



M Ű E G Y E T E M 1 7 8 2

INFOKOMMUNIKÁCIÓ JEGYZET

Márkus János Dániel

aresius423@gmail.com



Dr. Varga Pál

Marosi Gyula

előadásai alapján

Lektorálta

Béres Roland

2016. május 3.

Tartalomjegyzék

1. Bevezető	4
2. Alapismeretek	5
3. Jelfeldolgozás	7
3.1. Mintavételezés	8
3.2. A szűrők megválasztása	8
3.3. Kvantálás	11
4. Rádiós összeköttetések	13
4.1. Hullámterjedési módok	13
4.2. Egyutas terjedés	14
4.3. Kétutas terjedés	16
5. Kódolás	21
5.1. Forráskódoló	21
5.2. Kódtömörség	23
5.3. Tömörítés	26
5.3.1. Huffman-algoritmus	26
5.4. Hibakorlátozó kódolás	27
5.5. Blokk-kód	28
5.5.1. Kódolás lineáris blokk kódokkal	28
5.5.2. Hibamodellel	29
5.5.3. Dekódolás	29
6. Analóg modulációs eljárások	34

6.1. Amplitúdó moduláció	34
6.1.1. Modulációs mélység	35
6.1.2. Az amplitúdómoduláció fajtái	36
6.1.3. AM-demoduláció	37
6.2. QAM	41
6.3. Szögmoduláció	42
7. Demodulációs eljárások	45
7.1. FM jel demodulációs módszerei	45
7.1.1. Félrehangolt rezgőkör	45
7.1.2. Ellenütemű diszkriminátor	46
7.1.3. Aránydetektor	46
7.1.4. Számláló típusú demodulátor	47
7.1.5. Fázistolós szorzó (koincidencia demodulátor)	48
7.1.6. PLL diszkriminátor	48
8. Többszörös csatorna-hozzáférés	49
9. Digitális modulációs eljárások	53
9.1. Alapsávi digitális moduláció	53
9.1.1. PAM - Pulzus-amplitúdó moduláció	54
9.1.2. ISI	56
9.1.3. PPM - Pulzuszfázis moduláció	61
9.1.4. PWM/PDM - Pulzusszélesség moduláció	61
9.2. Vivőfrekvenciás digitális moduláció	61
9.2.1. ASK - Amplitude Shift Keying	61
9.2.2. PSK - phase shift keying	62

9.2.3. DBPSK - differential phase shift keying	63
9.2.4. DQPSK - differential quadrature phase shift keying	64
9.2.5. FSK - frequency shift keying	64
9.3. Diszkrét QAM	65
10.Érzékelés	67
10.1. Hallás	67
10.2. Látás	71
11.Műsorszórás	74
11.1. Audio műsorszórás	74
11.1.1. Analóg rádiózás	74
11.1.2. Digitális rádiózás	81
11.2. Televíziózás	82
11.2.1. Jelátalakítás	82
11.2.2. Analóg jeltovábbítás	84
11.2.3. Digitális jeltovábbítás	87
12.Mobiltelefonía	88
12.1. 1G telefonía	90
12.2. 2G	91

1. Bevezető

Ez a jegyzet a 2015/16-os év tavaszi félévében készült. A jegyzet nem teljes.

Kiemelt figyelmeztetés: a ZH-ra készüléskor gyakori hiba hogy a tanuló lera-gad a mintavételezés/kvantálás témakörnél. Ne tedd.

A tárgyból lehetséges megajánlott jegyet szerezni 20/22 pontos ZH-val.

A ZH anyaga a GSM anyagrész elejéig tart. A ZH-t 2016 Május 6.-án írjuk, az azon a héten leadott anyag már nem része a számonkérésnek.

A TMIT tanszék a képleteiben a $2\pi f$ jelölést alkalmazza az ω körfrekvencia helyett. A jegyzetben az átláthatóság kedvéért az utóbbit fogom alkalmazni, de zárthelyin illetve vizsgán érdemes a tanszék által preferált változatot használni.

Harry Theodor Nyquist nevének kiejtése: [\[ny:kvist\]](#), nükviszt, nügviszt. Köszönöm.

2. Alapismeretek

Logaritmus számítása fejben: mivel számológépet nem lehet használni a számonkérésen, fontos megtanulni közelítőleg logaritmust számolni fejben. Az alábbi táblázat és az $lg(x \cdot y) = lg(x) + lg(y)$ képlet segítségével jó közelítéssel tudunk számolni.

x	lg x
1	0
2	0.3
3	0.48
4	0.6
5	0.7
6	0.78
7	0.84
8	0.9
9	0.96
10	1

Hullámhossz: meggyorsítja a számolást ha tudod hogy 300 MHz-es frekvenciához tartozik 1 m hullámhossz.

Egyenszint: a jel DC komponense.

$$A_x = \lim_{\substack{t_1 \rightarrow -\infty \\ t_2 \rightarrow +\infty}} \frac{1}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} x(t) dt \quad (1)$$

Átlagteljesítmény: négyzetes átlag (mindig pozitív), egy jelnégyzet. Egységnyi ellenállásra eső teljesítmény.

$$P_x = \lim_{\substack{t_1 \rightarrow -\infty \\ t_2 \rightarrow +\infty}} \frac{1}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} x^2(t) dt \quad (2)$$

Hatásos feszültség: megadja hogy milyen DC jelnek felel meg az AC jelünk.

$$U_{eff} = \sqrt{P_x} = \sqrt{\lim_{\substack{t_1 \rightarrow -\infty \\ t_2 \rightarrow +\infty}} \frac{1}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} x^2(t) dt} \quad (3)$$

Csúcsstényező: a jel maximumának és effektív értékének a hányadosa. Magas csúcsstényezőjű jelek átvitele nehézkes, mert speciális elemeket kell használni

azok túrérszátára miatt (pl. a tranzisztor karakterisztikája a tartományban már nem lineáris). A jelünk túlterheli a rendszert, túl kell méretezni az ideális működéshez.

$$c = \frac{K}{\sqrt{P_x}} \quad (\text{ha } A_x = 0) \quad (4)$$

Fourier transzformáció:

$$F\{x(t)\} = X(f) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) \cdot e^{-j2\pi ft} dt \quad (5)$$

Várható érték:

$$m_{\xi}(t) = M\xi_t = \int_{-\infty}^{\infty} x \cdot f_{\xi}(x, t) dx \quad (6)$$

3. Jelfeldolgozás

Analóg jel előnyei:

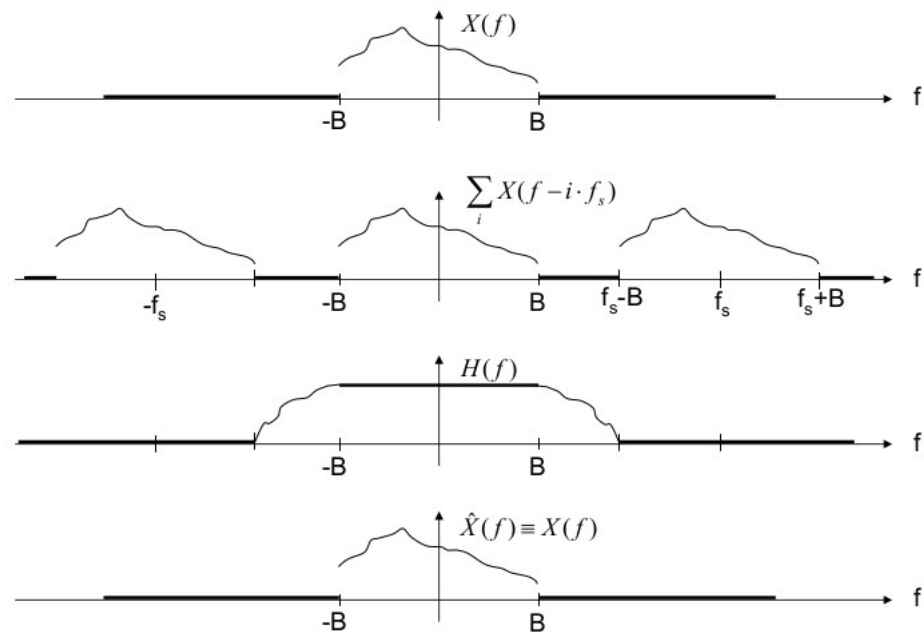
- Olcsó
- Egyszerűen feldolgozható

Digitális jel előnyei:

- Jobb a zajtűrése

Átvitelkor mindenképpen van torzítás.

4./2 Jel visszaállítása mintáinak sorozatából - Példa



A fenti ábrán láthatjuk a mintavételezés és a jelvisszaállítás folyamatát. Az első sor az eredeti jelünk¹, ami megjelenik a mintavételezési frekven-

¹A példában szereplő jel nem valós, ezért nem szimmetrikus az Y tengelyre a spektruma. Valós függvények spektruma konjugált szimmetrikus.

cia többszöröse körül a második sorban. A harmadik sor az aluláteresztő (LPF) visszaállító szűrő karakterisztikája, ami a rendelkezésre álló frekvenciatartományt kihasználva próbálja meg reprodukálni a jelet. A negyedik sor tartalmazza a visszaállított jelünket.

3.1. Mintavételezés

Mintavételezési tétel:

$$X_m(f) = \sum X(f - kf_s) \quad (7)$$

ahol f_s a mintavételezési frekvencia.

Visszaállítható-e az eredeti jel a mintáiból?

$$\hat{X}(f) = H(f) \cdot \sum X(f - i \cdot f_s)$$

Az LPF $H(f)$ átviteli karakterisztikájának köszönhetően szabadulunk meg az $i \cdot f_s$ tagtól.

Így a frekvenciatartományban $x(f)$ megtalálható az összes $i \cdot f_s$ frekvencia körül. Ha $H(f)$ szűrővel ki tudjuk szűrni az $i \neq 0$ tagokat, visszaállítottuk az eredeti jelet.

Azt a jelenséget, ahol a sokszorozódott $x(f)$ -ek összeérnek, átlapolódásnak hívjuk. Ahhoz hogy ez ne történjen meg, a mintavételezési frekvenciának legalább a sávszélesség kétszeresének kell lennie (Nyquist-tétel). Ez elérhető bemeneti szűréssel is.

3.2. A szűrők megválasztása

A helytelen szűrő megválasztásának következményei: szivárgás, aliasing. A bemenő szűrő fedőneve: antialiasing szűrő

Ha a kimeneti szűrő nem helyesen van megválasztva és a sávszélességen kívül is átenged dolgokat, szivárgás lép fel. Fedőneve: szivárgásmentesítő szűrő.

Példa: szivárgás és aliasing

Egy 8 kHz mintavételi frekvenciával működő PCM (Pulse Code Modulation, pulzuskód moduláció, azaz mintavételezett analóg jel) rendszer bemeneti és kimeneti szűrője a zárótartományban (4 kHz-től) 40 dB csillapítású.

A rendszer a $0.3 - 3.4\text{kHz}$ átviteli sávban lényegében tökéletes átvitelt biztosít. A bemenetre adott $U_{be1} = 2\text{V}$ $f_{be1} = 1.8\text{kHz}$ szinuszos jel hatására a kimeneten is megjelenik egy $U_{ki1} = 2\text{V}$ $f_{ki1} = 1.8\text{kHz}$ szinuszos jel.

a) Mennyi a kimenő jel 6.2 kHz-es összetevőjének amplitúdója?

$8\text{kHz} \pm 1.8\text{kHz} = 6.2\text{kHz}$ és 9.8kHz frekvenciákon megjelenik a jelünk. 6.2kHz -en a kimeneti szűrő 40 dB-lel csillapítja ezt, így az amplitúdója 0.02 V lesz.

b) Milyen frekvenciájú összetevői vannak még a kimenő jelnek?

$$f_{ki} = n \cdot f_s \pm 1.8\text{kHz}, n \in \mathbb{Z}$$

c) Mi jelenik meg a kimeneten, ha a bemenő jelet egyenirányítjuk?

Az egyenirányított jel periódusideje megfelelődik, azaz periódusa 3.6 kHz lesz. Így ez lesz az alapfrekvenciája is, ami megjelenik $n \cdot f_s \pm 3.6\text{kHz}$ -en. Mivel a jelünk nem egy tiszta szinuszos jel, a spektrumának lesznek felharmonikusai is, így $n \cdot f_s \pm 7.2$ is megjelenik, amit ugyan a bemenő szűrő a századára nyom el, a kimenő szűrő maradéktalanul átenged.

Példa: a visszaállítás jellegzetes hibái, szivárgás és aliasing

Egy 8 kHz mintavételi frekvenciával dolgozó mintavételező rendszer bemenő is kimenő szűrője azonos:

$$H_I(f) = H_O(f) = \begin{cases} 1 & \text{ha } |f| \leq 3\text{kHz} \\ 2.5 - |f|/2 & \text{ha } 3\text{kHz} \leq |f| \leq 5\text{kHz} \\ 0.01 & \text{ha } 5\text{kHz} \leq |f| \leq 10\text{kHz} \\ 0 & \text{egyébként} \end{cases}$$

A rendszer a 2V amplitúdójú, 1 kHz frekvenciájú jelösszetevőket - a szivárgó komponensektől eltekintve - amplitúdóhelyesen viszi át.

a) Határozzuk meg a szivárgó jelösszetevők amplitúdóját és frekvenciáját!

Az 1kHz-es átvitt jel mellett megjelenik két, egyenként 7 és 9 kHz frekvenciájú összetevő, amelyeknek az amplitúdója 0.02 V. A többi összetevő el van nyomva.

b) Milyen jel keletkezik, ha a bemenő jel 2V amplitúdójú, 4.5 kHz frekvenciájú szinuszos jel?

Az ábrát felrajzolva a komponensek:

$$\begin{aligned} 4.5kHz : 2.5 - f/2 &= 0.25 \\ 8 - 4.5 = 3.5kHz : 2.5 - f/2 &= 0.75 \end{aligned}$$

A szivárgó felharmonikus nagyobb amplitúdóval kerül átvitelre mint a jelünk.

Példa: mintavételi frekvencia megválasztása:

Egy valós értékű, stacionárius jel (egy 50 ohmos ellenálláson mért feszültség) spektrális sűrűségfüggvénye (a pozitív frekvenciák tartományában) általában zérus, kivéve a 0-3 kHz és a 7-8 sávot, ahol értéke ugyanaz az állandó.

a) Hogyan viselkedik a jel spektrális sűrűségfüggvénye a negatív frekvenciákon?

Ugyanúgy.

b) Határozza meg a jel spektrális sűrűségét azokon a frekvenciákon (ahol nem zérus), ha tudja, hogy a jel teljesítménye 0.2 mW!

A teljesítmény a spektrum görbe alatti területét jelenti (negatív frekvenciákat beleértve), tehát $S_0 = \frac{P_{jel}}{2 \cdot B_{összes}} = \frac{0.2mW}{2 \cdot (3+1)kHz} = 25 \frac{\mu W}{kHz}$

c) Milyen frekvenciával kell ebből a jelből mintákat venni ahhoz, hogy a mintákból a jel tökéletesen visszaállítható legyen? Határozza meg az összes szóbjöhető frekvenciát, és adja meg a visszaállításhoz alkalmazható szűrőket!

Aluláteresztő szűrővel $B=8kHz$. A Nyquist-kritérium szerint $f_s \geq 2B$ tehát 16 kHz-es mintavételi frekvenciával átlapolódásmentesen reprodukálható a jel egy 8 kHz-es ideális LPF-fel.

Megvalósítható a konstrukció sávszűrővel, ami csak a 0-3 és 7-8 kHz sávokba eső komponenseket engedi át. Ha $f_s \leq 14kHz$ akkor a 7-8 kHz-es sáv első felharmonikusa nem lapolódik rá az eredeti sávra, és ha $f_s \geq 22kHz$ akkor a 0-3 kHz-es sávra sem.

Ebből kifolyólag a mintavételezési frekvencia $11kHz \leq f_s \leq 14kHz$ intervallumban választható meg.

konklúzió: Akkor jó a mintavételezési frekvencia ha $n \cdot f_s \pm f_{jel} \cdot n! = 0$ esetén sosem lapolódik át az eredeti jellel.

3.3. Kvantálás

Kvantálás: a jel értékkészletének a diszkrétizálása. A kvantálási hiba a lehetséges jelszintek granularitásából ered.

A kvantálási lépcső, azaz a két „szomszédos” érték közötti távolság jele Δ . A kvantálási hiba maximális értéke $\frac{\Delta}{2}$ lehet a döntési küszöbből adódóan.

$\Delta = \frac{2A}{N}$ ahol N a lépcsőszám és $N = 2^n$ darab n -bites kódszavunk van.

$$2^n = \frac{2A}{\Delta} \quad (8)$$

Kvantálási zaj: ε_k csúcserő: $\frac{\Delta}{2}$

Egyenletes eloszlás esetén az átlagos zajteljesítmény:

$$M(\varepsilon_k^2) = P_\varepsilon = M(\varepsilon^2) = \frac{1}{\Delta} \int_{-\frac{\Delta}{2}}^{\frac{\Delta}{2}} x^2 dx = \frac{1}{\Delta} \cdot \frac{\frac{\Delta^3}{8} + \frac{\Delta^3}{8}}{3} = \frac{\Delta^2}{12} \quad (9)$$

Példa: a kvantálási zaj spektrális viselkedése

A gyengén stacionárius $x(t)$ jelet mintavételezzük, A/D átalakítóval digitalizáljuk, hibamentes átviteli csatornán továbbítjuk, majd D/A átalakító és simító szűrő segítségével visszaalakítjuk.

$s_x(f) = 6 \cdot s_0(1 - \frac{|f|}{12B})$ ha $7B < |f| < 10B$, egyébként 0

Mekkora lehet a tökéletes jelvisszaállítást eredményező minimális mintavételi frekvencia?

Próba:

$f_s = 12B \Rightarrow 1 \cdot f_s$ -nek köszönhetően $2B$ és $5B$ között megjelenik egy minta, és $2 \cdot f_s$ sem lapolódik át.

Próba 2:

$f_s = 6B \Rightarrow 3 \cdot f_s$ miatt átlapolódás történik. Úgy kell megválasztanunk f_s -t, hogy $2B$ -vel toljuk az átlapolódó darabot, és mivel ez $3f_s$ -en történik, $\frac{2}{3}$ kHz frekvencianövekedést kell kieszközölnünk. Itt $3f_s = 20B$ ahol a Nyquist-kritérium miatt nem lesz átlapolódás.

A amplitúdójú, c csúcsstényezőjű, n bites kvantálással, f_s mintavételezésű frekvenciájú, B sávszélességű jel jel-zaj viszonya (SNR, signal to noise ratio)

$$SNR = \frac{P_{jel}}{P_{zaj}} = \frac{3}{c^2} \cdot \frac{f_s}{2B} \cdot 2^{2n} \quad (10)$$

Szinuszos jelre $\frac{3}{c^2} = \frac{3}{2}$ és

$$SNR^{dB} = 1.76 + n \cdot 6.02dB \quad (11)$$

Egy jelet, amelynek 60 kHz és 108 kHz között vannak komponensei, közvetlenül digitálissá kell alakítani és úgy továbbítani.

a, Melyek a büntetlenül választható mintavételi frekvenciák lehetséges értékei?

A Nyquist-kritérium értelmében 216+ kHz-es f_s meg fog felelni. A sávszélességünk 48 kHz, tehát 120 kHz-es f_s mellett a jelünkre pont nem fog rálapolódni az 1 vagy $2 \cdot f_s$ körül megjelenő kép. Mivel a legalacsonyabb frekvencia 12 kHz lesz így, világosan látszik hogy $120 - 12 = 108kHz$ frekvenciáig szintén levihetjük a mintavételünket. Ekkor sávszűrő használatára lesz szükség.

b, Hány bites egyenletes kvantálást kell alkalmazni, ha a mintavételi frekvencia az előző pontban megjelölt, és legalább 70 dB kvantálási jel-zaj viszonyt követelünk meg?

$$SNR = \frac{3}{c^2} \cdot \frac{f_s}{2B} \cdot 2^{2N}$$

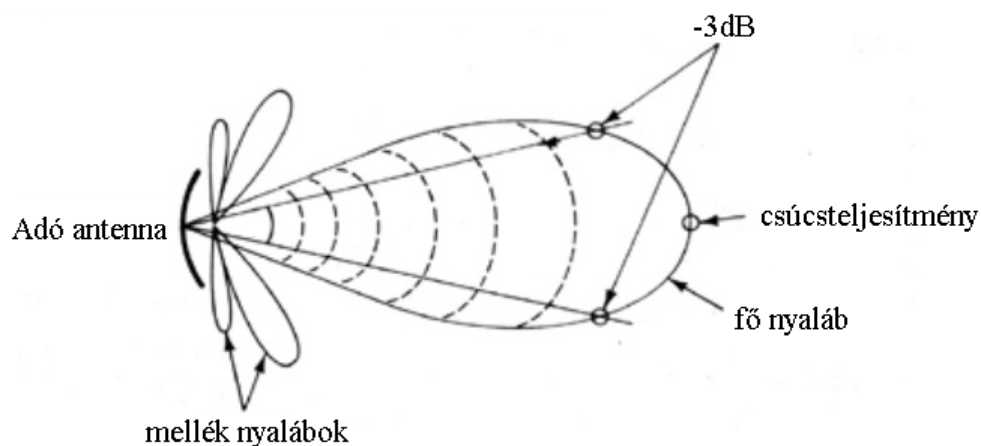
Nyquist kritérium betartása és szinuszos jel esetén $SNR = 1.76dB + n \cdot 6.02dB$

Innen látszik hogy 216 kHz mintavételezési frekvencia mellett 12 bites átalakítóra van szükségünk.

A pontos képletet használva kiderül hogy 11 bites kvantáló is megfelel 71.51 dB SNR-rel.

4. Rádiós összeköttetések

Az antenna reciprok, azaz adásra és vételre egyaránt képes. A jelátvitelt a távoltérben vizsgáljuk, azaz a rádióhullámok síkhullámként fognak viselkedni. Az antenna viselkedését az iránykarakteristikával tudjuk leírni.



θ : irányszög

Θ_{3dB} : irányélességi szög - itt feleakkora a kisugárzott hullám.

Az átvitel során a jelerősség megváltozik a szakaszcillapításnak köszönhetően.

$$a_{sz}^{dB} = 10 \cdot \lg \frac{P_{be}}{P_{ki}} \quad (12)$$

ahol P_{be} az adóantennába betáplált teljesítmény, és P_{ki} a vevőantennából kivett teljesítmény.

4.1. Hullámterjedési módok

- **Közvetlen/egyutas terjedés**
- Refrakció - a légköri törésmutató miatt elhajlik a jel
- Diffrakció - objektumok miatt szétszóródik a jel
- Troposzférikus - a troposzférában levő porszemeken reflektálódik a jel
- Ionoszférikus - az ionoszférán (40-140 km magasan) reflektálódik a jel

- Reflexió - a talajon reflektálódik a jel

4.2. Egyutas terjedés

Egyutas terjedésről akkor beszélhetünk, ha a hullám homogén térben, direkt úton terjed, szóródást okozó akadály nélkül.

Teljesítménysűrűség: $S_0 = \frac{P_{in}}{4r^2\pi}$ - a betáplált teljesítmény egyenletesen eloszlata az antennák távolságának megfelelő sugarú gömbön. Ez csak izotrop (azaz minden irányba azonos erősséggel adó) antennánál alkalmazható, ami nem létezik.

Antennanyereség/gain: A főirányban r távolságban mért teljesítménysűrűség és az azonos teljesítménnyel táplált izotrop antenna teljesítménysűrűsége r távolságban.

(Mennyivel nagyobb a kivehető teljesítmény ahhoz képest ha izotrop lenne az antenna)

$$G = \frac{S_{max}}{S_0} = \frac{S_{max}}{\frac{P_{in}}{4r^2\pi}} \quad (13)$$

Hatásos antennafelület: $A_r = \frac{P_r}{S}$

mivel az antenna reciprok,

$$\frac{G_r}{A_r} = \frac{4\pi}{\lambda^2} \rightarrow A_r = G_r \cdot \frac{\lambda^2}{4\pi} \quad (14)$$

Az egyenleteket behelyettesítve

$$P_r = S \cdot \frac{G\lambda^2}{4\pi} \quad (15)$$

Szakaszcsillapítás: az átviteli tényező amivel a szakasz csillapítja a jelet.

$$a_{sz}^{dB} = 10\lg\left(\frac{P_{betáplált}}{P_R}\right) = 20\lg\left(\frac{4\pi r}{\lambda}\right) - G_T^{dB} - G_R^{dB} \quad (16)$$

$$a_{sz} = \frac{P_{IN}}{P_R} = \frac{\frac{S_{max} \cdot 4r^2\pi}{G_T}}{\frac{S_{max} \cdot G_R \cdot \lambda^2}{4\pi}} = \left(\frac{4\pi r}{\lambda}\right)^2 \cdot \frac{1}{G_T \cdot G_R} \quad (17)$$

$\frac{1}{\lambda}$ - minél kisebb a hullámhossz, annál nagyobb a szakaszcsillapítás

$\frac{1}{G_T \cdot G_R}$ - minél jobbak az antennák, annál kisebb a szakaszcsillapítás

Példa: szabadtéri rádióösszeköttetés szakaszcsillapítása

Számítsa ki a 10 km szakasztávolságú, 450 MHz frekvencián üzemelő rádióösszeköttetés szabadtéri csillapítását! Az adó és a vevőantenna nyeresége egyaránt 20 dB.

Megoldás:

$$a_{sz} = \frac{P_T}{P_R} = \left(\frac{4\pi r}{\lambda}\right)^2 \frac{1}{G_T} \frac{1}{G_R}$$

$$a_{sz}^{dB} = 20 \lg\left(\frac{4\pi r}{\lambda}\right) - G_T^{dB} - G_R^{dB}$$

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{2}{3} \text{ m}$$

$$a_{sz}^{dB} = 20 \lg\left(\frac{4\pi 10^4 \text{ m}}{\frac{2}{3} \text{ m}}\right) - 20 \text{ dB} - 20 \text{ dB} \approx 65.5 \text{ dB}$$

Határozzuk meg a vett jel feszültségét, ha a leadott jel teljesítménye 1 watt, a vevő bemenő impedanciája (az antenna hullámimpedanciája) pedig 50 Ω !

Megoldás:

$$P_R = P_T \cdot 10^{-\frac{65.5}{10}} \approx 0.282 \mu \text{ W}$$

$$U_R = \sqrt{P_T \cdot R} = \sqrt{0.282 \cdot 10^{-6} \cdot 50} \approx 3.75 \text{ mV}$$

Példa: műholdas összeköttetések

Mekkora lehet az 1.1 m átmérőjű, 12 GHz - s műholdas műsorsugárzás vételére szolgáló parabolaantenna nyeresége? Milyen pontossággal kell ezt az antennát a szinkronpályán mozgó (látszólag álló) műholdra irányítani? Mekkora lehet a műholdon elhelyezett antenna nyeresége, ha az adott műsort egy kb. 2000 km átmérőjű körön belül élő közönségnek szánjuk?

a) $G_R = ?$

$$A_h = r^2 \pi \approx 1 \text{ m}^2$$

$$G_R = A_h \cdot \frac{4\pi}{\lambda^2} = 19088 = 42.8 \text{ dB}$$

b) Milyen pontossággal kell beállítani az antennát?

A műhold a sugárzott adást r távolságból egy α rálátási szögbe fogja sugározni. Ennek a teljesítménysűrűsége kiszámítható az adó teljesítményéből és az α rálátási szögből:

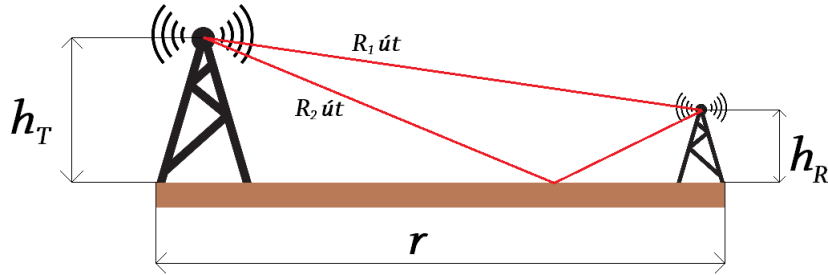
$$S = \frac{P_T}{r^2 \pi \cdot \text{tg}^2(\alpha)} \approx \frac{P_T}{r^2 \pi \cdot \alpha^2}$$

(kis szögek esetén $\text{tg}(x) \approx \sin(x) \approx x$)

$$G = \frac{S}{S_0} = \frac{\frac{P_T}{r^2 \pi \cdot \alpha^2}}{\frac{P_T}{4r^2 \pi}} = \frac{4}{\alpha^2}$$

Esetünkben, az előzőleg kiszámolt gaint felhasználva $\alpha = \sqrt{\frac{4}{G}} = 0.01313 \text{ rad} \approx 0.81^\circ$

4.3. Kétutas terjedés



A rádióhullám a talajról ill. vízfelületről reflektálódva is eljut a vevőantennába. Mivel a két úthossz különbözik, más fázisban érkezik be a két hullám, így interferencia lép fel. Ideális esetben a reflexiós tényező értéke -1, azaz teljes fázisfordítás történik gyengülés nélkül.

Reflexiós tényező:

$$\Gamma = \frac{\text{Reflektált térerő}}{\text{Beeső térerő}}$$

A két úthossz különbsége $R_2 - R_1 = \Delta = \frac{2h_T h_R}{r}$, a fáziskésés $\frac{\Delta}{c}$ így

$$E_R = E_0 + \Gamma \cdot E_0 \cdot e^{-j\beta\Delta} = E_0 + \Gamma \cdot E_0 \cdot e^{-j\omega \frac{\Delta}{c}} \quad (18)$$

Amennyiben a reflexió tényező ideális:

$$|E_R| = |E_0| \cdot |e^{-j\pi \frac{\Delta}{\lambda}}| \cdot |e^{+j\pi \frac{\Delta}{\lambda}} - e^{-j\pi \frac{\Delta}{\lambda}}| = 2 \cdot |E_0| \cdot |\sin(\frac{\pi \Delta}{\lambda})| \quad (19)$$

$$|E_R| = 2|E_0| |\sin(\frac{2\pi h_T h_R}{r\lambda})| \quad (20)$$

Kétutas terjedés szakaszcsillapítása:

$$a_{kétutas} = a_{egyutas} \cdot |\frac{E_0}{E_R}|^2 = \frac{1}{G_T G_R} (\frac{r^2}{h_T h_R})^2 \quad (21)$$

ZH típuspélda: kétutas terjedés

Egy 10 km szakasztávolságú földfelszíni rádióösszeköttetés vevőantennája 10 m magasságban van. Akár növeljük, akár csökkentjük az antenna magasságát, a vett jel teljesítménye csökken. Tudjuk, hogy az adóantenna 20 m magasságban van, és azt is hogy mindkét antenna nyeresége 10 dB.

a) Mekkora az üzemi hullámhossz?

Mivel akármerre változtatjuk az antenna magasságát, a 20 képletben a szinusznak muszáj 1-nek lenni, tehát az argumentumának muszáj $\frac{\pi}{2} \cdot k\pi$ -nek lenni. Itt az interferencia hatása tökéletesen erősítő.

$$|E_R| = 2|E_0| \sin(\frac{\pi \Delta}{\lambda}) = 2|E_0| |\sin(\frac{2\pi h_T h_R}{r\lambda})|$$

tehát

$$\begin{aligned} |\sin(\frac{2\pi h_T h_R}{r\lambda})| &= 1 \\ \frac{2\pi h_T h_R}{r\lambda} &= \frac{\pi}{2} + k\pi \quad k \in \mathbb{Z} \\ \lambda &= \frac{4h_T h_R}{r} = 0.08m \end{aligned}$$

b) Mekkora a szakaszcsillapítás?

$\beta = \frac{\omega}{v}$ - fázistényező - v.ö. Elektromágneses Terek Alapjai, 39. tétel

A feladat szerinti vevőantenna magasságában az adott r távolságban az eredő térerősség duplája lesz az egyutas esethez képest. (A szinusz argumentuma 1, így $|E_r| = 2 \cdot |E_0|$)

Mivel

$$E^2 \sim P$$

$$u^2 \sim P$$

ezért

$$a_{sz, egyutas}^{dB} = 10 \lg \left(\frac{4\pi r}{\lambda} \right)^2 - G_T - G_R \text{ dB}$$

$$a_{sz, kétutas}^{dB} = 10 \lg \left(\frac{4\pi r}{\lambda} \right)^2 - G_T - G_R - 6 \text{ dB}$$

Mivel a teljesítmény négyzetesen arányos a térerősséggel, a kétszeres térerősség négyszeres teljesítményt fog jelenteni, ezért kerül a -6 dB-es tag a képletbe.

Megjegyzés: interferencia a köztérben van csak, a távotérben a szinusz lineárisan közelíthető.

Példa: kétutas terjedés, csavarral:

A 450 MHz-es sávban működő adótól 3 km távolságban azt tapasztaljuk, hogy a vett jel teljesítménye a vevőantenna magasságának függvényében 5 méteres hullámhosszúságú periódusokban változik, a 10nW és 90nW értékhatárok között. (A vevőantenna nyeresége tekinthető 3 dB-nek.)

Megjegyzés: azért van sáv megadva, mert a 450 MHz a vivőfrekvencia, ennek a közelében fog működni a készülék. Ez részletesebben lesz taglalva a későbbi anyagrészekben.

a) Adja meg a jelenség magyarázatát!

A 19 képlet $\sin^2$ -es periodicitása (a teljesítmény négyzetes!) miatt változik a teljesítmény. A magasság szerint ábrázolt teljesítmény függvénye π szerint csúcsosodik.

A reflexiós tényező nem -1, így nem lesz teljes kioltás.

b) Becsülje meg az adóantenna magasságát, továbbá a földreflexiós tényező értékét!

Feltételezve hogy 5 m magasságban maximális a teljesítmény:

$$\pi = \frac{2\pi h_T h_R}{r\lambda}$$

$$h_T = \frac{\frac{3}{2}m \cdot 3000m}{2 \cdot 5m}$$

$$h_T = 200m$$

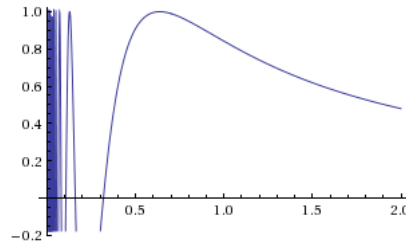
A reflexiós tényező kiszámítása:

$$E_R = E_0 + \Gamma E_0 e^{-j2\pi\beta} = E_0 + \Gamma E_0 e^{-j2\pi \frac{\Delta}{\lambda}}$$

$$\frac{E_{max}}{E_{min}} = \frac{E_0 + |\Gamma|E_0}{E_0 - |\Gamma|E_0} = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|}$$

$$\frac{P_{max}}{P_{min}} = \left(\frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|}\right)^2 = \frac{90}{10}$$

Interferencia zóna határa: a legtávolabbi térerősségmaximum helye



A 20 képlet a konstansokkal egyszerűsítve $\sin(1/x)$ -re hajaz: egy bizonyos térerősségmaximum után a függvény szigorúan monoton csökkenő. Ez a pont lesz az interferenziazóna határa - ezen kívül nem lép fel interferencia. Azon belül minél közelebb megyünk az adóhoz, annál gyakrabban fordulnak elő minimum és maximumhelyek.

$$d_i = \frac{4h_T h_R}{\lambda} \quad (22)$$

Ez a pont az, ahol a $\frac{2\pi h_T h_R}{r \cdot \lambda} = \frac{\pi}{2} + k\pi$ maximumhelyeket meghatározó képlet k tagja nulla.

Egy mobil rádiórendszerben a bázisállomás magassága 50 m, az üzemi frekvencia 900 MHz. Az ismeretlen adatokat - ha szükséges, - megválaszthatja.

a, Kétutas terjedést feltételezve becsülje meg hogy a bázisállomástól milyen távolságra lehet az interferenciazóna határa (a legtávolabbi térerősségmaximum helye)!

$$|E_R| = 2|E_0| \left| \sin \frac{2\pi h_T h_R}{r \cdot \lambda} \right| \Rightarrow \frac{2\pi h_T h_R}{r \cdot \lambda} = \frac{\pi}{2} + k\pi$$

Az értékeket behelyettesítve $r = 1200m$.

b, Teljes reflexiót feltételezve a vevőantenna magasságának változtatásával mekkora lesz a maximális és minimális vételi térerősség abszolútértéke közötti arány?

$$\frac{E_{max}}{E_{min}} = \frac{2E_0}{0} = \infty$$

c, Mekkora lesz ugyanez az érték $\Gamma = -0.9$ mellett?

$$\frac{E_{max}}{E_{min}} = \frac{1+|\Gamma|}{1-|\Gamma|} = \frac{1.9}{0.1} = 19$$

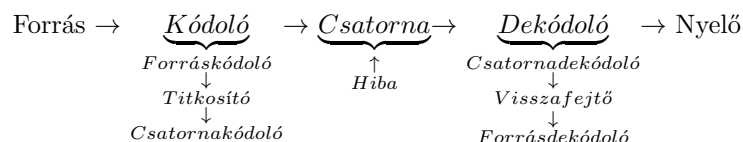
d, Teljes reflexiót feltételezve, mekkora a szakaszcsillapítás az interferenciazóna határán?

Csak a térerősségmaximumokban, $\Gamma = -1$ mellett

$$a_{sz}^{dB} = 20 \lg \left(\frac{4\pi r}{\lambda} \right) - G_T - G_R - 6dB$$

5. Kódolás

A jelünk a forrás/vevő és a csatorna között a következő átalakításon megy át:



5.1. Forráskódoló

A karakterkészletünk M darab karakterből áll, amit $ld(M)$ kódszavon kódolunk.

$$\underbrace{[x_1, x_2, \dots, x_n] \in X}_{\text{forrás-ABC}} \xrightarrow{\text{kód}} \underbrace{[y_1, y_2, \dots, y_s] \in Y}_{\text{kód-ABC}}$$

X^* az üzenetek összessége, Y^* a kódszavak összessége, s pedig a kód-ABC számossága. A célunk egy egyértelműen dekódolható kód létrehozása.

Példa: egyszerű kód létrehozása

Hozzunk létre bináris kódot az a,b,c,d forrás-ABC-re!

$$\begin{aligned}
 X &= \{a, b, c, d\} \\
 Y &= \{0, 1\}
 \end{aligned}$$

$$ld(x) = \log_2(x)$$

Egy egyszerű kódolás:

$$\begin{aligned}f(a) &= \underline{0} \\f(b) &= \underline{0}1 \\f(c) &= \underline{0}11 \\f(d) &= \underline{0}111\end{aligned}$$

Ez a kód egyértelműen dekódolható, azonban ahhoz hogy az utolsó karaktert meg tudjuk fejteni, előre kell néznünk (look ahead), hiszen így lehetünk biztosak abban hogy elértünk a jelenlegi kódszavunk végére.

Példa: prefix kód készítése

Hozzunk létre prefixum-mentes kódot az előző feladathoz!

Egyszerű a megoldás:

$$\begin{aligned}f(a) &= \underline{0} \\f(b) &= 1\underline{0} \\f(c) &= 11\underline{0} \\f(d) &= 111\underline{0}\end{aligned}$$

Azzal hogy a 0 karaktert a kódszó végének választottuk meg, amint megkapjuk, bizonyosak lehetünk abban hogy nem érkezik még információ ami esetlegesen megváltoztathatná ezen karakter dekódoltját.

Kraft-McMillan egyenlőtlenség:

$$\sum_i s^{-l_i} \leq 1 \tag{23}$$

ahol s a kód-ABC számossága, $l_1, l_2, \dots, l_n$ a kódszavak hossza.

Kraft azt bizonyította be hogy amennyiben az egyenlőtlenség teljesül, a kód egyértelműen dekódolható. Tőle függetlenül McMillan bebizonyította hogy ha teljesül, a kód prefix (azaz prefixum-mentes). Ebből következik hogy egyértelműen dekódolható kódszavakra mindig létezik prefix kód.

5.2. Kódtömorség

Az átlagos kódszóhossz

$$L = E|f(x)| = \sum_i p(x_i) \cdot |f(x_i)| \quad (24)$$

ahol

E - várható érték

$p(x_i)$ - x_i előfordulási valószínűsége

$|f(x_i)|$ - a kódszó hossza

Bináris kód esetén $-ld(p(x_i)) \leq l_i \leq -ld(p(x_i)) + 1$

$$\begin{aligned} \underbrace{2^{-l_i}} &\leq ld(p(x_i)) \\ \underbrace{\sum_i 2^{-l_i}} &\leq \sum_i 2^{ld(p(x_i))} = 1 \\ -p(x_i)ld(p(x_i)) &\leq p(x_i)l_i \leq -p(x_i)ld(p(x_i)) + \underbrace{p(x_i)}_{\sum_i p(x_i)=1} \\ -\underbrace{\sum_i p(x_i)ld(p(x_i))}_{\substack{H(x) \\ \text{A forrás entrópiája}}} &\leq \underbrace{\sum_i p(x_i)l_i}_L \leq -\sum_i p(x_i)ld(p(x_i)) + 1 \\ &\quad \downarrow \\ H(x) &\leq L \leq H(x) + 1 \end{aligned} \quad (25)$$

ahol

$H(x) \leq L$ igaz általános kódokra

$L \leq H(x) + 1$ igaz prefix kódokra

Egy (szimbólumonként kódolt) forrás **legtömörebb** bináris kódjában a kódszavak hossza rendre 2,3,3,3,3,4,4,4,5,5.

Lehet-e ez a kód egyértelműen megfejthető?

A Kraft-McMillan egyenlőtlenség szerint:

$$\sum_i 2^{-l_i} \leq 1$$
$$2^{-2} + 4 \cdot 2^{-3} + 3 \cdot 2^{-4} + 2 \cdot 2^{-5} = 1$$

Tehát ez a kód egyértelműen megfejthető.

Mekkora a forrás entrópiája, ha tudjuk, hogy egyenlő a kód átlagos szóhosszúságával?

Átlagos kódszóhossz: $\lambda = \sum_i p_i l_i$

Entrópia: $H(p) = \sum_i p_i \cdot \text{ld}(\frac{1}{p_i})$

tehát $\sum_i p_i l_i = \sum_i p_i \cdot \text{ld}(\frac{1}{p_i})$

Egy lehetséges megoldás:

$$l_i = \text{ld} \frac{1}{p_i}$$

ekkor $2^{-l_i} = p_i$

Ebben a feladatban

$$\lambda = H(P) = 2 \cdot \frac{1}{4} + 4 \cdot 3 \cdot \frac{1}{8} + 3 \cdot 4 \cdot \frac{1}{16} + 2 \cdot 5 \cdot \frac{1}{32} = \frac{49}{16}$$

Egy diszkrét, emlékezetnélküli, véletlen forrás szimbólumait a $P = \{0.5, 0.25, 0.15, 0.1\}$ valószínűség-eloszlás szerint szolgáltatja. Pis-

tíke alkot egy kódot, amelyben a kódszavak a szimbólumok fenti sorrendjében a következők:

(01) (10) (011) (1011)

a, Egyértelműen dekódolható-e a fenti kód?

Példa:

$$\begin{array}{cccc} \underbrace{011}_C & \underbrace{011}_C & \underbrace{011}_C & \underbrace{011}_C \\ \underbrace{01}_A & \underbrace{1011}_D & \underbrace{01}_A & \underbrace{1011}_D \end{array}$$

Tehát nem egyértelműen megfejthető a kód. A feladat próbálkozással oldható meg. Árulkodó jel ha egy szimbólum kódja előtagja egy másik kódnak.

b, A fenti kódhosszúságokkal lehet-e prefix-mentes kódot konstruálni?

A Kraft-McMillan egyenlőtlenség szerint

$$\sum_i 2^{-l_i} = \frac{11}{16} \leq 1$$

tehát lehet.

c, Mennyi a várható kódszóhossz? Mennyi a tömöríthetőség elvi határa?

$$\lambda = 0.5 \cdot 2 + 0.25 \cdot 2 + 0.15 \cdot 2 + 0.1 \cdot 4 = 2.35 \frac{\text{bit}}{\text{szimbólum}}$$

$$H(P) = 1.7428 \frac{\text{bit}}{\text{szimbólum}}$$

5.3. Tömörítés

5.3.1. Huffman-algoritmus

A Huffman kód prefix kódot generál egy bináris fa létrehozásával.

Felírjuk a továbbítandó karaktereket előfordulási valószínűség szerint sorba rendezve, és a két legvalószínűtlenebb karaktert összekötjük. Az egyik ágra nullát, a másikra egyet írunk.

Gondolat: Mennyire közelíthető meg az entrópia szimbólumcsoportok „újrakódolásával”?

Készítsünk egyértelműen megfejthető, az azonos szóhosszúságúnál tömörebb kódot, ha a forrásszimbólumok eloszlása:

$$p_1 = 0.4 \quad p_2 = 0.25 \quad p_3 = 0.12 \quad p_4 = 0.1 \quad p_5 = 0.08 \quad p_6 = 0.05$$

Ha Huffman-kód:

1. Rendezzük a valószínűség szerint növekvő sorba
2. A két legkisebb legyen két új levél, összegük egy felettük álló csomópont
3. A leveleket töröljük a sorból, az új csomópontokkal új sort rendezünk
4. 1→3 lépések amíg elfogy a sor
5. Elkészült a fa. Minden csomópont bal ágára „0”-t, jobb ágára „1”-et írunk
6. A „levél” kódszava a csúcstól hozzá elérve összeolvasott 0-1 sorozat

$$\begin{array}{c} \underbrace{5 \ 8}_{13} \ 10 \ 12 \ 25 \ 40 \\ \underbrace{10 \ 12}_{22} \ 13 \ 25 \ 40 \\ \underbrace{13 \ 22}_{35} \ 25 \ 40 \end{array}$$

$$\begin{array}{c} \underbrace{25 \ 35 \ 40}_{60} \\ \underbrace{40 \ 60}_{100} \end{array}$$

Tehát

- $40 \longrightarrow 0$
- $25 \longrightarrow 10$
- $12 \longrightarrow 1111$
- $10 \longrightarrow 1110$
- $8 \longrightarrow 1101$
- $5 \longrightarrow 1100$

Ennek az átlagos kódszóhossza $2.3 \frac{\text{bit}}{\text{szimbólum}}$

5.4. Hibakorlátozó kódolás

Fel kell dúsítani a kódot védelemmel, hogy minél kevésbé látsszanak át egymásba.

Hibafajták:

Törlődéses hiba: hiányzik egy bit.

Tévesztéses hiba: Különböző esélyű lehet a $0 \rightarrow 1$ és az $1 \rightarrow 0$ tévesztés valószínűsége. Ha

$$P_{0 \rightarrow 1} = P_{1 \rightarrow 0}$$

akkor BSC-ről (Binary Symmetric Channel) beszélünk.

Hibavédelem:

Vannak k hosszúságú kódszavaink, amiket védeni kell hibázás ellen. Feldúsítjuk őket n -bitesre, így „védettebbek” lesznek, mivel az extra bitek helyes megválasztásával kevésbé fognak hasonlítani egymásra. Minél több pozícióban van eltérés közöttük, annál kevésbé hasonlítanak.

Kódtávolság: d_{min} - pozitív, szimmetrikus és igaz a Δ -egyenlőtlenség. Két kódszó távolsága (Hamming-távolság) az eltérő pozíció-értékek száma. A kódtávolság a kód bármely két szava közötti legkisebb távolság.

$$\begin{array}{r} 010011 \\ XOR \underline{011101} \\ d_{min} \ 001110 \end{array}$$

d_{min} kódtávolság mellett garantáltan jelezhető $d_{min} - 1$ hiba. A javítható hibák száma $\frac{d_{min}-1}{2}$ alsó egészrésze.

5.5. Blokk-kód

2^k kódszavunk van n bitesre feldúsítva. Jelölése: $C(n,k)$ blokk-kód.

$$\overbrace{\underbrace{0010}_{k} \underbrace{011}_{k}}^n$$

5.5.1. Kódolás lineáris blokk kódokkal

Elemi műveletek: AND, XOR $\{0, 1\}$ elemhalmazzra. Ha C lineáris tér és $C_1, C_2 \in C$ akkor $C_1 + C_2 \in C$. A csupa 0 kódszó **mindig** eleme a C -nek mivel $C_1 + C_1 = 0$, viszont a csupa 1 nem feltétlenül.

A lineáris tér bázisának segítségével minden elem előállítható, ezt generátormátrixnak hívjuk. Elemei $g_1, g_2, \dots, g_i$.

$$\underline{c} = u_1 \underline{g_1} + u_2 \underline{g_2} + \dots + u_i \underline{g_i} = \sum_{i=1}^k u_i \underline{g_i} = \underline{u} \underline{G} = \underline{c}$$

5.5.2. Hibamodel

A vett szóhoz hozzáadódik egy hiba: $\underline{v} = \underline{c} + \underline{e}$. Az $\underline{e}$ hibavektor azon pontjában lesz 1-es bit, ahol bittévesztés történt.

A hibás értékekre vezető vektorok: $h_1, h_2, \dots, h_{n-k} \rightarrow \underline{\underline{H}}$ - Ez egy s szindrómára vezet, amire igaz hogy

$$\underline{e} \cdot \underline{\underline{H}}^T = \underline{s} = \underline{v} \underline{\underline{H}}^T \quad (26)$$

A H mátrix ortogonális.

Úgy optimalizálható a kód, ha minél több 1-es bit van a kódszóban, különben a szorzásból fakadóan könnyen összetéveszthető egy hibával.

Szisztematikus kód: az a kód, ahol az üzenet a kódszó legelején van. Ez úgy érhető el, hogy a generátormátrix egy egységmátrixsal kezdődik:

$$\underline{\underline{G}} = [\underline{\underline{I}}, \underline{\underline{B}}] \quad (27)$$

$$\underline{\underline{H}}^T = \begin{bmatrix} \underline{\underline{B}} \\ \underline{\underline{I}}_{n-k} \end{bmatrix} \quad (28)$$

$$\underline{v} \cdot \underline{\underline{H}}^T = (\underline{c} + \underline{e}) \underline{\underline{H}}^T = \underline{c} \underline{\underline{H}}^T + \underline{e} \underline{\underline{H}}^T = \underline{s}$$

$\underline{c} \cdot \underline{\underline{H}}^T$ 0 lesz ha c kódszó, így a szindrómából meg tudjuk mondani a hibát.

5.5.3. Dekódolás

A hiba helyének meghatározása:

0, Felépítjük az előzetes tudást: $\underline{s} = \underline{e}_i \underline{\underline{H}}^T$

1, Jön a vett szó: $\underline{v} \rightarrow \underline{v} \cdot \underline{\underline{H}}^T = \underline{s}$

2, $s_i \rightarrow e_i$ az előzetes tudásból

3, $\hat{c} = \underline{v} - \underline{e}_i$

4, $\hat{u} \rightarrow \hat{c}$

Példa:

$$\underline{\underline{G}} = \begin{bmatrix} 10110 \\ 01011 \end{bmatrix}, \quad H^T = \begin{bmatrix} 110 \\ 011 \\ 100 \\ 010 \\ 001 \end{bmatrix}, \quad \underline{v} = 11001$$

$$\underline{v} \underline{\underline{H}}^T = 100 = \underline{s} = \underline{e} \cdot \underline{\underline{H}}^T$$

00100 pont $\underline{\underline{H}}^T$ 100 sorát választja ki, tehát a 3. bit lesz a hibás.

$$\hat{c} = 11101, \quad \hat{u} = 11$$

Konklúzió: Minden szindróma egy sort jelöl ki a H mátrixban.

Vizsgáljuk azt a bináris (8,4) kódot, amelynek generátormátrixa

$$\underline{\underline{G}} = \begin{bmatrix} 10000011 \\ 01000110 \\ 00110101 \\ 00011001 \end{bmatrix}$$

a, Szisztematikus ez a kód?

C(8,4)

- n: kódszóhossz
- k: üzenet hossza

Kódolás: $\underline{C} = \underline{u} \underline{\underline{G}}$

Ha az üzenetünk 1100,

$$\underline{u} = \begin{matrix} 1000 & 0011 \\ \oplus & 0100 & 0110 \end{matrix} = \overbrace{1100}^{\text{az üzenet}} 0101$$

A generátormátrix nem $[I, B]$ formátumú, ezért a kód nem szisztematikus.

b, Mi lehet az ugyanezen kódot előállító szisztematikus generátormátrix?

A szisztematikus generátormátrixot úgy kapjuk meg, ha a 3. sort xoroljuk a 4. sorral. Így

$$\underline{\underline{G}} = \begin{bmatrix} 10000011 \\ 01000110 \\ 00101100 \\ 00011001 \end{bmatrix}$$

c, Mi a kód paritásellenőrző mátrixa?

$$\text{Ha } \underline{\underline{G}} = [I_k \ B] \text{ akkor } H^T = [I_{n-k}^B]$$

$$H^T = \begin{bmatrix} 0011 \\ 0110 \\ 1100 \\ 1001 \\ 1000 \\ 0100 \\ 0010 \\ 0001 \end{bmatrix}$$

$$\underline{v} \underline{\underline{H}}^T = \underline{s} \text{ ami } 0 \text{ ha nincs hiba}$$

d, Tegyük fel, hogy az $u=[0 \ 1 \ 1 \ 0]$ -hoz tartozó kódszó első bitje meghibásodik! Demonstráljuk a (táblázatos) hibajavítás folyamatát!

A generált üzenet $\underline{u}=01101010$, a vett üzenet pedig $\underline{v}=11101010$.

$$\underline{s} = \underline{v} \underline{\underline{H}}^T$$

H^T 1,2,3,5 és 7. sorait kiválasztva $\underline{s}=0011$.

Ugyanerre a szindrómára jutottunk volna az $\underline{e} \underline{\underline{H}}^T$ szorzattal is. Ekkor $\underline{e}=10000000$, tehát az 1. pozíció hibásodott meg.

Egy bináris, lineáris blokk-kód a következő üzenet $\rightarrow$ kód hozzárendeléssel adott:

$$00 \rightarrow 00000$$

$$01 \rightarrow 01110$$

$$10 \rightarrow 10101$$

$$11 \rightarrow 11011$$

a, Adja meg a kód generátormátrixát! Mi lehetett a legvalószínűbb küldött üzenet, amikor a vett blokk $v = (01010)$?

A kódunk szisztematikus, így generátormátrixnak egyszerűen kiválasztjuk az 10 és 01-gyel (egységmátrix soraival) kezdődő kódokat.

$$\underline{\underline{G}} = \begin{bmatrix} 10101 \\ 01110 \end{bmatrix}$$

$c' = 01110$ a legvalószínűbb kódszó, így a legvalószínűbb üzenet 01.

b, Adja meg a kód paritásellenőrző-mátrixát! Milyen szindrómát kapunk a fenti v esetén?

$$\underline{\underline{H}}^T = \begin{bmatrix} 101 \\ 110 \\ 100 \\ 010 \\ 001 \end{bmatrix}$$

$$\underline{s} = \underline{v} \underline{\underline{H}}^T = \underline{e} \underline{\underline{H}}^T = 100 \implies \underline{e} = 00100$$

c, Hány bithiba detektálható ezzel a kóddal biztosan? Hány bithiba javítható ezzel a kóddal biztosan?

A kódtávolság lineáris, szisztematikus kódnál a legkisebb súlyú nem nulla kódszó súlya, tehát itt 3.

$d_{min} - 1 = 2$ hiba detektálható, és $\frac{d_{min}-1}{2} = 1$ hiba javítható.

6. Analóg modulációs eljárások

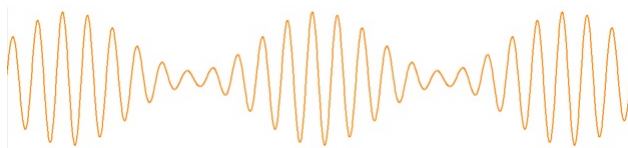
$$Forrás \rightarrow \underbrace{\acute{A}talakító}_{Modulátor} \rightarrow \oplus \xrightarrow{\substack{\uparrow \\ zaj}} \underbrace{Visszaalakító}_{demodulátor} \rightarrow Nyelő$$

A kódolást mindig az emberi érzékelés határain belülre tervezzük és a zaj legjobb elnyomására törekszünk.

A szinuszos vívőjű modulált jel általában leírható az amplitúdójának és a szögének a változásával.

$$s(t) = a(t)\cos(\Theta(t)) \quad (29)$$

6.1. Amplitúdó moduláció



Az amplitúdó változik, a szög állandó.

$$a(t) \neq \text{const}$$

$$s_{AM}(t) = a(t)\cos(\omega_v t + \phi) \quad (30)$$

Egyszerű, szinuszos vívő és általános moduláló jel esetén

$$s_{AM}(t) = U_v(1 + m_m(t))\cos(\omega_v t)$$

Ha a moduláló jel is szinuszos:

$$s_m(t) = U_m \cos(\omega_m t), \quad a(t) = U_v + U_m \cos(\omega_m t)$$

$$\begin{aligned} s_{AM}(t) &= a(t) \cos(\omega_v t) \\ &= (U_v + U_m \cos(\omega_m t)) \cdot \cos(\omega_v t) \\ &= U_v \cos(\omega_v t) + U_m \cos(\omega_m t) \cos(\omega_v t) \\ &= U_v \cos(\omega_v t) + \frac{1}{2} U_m (\cos(\omega_v - \omega_m)t) + \frac{1}{2} U_m (\cos(\omega_v + \omega_m)t) \end{aligned}$$

A modulált jel spektrumán megjelenik egy U_v amplitúdójú túske ω_v -nél, és annak két oldalán ω_m távolságra egy-egy $\frac{1}{2}U_m$ amplitúdójú komponens.

A moduláló jel a modulált jel burkológörbéjeként fog megjelenni.

6.1.1. Modulációs mélység

Ez jelöli azt hogy a vivőjelhez képest mekkora a moduláló jel amplitúdója. Ez egy tervezői döntés, nagyobb modulációs mélység esetén nagyobb feszültségtartományt kell feldolgozni, viszont a felbontása rosszabb.

Egyetlen szinuszos moduláló jel esetén $m = \frac{U_m}{U_v}$.

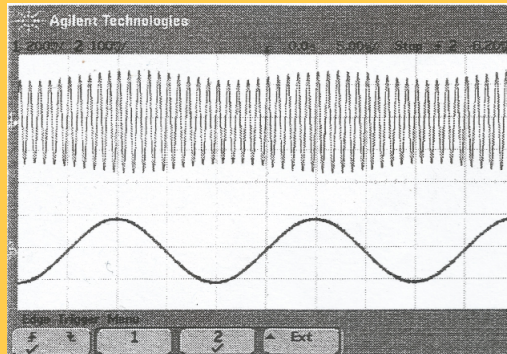
$$m = \frac{\max(X_m(t))}{U_v} = \frac{X_m}{U_v} \quad (31)$$

$$\frac{P_{szinuszos}}{P_{összes}} = \frac{\frac{x^2}{c^2}}{u^2 + \frac{x^2}{c^2}} = \frac{m^2}{c^2 + m^2} \quad (32)$$

A modulációs mélység a modulációs jel teljesítményének a hasznosságát is jelzi.

Ha a modulációs mélység 1-nél nagyobb, „negatívba” fordul át a burkológörbe, ezt hagyományos demodulációs eljárásokkal nem lehet demodulálni.

Állapítsuk meg az oszcilloszkóp képernyőjén megjelenő jel modulációs mélységét!



A felső, modulált jel osztása 200 mV/ és az alsó, moduláló jel osztása 100 mV/

A 2. (alsó) csatorna képéről leolvasható hogy a moduláló szinuszos jel amplitúdója 100 mV. Egy olyan időpillanatban ahol a moduláló jel éppen 0 értéket vesz fel, leolvashatjuk a vivőjel amplitúdóját, ami hozzávetőlegesen $1.4 \cdot 200$ mV lesz.

$$m = \frac{X_{max}}{U_{vivő}} = \frac{U_{m,szinuszos}}{U_v} \approx \frac{100mV}{1.4 \cdot 200mV} = 35\%$$

6.1.2. Az amplitúdómoduláció fajtái

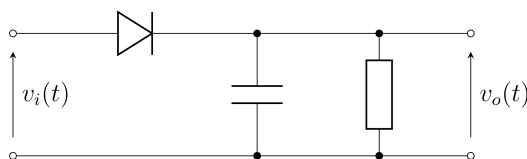
AM-DSB - Double Side Band

AM-DSB/SC - Double Side Band, Suppressed Carrier

AM-SSB - Single Side Band (AM-USB: upper side band, AM-LSB: lower side band)

6.1.3. AM-demoduláció

Burkoló demodulátor:



A hátránya az hogy csak AM-DSB-nél lehet használni, ugyanis a többi esetben nem jelenik meg a burkoló.

Szorzó demodulátor:

$$s_{AM}(t) \rightarrow \begin{matrix} \oplus \\ \uparrow \\ 2\cos(\omega_v t + \phi) \end{matrix} \rightarrow LPF \rightarrow \hat{s}_m(t)$$

$$\begin{aligned} & (U_v + s_m(t)) \cdot \cos(\omega_v t) \cdot 2\cos(\omega_v t + \phi) = \\ & \underbrace{(U_v + s_m(t)) \cos\phi}_{\text{Demodulált jel}} + \underbrace{(U_v + s_m(t)) \cos(2\omega_v t + \phi)}_{\text{Az LPF kiszűri}} \end{aligned} \quad (33)$$

$$\hat{s}_m(t) = [U_v + s_m(t)] \cos\phi \rightarrow s_m(t) \cdot \cos\phi \quad (34)$$

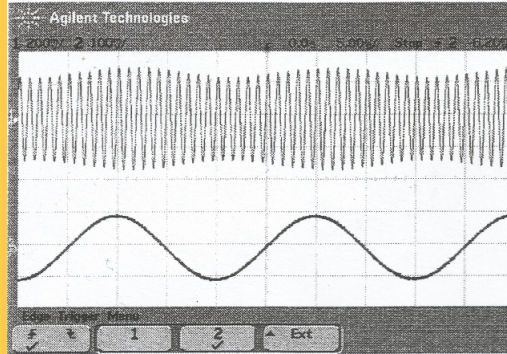
$$\cos\phi = 1 \text{ ha } \phi = 0 + 2k\pi$$

$$\cos\phi = 0 \text{ ha } \phi = \frac{\pi}{2} + k\pi$$

Tehát egy vivővel két moduláló jelet is átvihetünk. Ezt hívjuk QAM-nek, azaz Kvadratúra Amplitúdómodulációnak.

AM jel vizsgálata:

Egy AM modulátor kimenő jele:



A modulált jel:

$$s_{AM}(t) = 3\cos(1800\pi t) + 10\cos(2000\pi t) + 3\cos(2200\pi t)$$

A feladat megoldásához alapfokú oszcilloszkóp-kezelési készség szükséges. Ezt a leghatékonyabban egynek a megnyomogatásával lehet elsajátítani.

Határozzuk meg

a, az AM moduláció típusát!

A frekvenciatartományban elképzelve a moduláló jelet egyértelműen látszik hogy ez a jel AM-DSB.

b, az $s_m(t)$ moduláló jelet!

$$s_{AM,DSB}(t) = \frac{U_m}{2}\cos(2\pi(f_v - f_m)t) + U_v\cos(2\pi f_v t) + \frac{U_m}{2}\cos(2\pi(f_v + f_m)t)$$

$$\hookrightarrow U_m = 2 \cdot 3V, \quad f_m = 100Hz \longrightarrow s_m(t) = 6\cos(2 \cdot 100\pi t)$$

c, az $f_v(t)$ vivőfrekvenciát!

$$\text{A vivőfrekvencia: } 2000\pi t = 2f_v\pi t \longrightarrow f_v = 1kHz$$

$$s_v(t) = 10\cos(2\pi \cdot 1000 \cdot t)$$

d, az $s_{AM}(t)$ maximális és minimális értékét!

A burkológörbe maximuma 16 voltnál található, minimuma pedig csak közelítőleg éri el a -16 Voltot.

e, a modulációs mélységet!

szinuszos esetben $m = \frac{U_m}{U_v}$, esetünkben 60%

f, a vivőfrekvenciás komponensben és az oldalsávokban lévő teljesítmények arányát!

A teljesítmény négyzetesen aránylik a feszültséghez, így $\frac{P_{hasznos}}{P_{összes}} = 0.1525 = \frac{m^2}{m^2 + c^2}$

Figyeljünk arra hogy az egyenlet bal oldalánál effektív értékekkel számoljunk!

Egy AM-DSB modulátor 60kHz vivőfrekvenciájú, 20% modulációs mélységű, 1.8V csúcsértékű jelet állít elő. A szinuszos moduláló jel frekvenciája 10kHz.

a, Rajzolja fel a modulált jel valamely legalább $200\mu s$ terjedelmű szakaszát!

Tudjuk hogy $\frac{U_m}{U_v} = 0.2 \rightarrow U_m = 0.2U_v$

és $U_m + U_v = 1.8V \rightarrow U_v = 1.5V$.

Rajzoljunk fel két 10kHz vivőfrekvenciájú, azaz $100\mu s$ periódusidejű szinuszos jelet, ez lesz a burkológörbénk. A 60kHz-es frekvencia periódusideje $16.7\mu s$ lesz. Egy periódusnyi moduláló jelbe hat periódusnyi vivő jel fér bele, ezt berajzolva megoldottuk a feladatot.

b, Írja fel a modulált jel időfüggvényét! Milyen egyégben kell az időt a felírt képletbe behelyettesíteni?

$$s_{AM}(t) = (U_v + m(t)) \cdot 2\pi f_v t + \phi$$

$$s_{AM}(t) = (1.5V + 0.3V \cdot \cos(2\pi \cdot 10kHz \cdot t)) \cdot \cos(2\pi \cdot 60kHz \cdot t + \phi)$$

$$s_{AM}(t) = 0.15V(2\pi \cdot 50kHz \cdot t) + 1.5V \cdot \cos(2\pi \cdot 60kHz \cdot t) + 0.15V(2\pi \cdot 70kHz \cdot t)$$

a $\cos\alpha \cdot \cos\beta = \frac{1}{2}\cos(\alpha + \beta) + \frac{1}{2}\cos(\alpha - \beta)$ egyenlőség alapján.

kHz-es frekvencia esetén a koherens egységrendszerben *ms* szerepel.

c, Határozza meg a modulált jel egyes szinuszos összetevőinek frekvenciáját és amplitúdóját!

d, Hogyan lehetne ezt a jelet demodulálni? Rajzolja fel a javasolt demodulátor blokkvázlatát és specifikálja a blokkvázlat egyes elemeit!

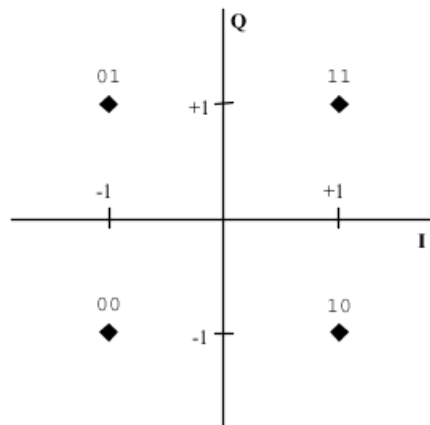
Példa: szorzó demodulátor.

$$s_{AM}(t) \rightarrow \begin{matrix} \oplus \\ \uparrow \\ 2\cos(\omega_v t + \phi) \end{matrix} \rightarrow LPF \rightarrow \hat{s}_m(t)$$

Az LPF jellemző mennyisége a törésponti frekvencia, amit a moduláló jel frekvenciája fölé, azaz 10 kHz fölé kell választanunk. Nem ideális szűrő esetén úgy kell ezt megválasztani hogy a 10 kHz-es komponenst veszteségmentesen átvigye, viszont nem szabad már hogy a vivőfrekvencia belehallatsszon. ϕ legyen 0.

Az elégséges megoldáshoz szükséges a Bode-diagram megadása, egy egyszerű szűrőleírás nem megfelelő!

6.2. QAM



A vivőjelet szinuszos és koszinuszos jelekkel egyszerre moduláljuk, így egy időpillanatban egy vivővel két bitet vihetünk át, megduplázva a sávszélességet.

Kislöketű fázismodulátor nemlineáris torzítása

90-kal eltolt vivőjű AM-DSB/SC jel

$$\eta_t = \cos(\omega_v t) - \mu_t \sin(\omega_v t)$$

Probléma: $\cos(x) - a \cdot \sin(x) = \sqrt{1 + a^2} \cdot \cos(x + \arctg(a))$

$\arctg(a)$ csak nullához közel lineáris, másfelől az amplitúdó is változni fog, így bizonyos demodulátoroknál hiba léphet fel.

Döntse el, mely állítás(ok) igaz(ak) és indokolja döntését!

A $10 \cdot m(t) \cdot \cos(2000\pi t + 40)$ modulált jel esetén tudjuk, hogy az m moduláló jel $300Hz$ és $3.4kHz$ között tartalmaz komponenseket, valamint hogy $|m(t)| \leq 0.6V$

a, Burkolódetektoros demodulátorral demodulálható.

Hamis - A jel akkor demodulálható így ha AM-DSB, és $m < 100\%$. Az utóbbi feltétel teljesül. A vizsgálat kedvéért $m(t)$ -t válasszuk egy konstans maximális értékű, 300 Hz frekvenciájú szinuszjelnek! Így az egyenletet kibontva

$$\begin{aligned}s(t) &= 6 \cdot \cos(2\pi 300t) \cdot \cos(2\pi 1000t) \\ &= 3 \cdot \cos(2\pi 1300t + \phi) + 3 \cdot \cos(2\pi 700t + \phi)\end{aligned}$$

tehát AM-DSB/SC, így burkolódetektorral nem demodulálható.

b, A modulált jel sávszélessége 3.4 kHz.

Hamis - A sávszélesség $2 \cdot 3.4 \text{ kHz}$ lesz, mivel a vivőfrekvencia mindkét oldalán megjelenik a modulált jelben a jelünk.

c, A vivő frekvenciája 1000 Hz.

Igaz - a modulált jel koszinuszának argumentumában megjelenik.

d, Fázislökete pontosan 40 radián.

Hamis - amplitúdómodulált jelnek nincsen fázislökete. A 40 radián a modulált jelünkben mindössze egy fázistolást jelent.

6.3. Szögmoduláció

A pillanatnyi frekvencia változik

$$f_p \neq \text{const}$$

A pillanatnyi frekvencia két tetszőlegesen kicsiny időpont közötti jelrészre mutatja meg hogy ez milyen állandó frekvenciájú szinuszos jelnek felel meg.

$$f_p = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{d\Theta}{dt} \quad (35)$$

$$s_{\Theta}(t) = U_v \cos(\omega_v t + \underbrace{m(t)}_{\text{modulációs tartalom}} + \phi) \quad (36)$$

A szögmoduláció két fajtája a **frekvenciamoduláció** és a **fázismoduláció**. Fázismodulációnál a frekvencia változása lineárisan arányos a jellel, frekvenciamodulációnál pedig a jel változásával arányos a frekvenciaváltozás.

$$\text{Ha } m(t) = k \cdot \sin(t) \rightarrow \text{fázismoduláció} \quad (37)$$

$$\text{Ha } \dot{m}(t) = k \cdot \sin(t) \rightarrow \text{frekvenciamoduláció} \quad (38)$$

$$S_{PM}(t) = U_v(\omega_v t + k_{PM} U_m(\cos \omega_m t)) \quad (39)$$

$$S_{FM}(t) = U_v \cos(\omega_v t + \frac{k_{FM} \cdot 2\pi U_m}{\omega_m} \sin(\omega_m t)) \quad (40)$$

Fázislöklet: $\phi_D = m_P = k_{PM} U_m$ - a fáziskülönbség legfeljebb mekkora lehet a jel eredeti fázisához képest.

Frekvencialöklet: $f_D = k_{FM} U_m$ - a maximális frekvenciaváltozás

A frekvenciamodulációs tényező $m_f = \frac{f_D}{f_m}$

A szögmodulált jel elméleti sáv szélessége végtelen, DE:

Az PM jel gyakorlati sáv szélessége: $B_{PM} \approx 2B(1 + \phi_D)$

Az FM jel gyakorlati sáv szélessége: $B_{FM} \approx 2(B_m + f_D)$

Egy modulátor az $s_m(t) = 3^{[V]} \cdot \cos(3\pi \cdot t^{[ms]} + 2)$ bemenő jel hatására az

$$s(t) = 4^{[V]} \cdot \cos(\underbrace{500\pi \cdot t^{[ms]}}_{\text{vivő}} + \underbrace{21}_{\phi} + \underbrace{5}_{\Phi_D} \sin(3\pi \cdot t^{[ms]} + 2))$$

modulált jelet állítja elő.

a, Milyen fajtájú jelről van itt szó?

Az amplitúdó nem változik, így biztosan nem AM-ről beszélünk. A moduláló jel differenciáltja jelenik meg a szög változásában, tehát frekvenciamodulációról beszélünk.

b, Mekkora a modulált jel amplitúdója?

$$U_{FM} = 4V$$

c, Mekkora a modulált jel fázis és frekvencialöket?

frekvencialöket:

$$s_{FM} = U_v \cos(\omega_v t + \overbrace{\frac{k_{FM} U_M}{f_m}}^{f_D} \cdot \sin(\omega_m t))$$

$$f_D = 5 * f_m = 5 * 1.5 = 7.5 kHz$$

$$\text{fázislöket: } \Phi_D = 5 rad$$

d, becsülje meg a modulált jel sáv szélességét!

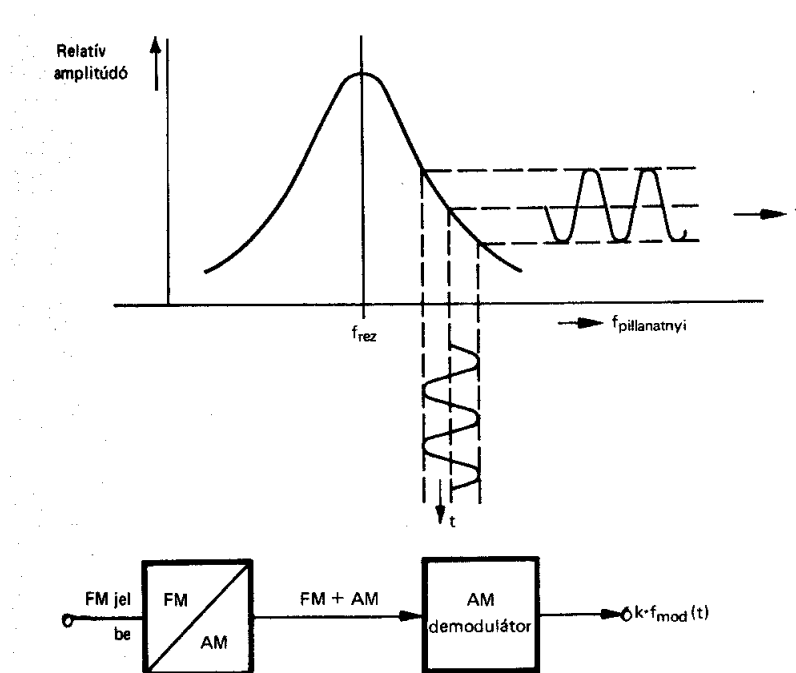
A maximális frekvenciakülönbség 7.5kHz, azonban nem mindegy hogy ez a frekvenciaváltozás milyen időtartam alatt következik be, így csupán becsülni tudjuk a sáv szélességet.

$$B_{FM} \approx 2(f_D + B_{\text{eredeti jel}}) = 18 kHz$$

7. Demodulációs eljárások

7.1. FM jel demodulációs módszerei

7.1.1. Félrehangolt rezgőkör



3.18. ábra

Félrehangolt rezgőkör mint FM demodulátor

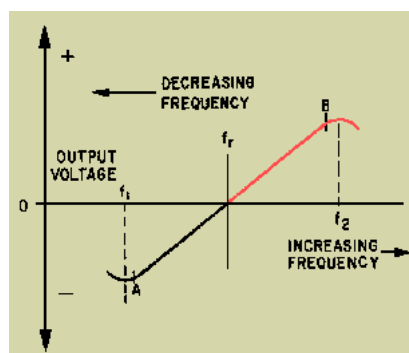
A demoduláció célja az hogy minél magasabb a frekvencia, annál magasabb legyen a kimeneti jel amplitúdója. Ez egyszerűen elérhető egy félrehangolt rezgőkör segítségével.

A félrehangolt rezgőkör egy bizonyos B sávszélességű tartományán a kimeneti karakterisztika lineárisnak tekinthető, így ezen a tartományon egy FM jelet demodulálhatunk. A megoldás előnye az hogy egyszerű, a hátránya azonban hogy a demodulálható sávszélesség kicsi (mivel kicsi a lineáris tartomány). Nagyobb

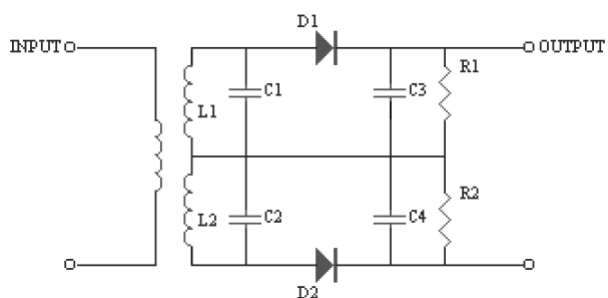
sávszélességű jelet torzítana.

Másik hátrány hogy a rezgőkör érzékeny a bemeneti jel amplitúdójának zajára, mivel a jelünk amplitúdóját csökkenti le arányosan. A frekvenciamodulált jelnek nem kikötése hogy az amplitúdója állandó legyen.

7.1.2. Ellenütemű diszkriminátor



Hasonlóan egyszerű megoldás, amellyel kiküszöbölhetjük a félrehangolt rezgőkör szűk sávszélességét. Két rezgőkör egymás után kötve a karakterisztikáiknak összege jóval nagyobb tartományon lineáris lesz.

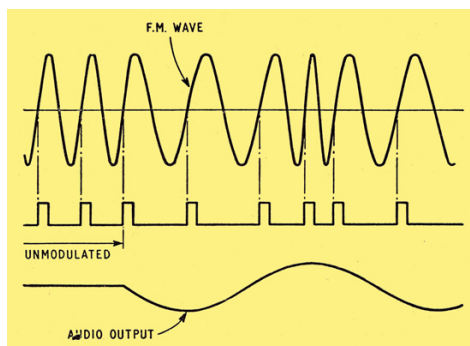


7.1.3. Aránydetektor

Olyan mint az ellenütemű diszkriminátor, csak a burkolódetektorok ellenpólusban vannak bekötve, így az amplitúdózajt

kiküszöböli.

7.1.4. Számláló típusú demodulátor



A számláló típusú demodulátor nullátmenet-detektor segítségével demodulálja a jelet. Ha a jel pozitív tartományban van, 1, negatív tartományban pedig -1 kimenetet ad ki.

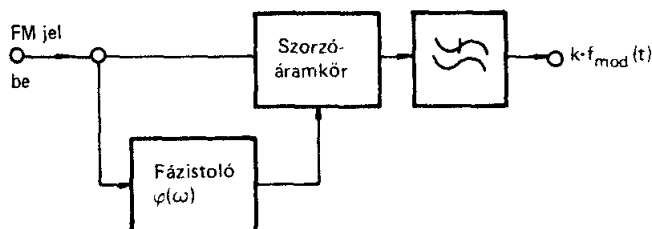
Ezután kötünk egy impulzusgenerátort, ami minden nullátmenetnél generál egy impulzust. Így egy integrátor vagy egy aluláteresztő szűrő segítségével a pulzusokból legenerálhatjuk az eredeti jelet.

Impulzusgenerátort egyszerűen készíthetünk a jel időtartománybeli eltolásával és önmagával összeXORolásával.

$$S_{FM} \longrightarrow \boxed{\text{Nullátmenet detektor}} \longrightarrow \boxed{\text{Impulzusgenerátor}} \longrightarrow \boxed{\text{LPF}} \rightarrow \hat{S}_{mod}$$

Hátránya hogy bonyultabb, ellenben a linearitása kifogástalan, és zavarvédett. Jól integrálható, monolit integrált áramkör készíthető belőle.

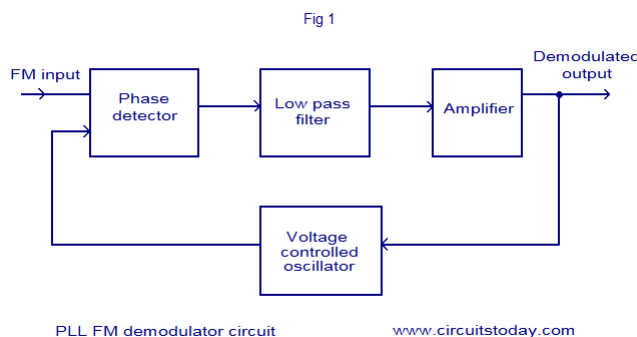
7.1.5. Fázistolós szorzó (koincidencia demodulátor)



A jelet fáziskésésben összeszorozzuk önmagával, és egy LPF-en áteresztve megkapjuk a demoduláltját. Minél magasabb a frekvencia, annál nagyobb a fáziskülönbség, így annál nagyobb amplitúdójú jelet fogunk előállítani. A szorzó kimenete egy f_P -vel arányos különbségi jel lesz.

Hátrányai és előnyei hasonlóak a számláló típusú demodulátorhoz. Jó monolit IC készíthető ilyen struktúrával.

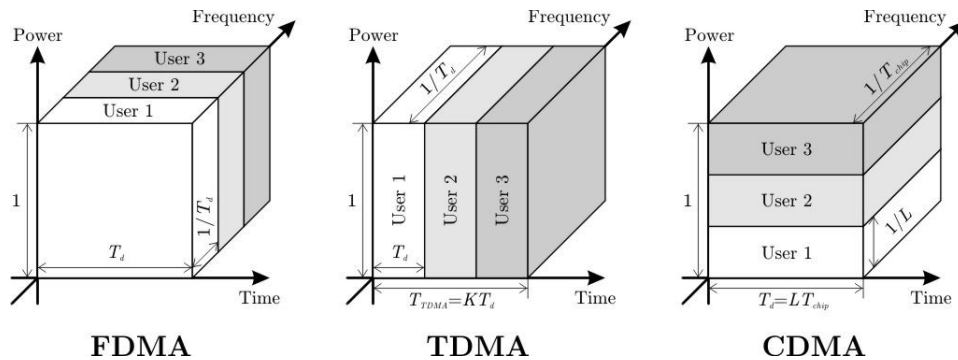
7.1.6. PLL diszkriminátor



A fáziszárt hurok a kimenet és a bemenet fázisát szinkronizálja. A fázisdiszkriminátor a fáziskülönbséggel arányos jelet generál, aminek köszönhetően a VCO „ráhúz” az eredeti frekvenciára. Mivel alacsonyabb frekvenciánál csökken a VCO bemenete, magasabbnál pedig nő, az áramkör használható FM demodulátornak.

8. Többszörös csatorna-hozzáférés

Ugyanazt a csatornát több felhasználó is szeretné használni, így szükséges ezt valahogy felosztani.



Multiplexing, Multiple Access

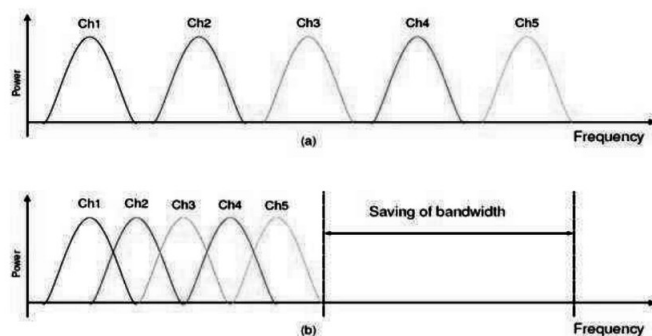
TDM - Time Division Multiplexing - Időosztás: a csatornán egy eszköz meghatározott időtartományokban beszélhet csak.

FDM - Frequency Division Multiplexing - Frekvenciaosztás: a használt frekvenciasávot felosztjuk alsávokra, amelyek egy-egy eszközhöz vannak rendelve.

OFDM - Orthogonal Frequency Division Multiplexing: nagyon nagy vivőjű jelek nagy teljesítménnyel, nagy adatátviteli sebességgel kerülnek továbbításra - a nagy teljesítményre a magas frekvencia gyors csillapodása miatt van szükség. Ennek kiküszöbölésére az adatot felosztva, több alacsonyabb frekvencián visszük át. f_0 -n továbbítjuk T idő alatt a 128 bites blokk első 8 bitjét, f_1 -en a második 8 bitet, és így tovább, majd a vevő oldalon összefűzzük a vett csomagokat. A következő 128 bit a következő T időtartamon kerül továbbításra, így az adatátviteli sebesség megmarad.

Abszolút sávszélességben az OFDM jobb kihasználtságot jelent, jóllehet nagyobb frekvenciasávot használunk fel. A több vivőfrekvencián kisebb teljesítmény is elég, és az egyes vivők sávszélességeinek összege még mindig kisebb lesz a nagyfrekvenciás

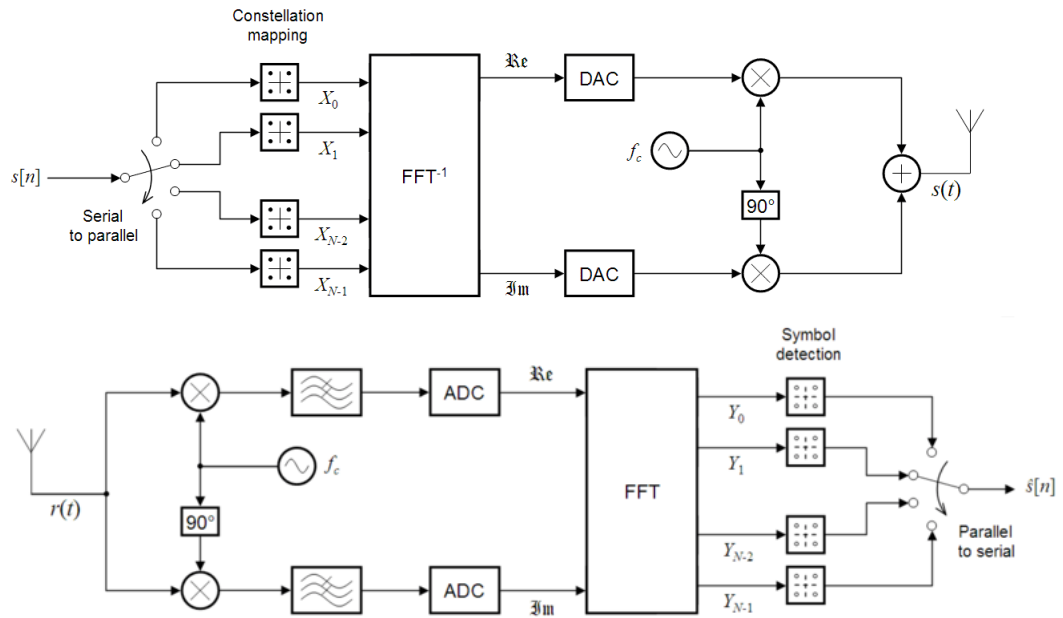
átviteléhez képest.



FDM (fent) és OFDM (lent) összehasonlítása

Az OFDM zavarvédettebb mint a nagyfrekvenciás átvitel: ha az egy frekvencián rossz a vétel, megszűnik az adatátvitel, azonban ha egy frekvencián a sokból hibás bit(ek)et kapunk, azokat még javíthatjuk.

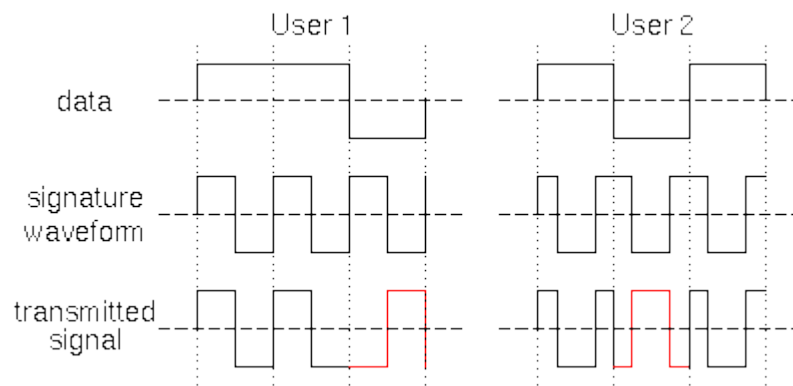
Mozgó vevő esetén a Doppler-effektus elronthatja a vételt, ezért meghatározott frekvenciájú ún. pilot vivőn ismert kódot sugároznak. Ezzel a vevő meg tudja állapítani hogy a spektruma hogy van elcsúszva.



OFDM modulátor és demodulátor

CDMA - Code Division Multiple Access: Ugyanazon a frekvencián, ugyanabban az időben adunk. Így a spektrumkihasználtság is javul.

Egy ismert, nagy sebességű szórókódot sugárzunk, amit a lassabban továbbítandó kódtól függően invertálunk. Különböző szórókódkód kombinációkat szuperponálva olyan összegzett kimenetet kapunk amiből a szórókódok ismeretében egyértelműen visszafejthető a venni kívánt jel.



Ezeknek a szétválasztása a szórókód ismeretében roppant egyszerű, az összegzett kimenetet megszorozzuk a szórókóddal, majd egy LPF-en áttolva megkapjuk az eredeti jelünket.

9. Digitális modulációs eljárások

9.1. Alapsávi digitális moduláció

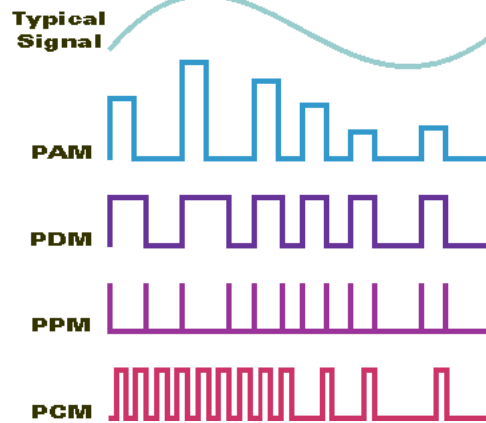
Ez a fajta moduláció a többivel ellentétben nem frekvenciatartománybeli eltolásra szolgál. A forrásunk szimbólumokat szolgáltat, azaz a k időpillanatban d_k szimbólumot kapunk: biteket, bitsorozatokot. Célunk hogy a kimeneten megjelenő $\tilde{d}_k$ szimbólum minél gyakrabban megegyezzek a bemeneti d_k szimbólummal.

A csatornánk analóg csatorna, így három problémával találkozunk: csillapítás, torzítás-késleltetés (zaj), sávkorlátozottság. A sávkorlátozott csatorna lehet aluláteresztő (LP) illetve sáváteresztő (BP) jellegű.

Jelölések:

- T - jelzésidő, egy szimbólum továbbításának az időperiódusa
- $1/T$ - baud rate, szimbólumsebesség
- elemi jel (h_T) - Az a jel aminek különböző alakjait valahogyan modulálva helyezzük az időrészbe
- NRZ - non-return zero, az időrészben belül nullára nem visszatérő jel. Az időrészben kívül $h_T = 0$.
- RZ - return zero, az időrészben belül nullára visszatérő jel. Az időrészben kívül $h_T = 0$.

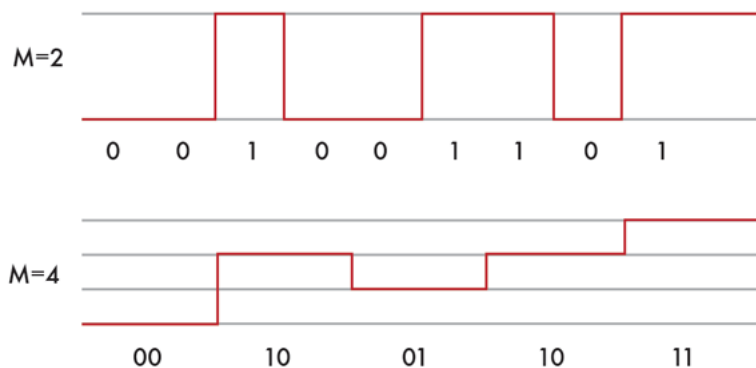
Modulation



9.1.1. PAM - Pulzus-amplitúdó moduláció

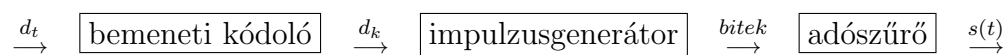
Az elemi jelet minden T periódusban (**jelzésidő**) átvisszük, azonban az 1-es biteket nagyobb amplitúdóval továbbítjuk.

A PAM-M jelölés M mennyiségű használható jelszintet jelöl. A PAM-2 bináris kódolás, a PAM-4 értékkészlete a 00,01,10 és 11. PAM-4 esetén az amplitúdók $\pm 1, \pm 3$ lesznek annak érdekében hogy tetszőleges két szomszédos jel között azonos „távolság” legyen.



A probléma aluláteresztő csatorna esetén léphet fel: ha az elemi jelünk négyszögjel és nagy a két szimbólum közötti amp-

litúdókülönbség, a mintavételi időpontban a jelünk még nem lépte át a döntési küszöböt.



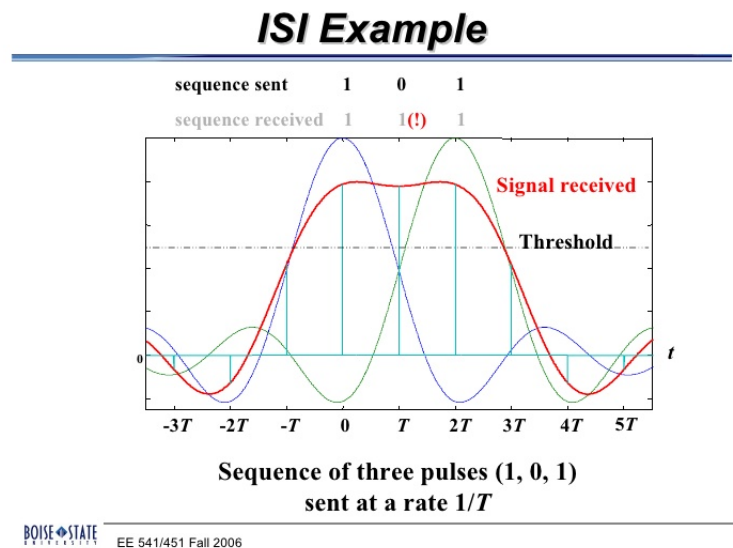
Az adó kimenetén a k-adik időpillanatban a bemeneti jelünk és az adószűrőnk impulzusválaszának a szorzata jelenik meg.



Dekódolásnál a döntési küszöböket és a jelzésidőt a vett jelből kell kitalálni. A döntési küszöbünk függni fog az összes előzőleg továbbított szimbólumunk adott pillanatbeli impulzusválaszától.

9.1.2. ISI

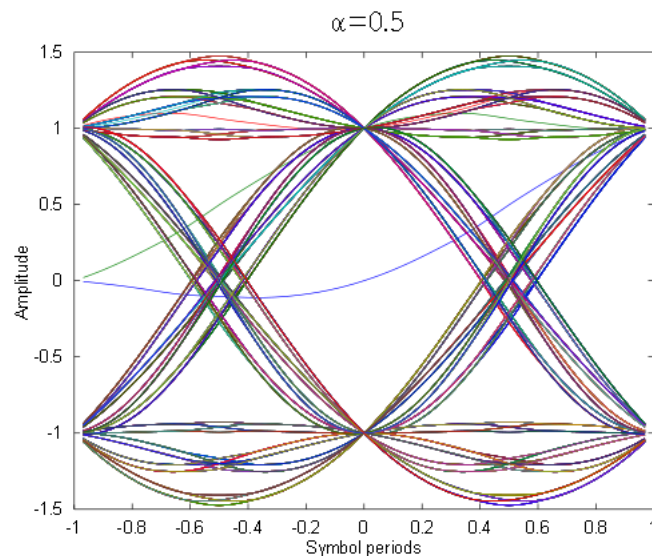
ISI: intersymbol interference, szimbólumok közötti áthallás. Az ISI elkerülhető ha $h(0) = c \neq 0$, $h(kT) = 0 \quad k \in \mathbb{Z}$ - magyarul az impulzusválaszunk a saját jelzésidejében reprezentatív a küldött jelre tekintve, az összes ezt követő jelzésidő időpillanatára viszont visszatér nullába.



Az adószűrő, a vevőszűrő és a csatorna átviteli karakterisztikájából képezhető egy közös $H(f)$ átviteli függvény. Ha az ezen keresztül megkapott elemi jelre igaz az előző bekezdésben kikötött két feltétel, ISI-mentes jelet kapunk.

Aluláteresztő szűrő esetén a $\delta_t \frac{\sin(x)}{x}$ -ként továbbítódik, ami a mintavételi időpontokban kifogástalanul, áthallásmentesen visszaadja a kívánt értéket.

Oszilloszkóp segítségével kirajzolhatunk egy egy időrés hosszúságú időtartamot, amit szemábrának (eye pattern) hívunk.



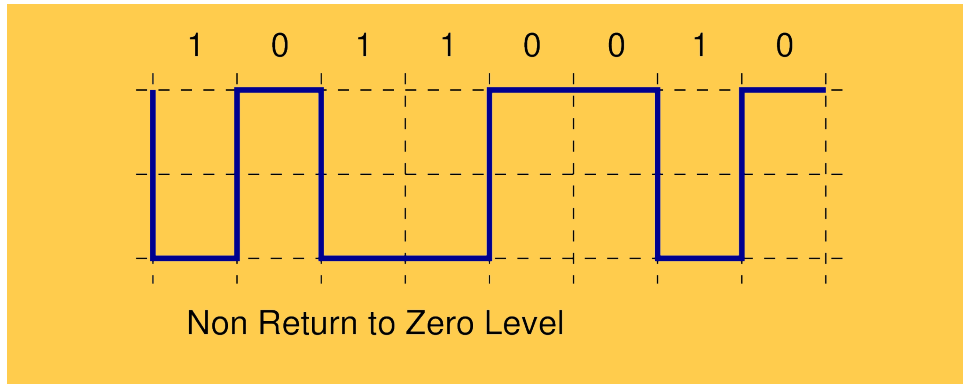
PAM-2 szemábra

A szemábra a vizsgált adatjel elemi jeleinek egymásra rajzoltatása az oszcilloszkóp képernyőjén kihasználva azt hogy az oszcilloszkóp képernyőjének utánvilágítása véges. A szem "nyitottsága" az adatátvitel egyik fő minőségi jellemzője. Ha a szem függőleges irányban csukott, amplitúdó torzításra, ha vízszintes irányban csukott, futási idő torzításra következtethetünk.

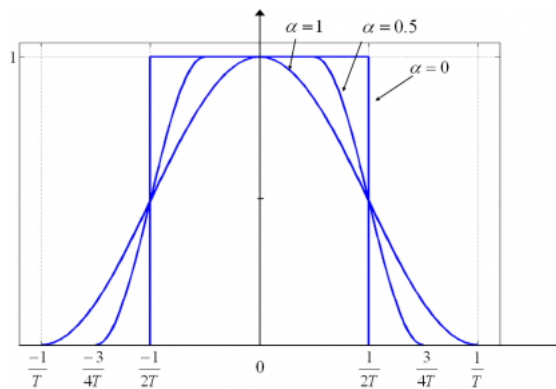
a, Rajzoljuk fel az ideális bináris NRZ jel elemi jelalakját!

$$0 \longrightarrow -1 \cdot h_0 \qquad 1 \longrightarrow 1 \cdot h_0$$

b, Rajzoljuk fel az 10110010 bitsorozat jelalakját!



Harry Nyquist szerint ha $\sum_k H(f - k\frac{1}{T}) = c$, azaz az egymás után helyezett elemi jel spektrumok összege konstans, akkor ISI-mentes jelet kapunk. Ezt legegyszerűbben egy emelt koszinuszos elemi jel használatával tudjuk megoldani. Az α tulajdonság mutatja hogy a jelünk hány százalékát teszi ki az emelt koszinuszos rész.



Emelt koszinuszos spektrum

Ezt a jelet továbbítanunk kell, így a $H(f)$ összesített karakterisztikán továbbítva a vett jelnek kell ezt a feltételt kielégítenie. Amennyiben ez a $H(f)$ állandó, problémamentesen megoldható, azonban a csatorna átvitele általában nem változatlan. Ez kiküszöbölhető úgy hogy az adó- és vevőszűrőkkel a jel spektrumát olyan élesen alakítjuk ki hogy a csatornaingadozás nem befolyásolja a spektrumot szignifikánsan, vagy pedig egy dinamikusan változó vevőszűrővel ami kompenzálja a csatornaingadozást.

Az ideálisan zajvédett adó/vevőszűrő egymásnak a komplex konjugáltjai. Ha $H(f) = H_A(f) \cdot H_V(f)$ akkor a szűrők lehetnek gyökösek, azaz $x = \sqrt{x} \cdot \sqrt{x}$ formában visszkapjuk a jelünket.

Milyen jelzési sebességek esetén nincs ISI, ha az elemi jel spektruma

$$M(f) = \begin{cases} \frac{1}{B} \cdot (1 - |\frac{f}{B}|) & \text{ha } |f| \leq B \\ 0 & \text{egyébként} \end{cases}$$

Segítség:

- 1, A háromszögjel egy feleszélességű téglalap önmagával alkotott konvolúciója.
- 2, A „B” sávszélességű jel (vagy aluláteresztő szűrő) időtartománybeli karakterisztikája $h(t) = \frac{\sin(\pi Bt)}{\pi Bt}$

Megoldás: akkor nincs áthallás a mintavételi időpontokban ha minden jel értéke d_k'' az k mintavételi időpontjában, minden más mintavételi időpontban pedig nulla. A mintavételi időpontok közötti jelszint érdektelen.

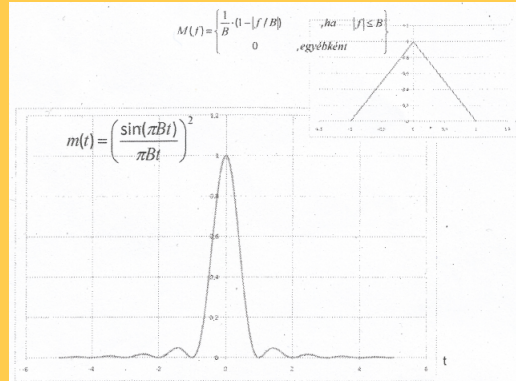
Pár nevezetesebb frekvenciát behelyettesítve a képletbe megkapjuk, hogy

$$\begin{aligned} f = 0 \text{ esetén} \quad M(f) &= \frac{1}{B} \\ |f| = \frac{B}{2} \text{-nél} \quad M(f) &= \frac{1}{2B} \\ |f| = \frac{B}{4} \text{-nél} \quad M(f) &= \frac{3}{4B} \end{aligned}$$

Ezt felrajzolva és a pontokat összekötve kitalálhatjuk hogy az elemi jel spektruma egy -B-től +B-ig terjedő háromszög.

Az első segítség értelmében ha $N(f)$ egy $-\frac{B}{2}$ -től $\frac{B}{2}$ -ig terjedő négyszögjel, $N(f) * N(f) = M(f)$, azaz $n(t) \cdot n(t) = m(t)$.

A második segítség szerint a konvolváltság jel négyzetének spektruma $(\frac{\sin x}{x})^2$ spektrumú. Ebből következik hogy ha $\frac{1}{B}$ a legkisebb jelzési időnk, mivel $\frac{k}{B}$ idő múlva a jel visszatér nullába, kivéve $k = 0$ -nál, minden egyes kibocsájtott jel amplitúdója visszatér nullába az összes következő mintavételi időpontnál.



A Nyquist kritériumból is látszik hogy ha a háromszögünket a frekvenciatartományban B -vel eltoljuk, a háromszögek összege konstans lesz, így kielégíti az ISI-mentesség feltételét.

Tételezzük fel hogy az $m(\cdot)$ elemi jel valamely mintavételi fázisban ugyan kielégíti a Nyquist feltételt (azaz T -közű mintái rendre $m_0 = 1, m_{\pm 1} = 0, m_{\pm 2} = 0, \dots$ de a mintavételi fázis időzítési hiba következtében elcsúszik, és a meghatározó jelminták

$$m_0 = 0.99d_k, \quad m_1 = 0.1d_k, \quad m_{-1} = -0.1d_k, \quad m_{\pm 2} = 0 \text{ lesznek.}$$

Becsüljük meg a hibavalószínűséget meghatározó jel/zaj viszony leromlását 2, 4 és 8 szintű rendszerben!

Tételezzünk fel egy m_{-1} időponttól kezdve adott 110 bitsorozatot! Látható hogy az m_{-1} és m_1 időpillanatban adott jelek -0.1 amplitúdóval jelennek meg, így a mintavételi időpontban $m(t) = 0.79$ lesz.

Ha jó a mintavétel időpontjában a jelszint, nincs ISI, ha nem jó, van. A döntési küszöbünk 0 , így 0 időpontbeli mintavételezéssel elkerüljük. Lehetséges azonban hogy zajt is veszünk, illetve többszintű jelet alkalmazunk, így rossz döntésre is juthatunk.

$\pm 1, \pm 3$ jelszintek és $0, \pm 2$ döntési küszöbök mellett a worst-case scenariót a $3, 1, -3$ szimbólumsor adná, hiszen így lesz mindkét

$m_{\pm 1}$ időpontban adott jel behatása a legnagyobb. Ekkor a vett érték $-0.3 + 0.99 - 0.3 = 0.39$ lesz. Ez még szintén nem okoz szimbólumközi áthallást.

Nyolcszintű esetben azonban $-0.7 + 0.99 - 0.7 = -0.41$ amplitúdoval vett érték mellett azonban már rossz döntésre jutunk.

9.1.3. PPM - Pulzuszásis moduláció

Az elemi jelet különböző bitek esetén a periódus különböző időpontjaiban továbbítjuk.

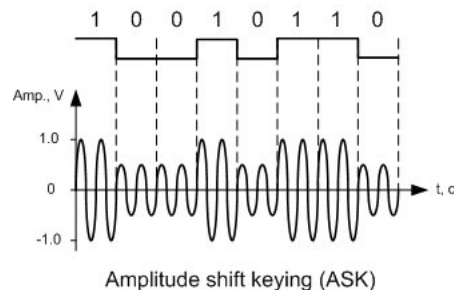
9.1.4. PWM/PDM - Pulzusszélesség moduláció

Az elemi jelet különböző bitek esetén különböző gyorsasággal (időtartománybeli jel „szélességgel”) továbbítjuk.

9.2. Vivőfrekvenciás digitális moduláció

PAM+AM-xSB: jó, de bonyolult

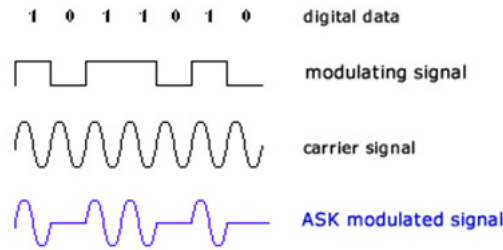
9.2.1. ASK - Amplitude Shift Keying



$$A_{0,1} = \{2, 0\}, \quad F = F_v, \quad \phi = 0^\circ$$

$$s_0 = 0, \quad s_1 = 2 \cdot \cos(\omega_v t)$$

Előállítás: szinuszjel-generátor ki-be kapcsolásával, vagy kapuzásával. Ha $A_1 = A$ és $A_0 = 0$, OOK-ról (On-Off Keying) beszélünk.



Demodulálható egy újabb szorzóval (koherens vivős szorzó demodulátor). Ha a megszorozott jelet egy LPF-fel megszűrjük, a jelünket visszakaphatjuk. Ki-be kapcsolás esetén ez a demodulátor nem használható. Ha a ki-be kapcsolás véletlenszerű időpontokban történik, ugyanis a kezdőfázisunk véletlenszerű lesz.

Ebben az esetben $P = \sum_s \frac{1}{2} \frac{A_s^2}{2} = \underbrace{0}_0 + \underbrace{1}_1 = 1$ teljesítményre van szükségünk.

$$A_{0,1} = \{+1, -1\}$$

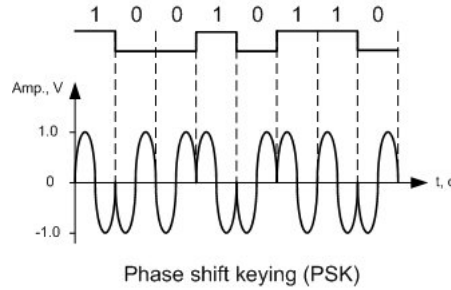
Ebben az esetben $P = \sum_s \frac{1}{2} \frac{A_s^2}{2} = \underbrace{\frac{1}{4}}_0 + \underbrace{\frac{1}{4}}_1 = \frac{1}{2}$ teljesítményre van szükségünk, kapuzó inverterrel előállítható.

9.2.2. PSK - phase shift keying

Bináris eset:

$$A_{0,1} = 1, \quad F = F_v, \quad \phi = \{0^\circ, 180^\circ\}$$

$$s_0 = \cos(\omega_V t + 0^\circ), \quad s_1 = \cos(\omega_V t + 180^\circ)$$



ez az eset megegyezik a ± 1 amplitúdós ASK-val, ezért is nincs annak külön neve. A hátránya hogy a vevő oldalon ki kell találni a kezdőfázist hogy előállíthassuk ott a koherens vivőt. Ennek a kiküszöbölésére szolgál majd a DBPSK.

Demodulálható illesztett szűrős struktúrával és koherens vivős szorzó demodulátorral, hasonlóan az ASK esethez.

Kvaternális eset (QPSK):

$$A = 1, \quad F = F_v, \quad \phi = \{0^\circ, 90^\circ, 180^\circ, 270^\circ\}$$

$$s_0 = \cos(\omega_V t + 0^\circ), s_1 = \cos(\omega_V t + 90^\circ), s_2 = \cos(\omega_V t + 180^\circ), s_3 = \cos(\omega_V t + 270^\circ)$$

A magasabb rendű PSK jelölése n-PSK.

9.2.3. DBPSK - differential phase shift keying

Differenciális bináris PSK - amennyiben 0 jelet kapunk, megfordítjuk az előző periódus fázisát. 0-1 átmenet esetén folytonos marad a jel, fázisfordítás nem történik. Ezt a jelet előállítani nehezebb, azonban a demodulációja szignifikánsan egyszerűbb. Előnye hogy nincs szükség szinkronjelre a demodulációhoz: mivel a jel fázisa a pillanatnyi és előző jeltől függ, előbbi ismeretében elkezdhető a demoduláció.

A DBPSK értelmezhető a következőképpen is: minden jelzéskor

a jelnek megfelelő fázistolást iktatunk a jelünkbe. 0 vételekor 180 fokot, 1 vételekor 0 fokot.

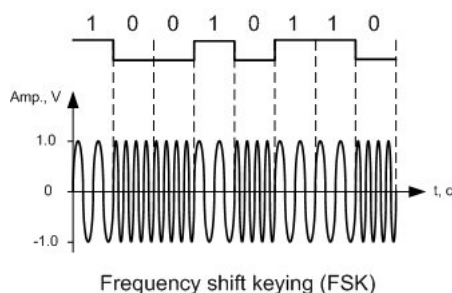
9.2.4. DQPSK - differential quadrature phase shift keying

A négyállapotú DPSK moduláció - működése megegyezik a DBPSK-éval, viszont a jeltől függően 0, 90, 180 vagy 270 fokos fázistolást juttatunk érvényre. Több mint 8 jelállapotnál a hibatűrés már túl alacsony lesz, és ott már bonyolultabb modulációt (pl. QAM) kell alkalmazni.

9.2.5. FSK - frequency shift keying

$$A = 1, \quad F = \{f_0, f_1\} \quad \phi = 0^\circ$$

$$s_0 = \cos(\omega_0 t), s_1 = \cos(\omega_1 t)$$



Jellegzetesen bináris.

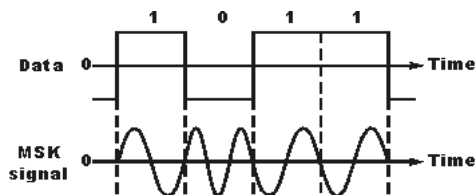
f_D - **frekvencialöket:** $\frac{|f_1 - f_0|}{2}$

f_v - **vívőfrekvencia:** $\frac{f_0 + f_1}{2}$

Így $f_{0,1} = f_v \pm f_d$. Ha növeljük a löketet, nő a jel sávszélessége, viszont jobban eltávolodnak egymástól a jelfrekvenciáink, így könnyebb demodulálni.

Demodulálható f_0 -ra és f_1 -re hangolt szűrővel, félrehangolt rezgőkörrel vagy nullátmenet számolással.

MSK - minimum shift keying: az a fázislöket ahol optimálisan demodulálható a jelünk minimális sávszélesség mellett.



$$\text{feltétele: } f_D = \frac{1}{4T} \quad (41)$$

Minden digitális moduláció sávszélessége végtelen, azonban az előállított jel teljesítménye koncentrálódik. Mivel a sávkorlátozással veszítünk a spektrumból, a jelátvitelünk nem lesz tökéletes.

9.3. Diszkrét QAM

Fázishiba esetén a konstellációs diagram elfordul az origó körül, míg amplitúdóhiba esetén nő/csökken a pontok origótól való távolsága. Akkor jön létre hiba ha a továbbított jelszint a fázis/amplitúdóhiba miatt átbillen egy döntési küszöbön.

QAM-64: Mekkora lehet a Doppler-effektus okozta frekvenciahiba a 900MHz-es GSM sávban, ha a telefonáló gyalogos, vagy ha autóban halad?

Haladó vevő esetén a frekvenciahelyek előbb/később (a haladás irányától függően) érkeznek meg, azaz úgy tűnik mint ha a vivőfrekvencia növekedne/csökkenne. Ennek következménye hogy egy bizonyos szögeltérés tapasztalható az adott és vett jel között, azaz a QAM konstellációs diagramja elfordul. Egy bizonyos sebesség felett már biztosan bithibát okoz a Doppler-effektus, azaz a vevő használhatatlan.

$$\text{A torony felé tartva } f_R = f_T + \frac{v}{\lambda} = f_T \cdot (1 + \frac{v}{c}),$$

távolodva pedig $f_R = f_T - \frac{v}{\lambda} = f_T \cdot (1 - \frac{v}{c})$.

A gyalogos sebessége legyen $1.5 \frac{m}{s}$, az autóé pedig $30 \frac{m}{s}$ azaz $108 \frac{km}{h}$!

Ebből következően $\Delta f = 4.5 Hz$ gyalogosan, autóban ülve pedig $\Delta f = 90 Hz$.

Számítsuk ki a 90 Hz-es frekvenciaváltozás által okozott fázishibát! Tegyük fel hogy a jelzési idő $T = 10 \mu s$, azaz a jelzési sebesség $100 \frac{kBaud}{s}$. Ennyi idő alatt a fázishiba

$$10^{-5} \mu s \cdot 90 Hz \cdot 360^\circ = 0.324^\circ$$

Az hogy ez a fázishiba elfogadható-e az a kódolástól függ: QAM-16 ill. QAM-64 esetén még bőven tudunk ezen a sebességen kommunikálni.

Vizsgáljuk meg, mekkora erősítés- és fázishibát képes elviselni egy QAM-64 jel!

Amikor a döntési küszöbre ráfordul a csúcson található pont, akkor értük el a legmagasabb tolerálható fázishiba szintjét. QAM-64 esetén

$$\frac{\pi}{4} - \arcsin \frac{6}{\sqrt{49+49}} = \sqrt{7^2 \cdot 2} = 9.89^\circ$$

fázishibát visel el a rendszer. QAM-256 esetén ez 3.7° lesz.

10. Érzékelés

10.1. Hallás

Távközlés során a jel forrása gyakran a hang - egy rugalmas közeg rezgése általunk érzékelhető frekvencián. A (lég)hang egy $p(t)$ légnyomásváltozás függvénnyel jellemezhető jelenség. A hangnyomás ($P(t)$) a nyugalmi légnyomásra szuperponálódó légnyomásváltozás; ez alkalmas a hang fizikai jellemzésére.

$$P(t) = P_{nyugalmi} + p(t)$$

Az emberi hallásnak vannak határai, amire lehetséges tervezni. Nem szükséges hogy a hangszórók 20 Hz alatt vagy 20 kHz fölött jól működjenek. A még éppen hallható hang (hallásküszöb) lett meghatározva mint a 0 dB-es érték. Érzékelhető az 1dB (10%) hangenergia eltérésű hangok közötti hangosság különbség, és megkülönböztethető a 2-3% frekvenciakülönbségű hangok magassága. A hangmagasságot kváziperiodikus szakaszok alapfrekvenciája határozza meg.

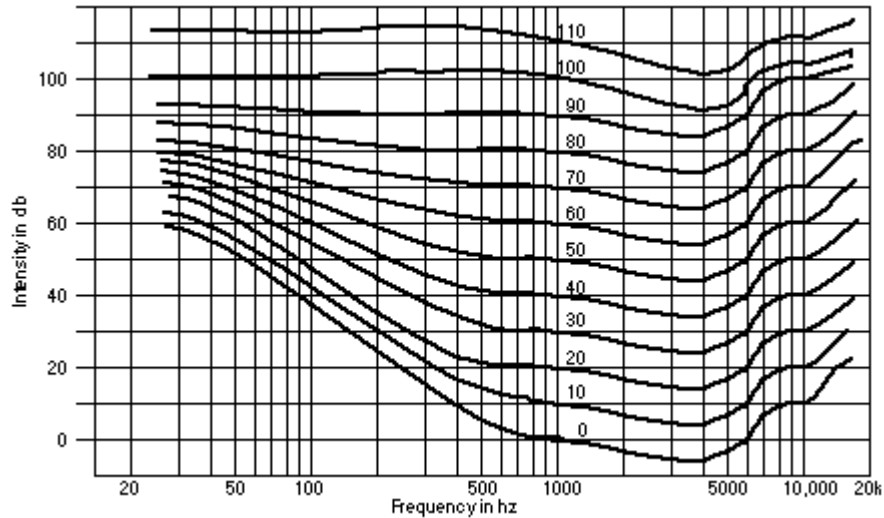
Az emberi hallás kvantált és logaritmikus jellegű: átlagosan az emberi fül meg képes különböztetni 120 amplitúdószintet és 840 frekvenciaszintet. Az emberi fülnek kb. 130 dB-es dinamikája van, azaz ez a leghangosabb és a leghalkabb észlelhető hangnyomásszint (SPL, sound pressure level) aránya. Az életkor előrehaladtával csökken a hallható frekvenciasáv.

A normál légnyomás $10^5 Pa$, és $20\mu Pa$ a minimum légnyomásváltozás amit még hallunk, a legnagyobb elviselhető hangnyomás pedig 20-50 Pa körül van. Előbbi megfelel $I_0 = 1 \frac{pW}{m^2}$ hangintenzitásnak (a dobhártyára értelmezve). A hangintenzitás az adott felületegységen áthaladó energia mértéke.

$$L_p = 20 \lg\left(\frac{P_{eff}}{P_0}\right) \approx L_I = 10 \lg\left(\frac{I}{I_0}\right) \quad (42)$$

$$I = \frac{p^2}{\rho \cdot c} \quad (43)$$

Beszédnél megköveteljük a 30 dB-es jel-zaj viszonyt. A zenénél jó hangzásélményt a 60-70 dB-es SNR ad.



Más frekvenciáknál más nyomáskülönbség kell az azonos intenzitásváltozáshoz. A tapasztalati úton felrajzolt Fletcher-Munson görbékről leolvasható hogy milyen frekvenciákra mennyire érzékeny az emberi fül - a legérzékenyebbek a 4 kHz körüli hangokra vagyunk. ZH-n és vizsgán elvárt hogy fel tudj rajzolni egy hozzávetőleges Fletcher-Munson görbét: a fő paramétere az a 0 phon-os 1 kHz, és a 4 kHz-nél található minimumpont.

1961-ben Robinson és Dadson újrámérte ezeket a görbéket, amik különböztek az eredetitől, de egy újabb és pontosabb 2003-as mérés eredménye közelebb esett az eredeti Fletcher-Munson görbékhez.

A hallás pszichofizikai jellemzői feloszthatóak objektív és szubjektív csoportokra a következőképpen:

- hangosság vs. hangnyomásszint
- hangmagasság vs. a hang frekvenciája (pitch)
- hangszín vs. a hang spektruma

phon - Hangosság mértékegysége (nem SI, jóllehet létezik mikrofon és megafon), ahol a referencia az 1 kHz-es hang hangnyomásszintje dB-ben. Tetszőleges hang hangerőssége annyi phon, ahány dB a vele azonos hangosságérzetet keltő 1 kHz-es hang hangnyomás szintje.

A szinuszos jelet szolgáltató függvénygenerátor jelét hangszóróra vezetjük. Az így előállított, éppen hallható 10 kHz frekvenciájú hang hangnyomásszintje 10 dB. A generátor frekvenciáját 1 kHz-re csökkentve, az amplitúdó megváltoztatása nélkül a hangnyomásszint 30 dB lesz. Tovább csökkentve 100 Hz-re a hangnyomásszint 0 dB lesz.

Mekkora lesz a különböző frekvenciájú jelek hangossága phon-ban?

A 10 kHz-es osztáson leolvassuk a 10 dB-es intenzitást, ami épp a 0 phon-os görbére esik. Az 1 kHz-es jel hangossága dB-ben és phon-ban természetesen megegyezik, hiszen az a referencia frekvencia. A 100 Hz-es jel a hallásküszöb alatt van, és mivel negatív phon nincs, nem értelmezhető.

Jóllehet a generátor jelének amplitúdója minden esetben azonos, azért kapunk eltérő hangnyomásszinteket mert az erősítő, hangszóró és a mérő mikrofon karakterisztikája frekvenciafüggő és valószínűleg nemlineáris. Ezen kívül a szoba elrendezésétől függően lehetséges hogy a többutas terjedésből kifolyólag bizonyos frekvenciákon bizonyos pontokon az interferencia csökkenti a hangnyomást. Ez elkerülhető süketszoba használatával. Természetesen a különböző frekvenciájú hangok különböző csillapítással is terjednek.

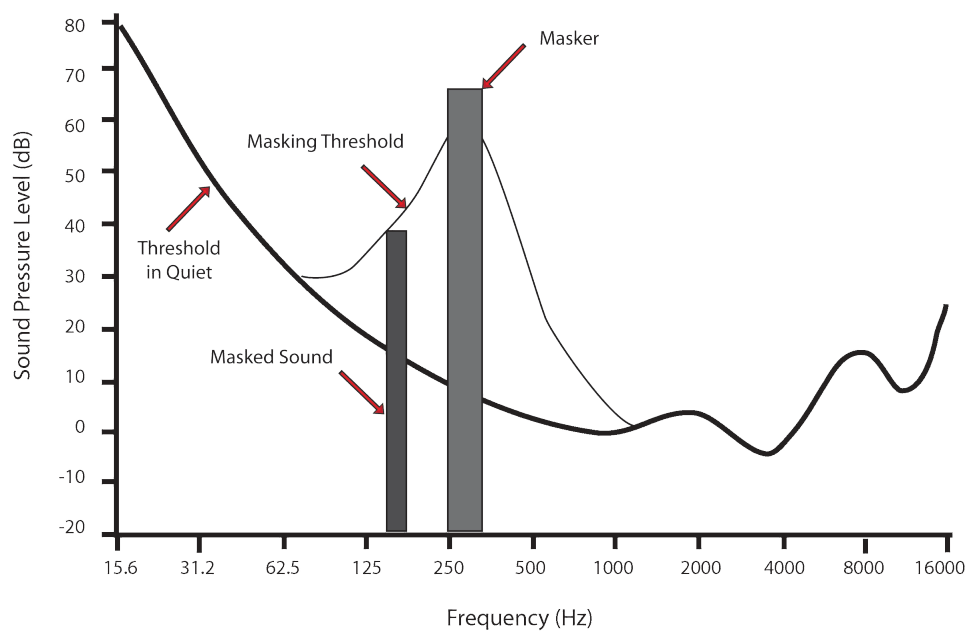
A probléma ott kezdődik hogy ha a hangerőt szeretnénk

szabályozni, nem csak egy frekvencián növeljük a hangnyomást. Ha különböző frekvenciákat különböző befolyással szabályozunk, az az equaliser.

A pszofometrikus szűrő az aminek van egy súlyozása.

Az időtartománybeli hangelfedés kétféleképpen jelenik meg: utóelfedési jelenségnek hívjuk azt amikor egy nagy intenzitású hang után kb. 100 ms-ig nem hallani alacsonyabb intenzitásúakat, mivel az előbbi hatására megemelkedik a hallásküszöb. Elő-elfedési jelenség lép fel a nagy intenzitású hang előtt is, mivel a nagyobb intenzitású hangok gyorsabban terjednek a hallórendszerben, így ki-maszkolják az utána bejövő ingert.

A frekvenciatartománybeli hangelfedés jelensége frekvenciában közeli hangok érzékelésében játszik szerepet. A zavarónak tekintett hang megemeli a másik, vizsgálandó hang hallásküszöbét - az intenzívebb zavaró hang elfedi a közeli, alacsonyabb intenzitású hangot. A hangelfedés mértéke frekvenciafüggő, magasabb frekvenciákon szélesebb tartományban és erősebben tapasztalható.



Íránytartománybeli hangelfedésnek hívjuk azt a jelenséget amikor megszólal egy hang, majd kis késleltetéssel ismét megszólal, akár jóval nagyobb intenzitással is, az utóbbinál is úgy érzékeljük hogy az előbbi hang forrása felől érkezett.

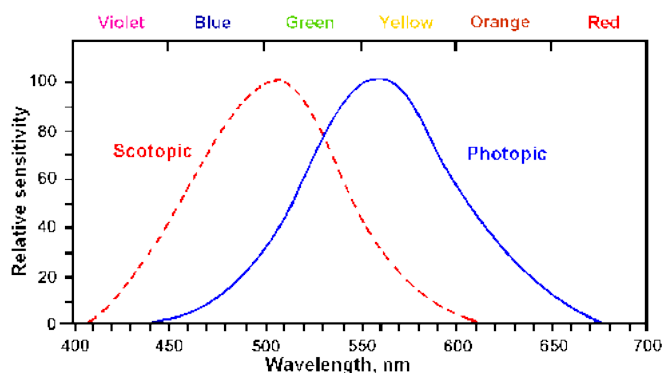
10.2. Látás

A látás elektromágneses hullámok érzékelését takarja. Az elektromágneses spektrum azon része amely a 380-700 nm-es hullámhossz sávba esik tartalmazza a látható fényeket.

Itt is felbontható az érzékelés szubjektív és objektív megfelelőkre:

- világosság/fényesség vs. fénysűrűség [$\frac{cd}{m^2}$]
- színezet vs. λ domináns hullámhossz
- telítettség vs. színtartalom

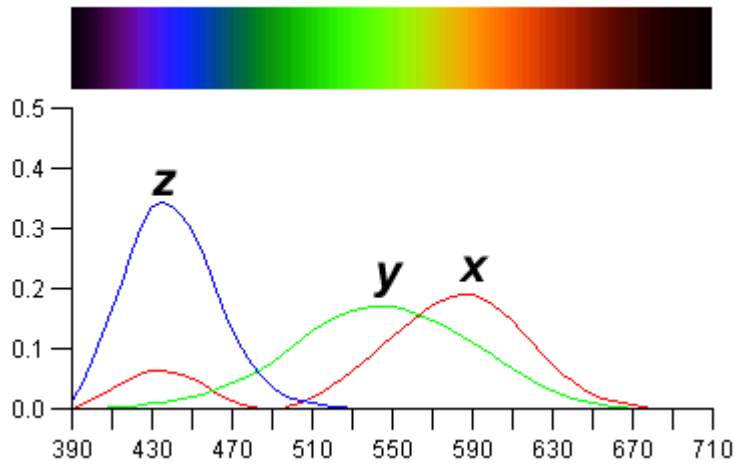
Az emberi szem érzékenysége függ a hullámhossztól. A benne található fotoreceptorok különbözően érzékenyek: a csapok adják a fotopikus (photopic) azaz színlátás alapját, viszont ezek gyenge fényben nem működnek. A pálcikák felelősek a sötétadaptált szkotopikus (scotopic) látásért.



Metamer színezet az, amikor különböző spektrális teljesítményű fényeket ugyanolyan színűnek látunk. Tipikus példája a fehér fény: a fehér fény alapvetően minden frekvencián azonos teljesítményű, de három monokróm fényt is fehérnek láthatunk.

Metamer színek azok a színek, amelyek akár teljességgel eltérő spektrumúak is lehetnek, mégis ugyanazt a színezetet biztosítják.

Tetszőleges spektrumú fényt elő tudunk állítani három darab monokromatikus (egyfrekvenciás) fény szuperpozíciójával.



A színeket kétféleképpen tudjuk leírni: RGB vagy CIE szabvánnyal. Az RGB szabvány a vörös, zöld és kék fénykibocsájtó eszközök gerjesztését írja le. $R=G=B=1$ értéknél fehér fényt kapunk, $R=G=B=0$ értéknél fekete képet látunk, míg $R=G=B=x$ értékeknél szürke különböző árnyalatait kapjuk.

A CIE XYZ színtani rendszer két színkülönbségi jelből (X,Z) és egy luminancia (fényesség, Y) jelből áll. Egy RGB szín luminanciája a következő módon számolható (fejből illik tudni):

$$Y = 0.3 R + 0.59 G + 0.11 B$$

11. Műsorszórás

11.1. Audio műsorszórás

A műsorszórás a rádiócsatornán történik, hosszú, közép, rövid és ultrarövid hullámhosszú sávban. Az audio műsorszórás forrása a légnyomásváltozás időfüggvénye (hang). A mikrofon az átalakító ami elektromos jelet generál ebből a forrásból. A csatornánk lehet analóg: vezetékes (század elején még létezett vezetékes audio műsorszórás Puskás Tivadarnak köszönhetően, később felvásárolva és leépítve) vagy rádiócsatorna (1926-tól beindítva). A másik lehetőség a digitális jelátvitel: hasonlóan rádiócsatornán keresztül (DAB, DRM, DVB/A, HD-radio), vagy interneten keresztül. A műsorszórás nyelője az ember, működési tartománya a 20 Hz - 18 kHz sáv. Ebben a tartományban 0 és 120 dB hangerősségű jeleket van csak értelme továbbítani, de általában 40-50 dB-es dinamikai tartomány elégséges. Egyéb tulajdonságok amiket kihasználnánk: pl. irányhallás, etc. A rendszert mindig a nyelő képességei korlátozzák.

11.1.1. Analóg rádiózás

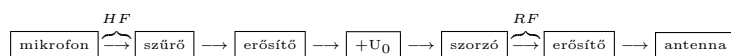
Frekvenciasávok: HH, KH, RH és URH sávokban.

- URH $\rightarrow$ 100 MHz
- RH $\rightarrow$ 10 MHz
- KH $\rightarrow$ 1 MHz
- HH $\rightarrow$ 100 kHz

Különböző hullámhosszú jeleknek különböző tulajdonságaik vannak. Minél magasabb a frekvencia, annál rosszabbul terjed a jel. Az URH jelek kb. 100 km-re jutnak el. 10 MHz környékén már 500, 1 MHz-en pedig több ezer kilométert tudunk beutazni. A probléma abból adódik hogy minél alacsonyabb a frekvencia, annál messzebb elhallatszik az adás, viszont az adás sáv szélességéből adódóan alig pár adást lehet fenntartani egyszerre. Magasabb frekvencián több adónk lehet, viszont ezek nem hallatszanak el messzire.

AM rádiózás - A rádiózás korai éveiben nagyon egyszerű eszközökre volt szükség félvezetőtechnika híján, így csak a legegyszerűbb demodulációs eljárások, főként a burkolódetektoros demodulátor volt használható. Ebből fakadóan a domináns modulációs eljárás az AM-DSB volt hosszú-, közép- és rövidhullámon. A moduláló frekvencia az 50 Hz - 4.1 kHz-es sávban lehet. Minden adónak 9 kHz-es sávszélesség volt allokálva.

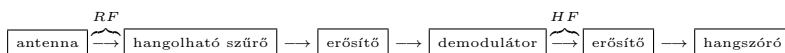
Az adó vázlata:



- HF - hangfrekvencia
- KF - középfrekvencia
- RF - rádiófrekvencia

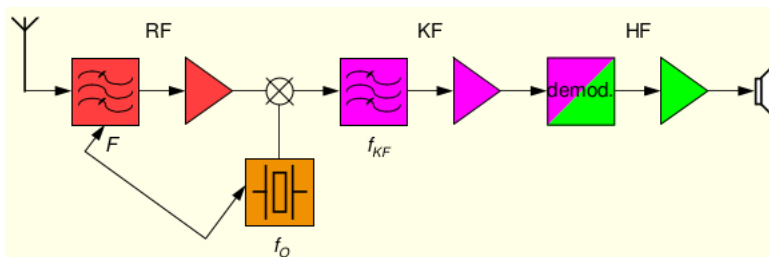
A szűrő biztosítja hogy csak az értelmes frekvenciájú jeleket továbbítjuk. Az U_0 egyenfeszültség szükséges ahhoz hogy a szorzással AM-DSB jelet állítsunk elő.

A vevő vázlata:

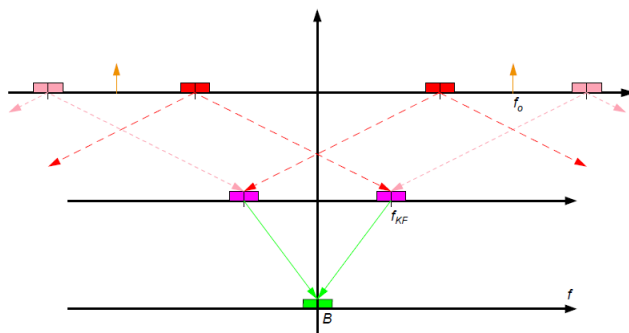


A vevőkészülékünk egy rádióállomást szeretne venni, így egy szűrővel választjuk ki a kívánt frekvenciát, de természetesen szeretnénk tudni adót váltani, így ennek hangolhatónak kell lennie, de éles karakteresztikájúnak is. Sajnos a kettő egyszerre nem igazán megoldható, főleg ha olcsón szeretnénk ezt összehozni.

A probléma megoldása:



Ha a bejövő jelet eltoljuk, azaz megszorozzuk egy f_o frekvenciával, leképezzük egy alacsony frekvenciára. Itt megsűrűsítjük egy éles de fix frekvenciájú szűrővel, kiszűrve a nem kívánt adókat. A hangolást az f_o helyi oszcillátorfrekvenciával végezzük, így a jelünket betoljuk egy ismert sávba, ahol egy éles és olcsó szűrővel megoldottuk a csatorna kiválasztását. A demodulátorunk visszaalakítja ezt alapsávi jellé, így visszkapjuk a szórt jelet.



Egy újabb felmerülő probléma: a sávunkba egy másik F_2 csatorna is leképződik, ez lesz F_1 tüköradója. Ennek kiszűrésére szolgál egy másik szűrő, ami hangolható de laza karakterisztikájú. Amikor az f_o frekvencia magasabb mint a venni kívánt adó frekvenciája, felső keverésről, fordított esetben alsó keverésről beszélünk. Ez a szuperheterodin vevő.

A valóságban két keverőfokozat van: KF1 a tükörfrekvenciákat szűri ki, de a biztonság kedvéért a 455 kHz környékére leszorzott jelünknel még egy szűrővel szűrjük ki az esetleg bejutott dolgokat, mert ilyen frekvenciánál jó minőségű szűrőket tudunk gyártani.

Példa: tükörfrekvencia meghatározása

Hol van a Kossuth Rádió ($F = 540 \text{ kHz}$) tükörfrekvenciája, ha $f_{KF} = 455 \text{ kHz}$?

A rádiófrekvenciás spektrumon a többi közül kiszűrt adó $f_o - f_{KF}$ -nél jelenik meg. A középfrekvenciás spektrumon $\pm f_{KF}$ -nél találjuk az adót, amiből demodulátor segítségével hangfrekvenciás jelet ge-

nerálunk.

$$\cos(2\pi f_o t) \cos(2\pi(f_o + f_{KF})t) = \frac{1}{2} \cos(2\pi(2f_o + f_{KF})t) + \frac{1}{2} \cos(2\pi f_{KF} t)$$

A szorzásnak köszönhetően mind az $f_o - f_{KF}$ és mind az $f_o + f_{KF}$ frekvencián található adó megjelenik a középfrekvenciás jelünkben f_{KF} -nél. Ezért vagyunk kénytelenek szűrni a vevőben az $f_o - f_{KF}$ frekvenciára. Lehetséges hogy a Kossuth rádió melletti adók is megjelennek a középfrekvenciás spektrumunkban, de itt egy jó karakterisztikájú, fix frekvenciájú sávszűrővel le tudjuk őket vágni.

Felső keverést feltételezve ($f_o > F$) az oszcillátort (f_{LO} , local oscillator) $F + f_{KF} = 995\text{kHz}$ -re hangoljuk, $f_{tükör}$ pedig $F + 2f_{KF} = 1450\text{kHz}$ frekvencián lesz megtalálható.

Alsó keverésnél ($f_o < F$) az oszcillátort $f_o - f_{KF} = 85\text{kHz}$ -re hangolnánk. Ekkor $f_{KF} = \pm 450\text{kHz}$ -nél és $\pm 370\text{kHz}$ -nél is megjelenne a jel, mivelhogy ezek a függvények párosak.

Példa: superheterodin vevő a CCIR sávban

Szuperheterodin vevő építését tervezzük a 87.5 MHz és 108 MHz közötti CCIR frekvenciasávú FM rádióadás vételére. A középfrekvencia $f_{KF} = 10.7\text{MHz}$.

a, Felső keverést alkalmazva milyen sávban kell hangolhatóvá tenni a vevőnk helyi oszcillátorát?

$$f_o = F + f_{KF} = 98.2...118.7\text{MHz}$$

b, Hová kell hangolni a helyi oszcillátort, ha a 94.8 MHz-en adó MR2 Petőfi műsorának választékából akarunk „nagyon zenét” hallgatni?

$$f_o = F + f_{KF} = 105.5\text{MHz}$$

c, Mi a b pontban kért adó tükörfrekvenciája?

$$f_{tükör} = F + 2 \cdot f_{KF} = 116.2 MHz$$

d, Miért tűnik alkalmasnak ehhez a sávhoz a 10.7 MHz-es középfrekvencia választása?

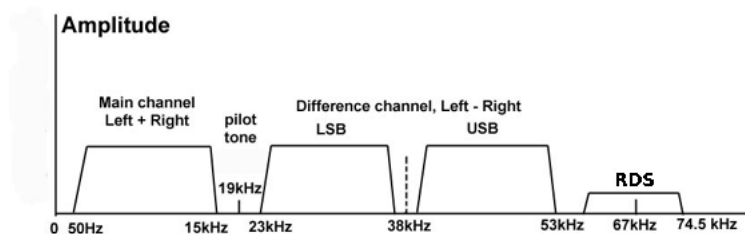
A CCIR frekvenciasáv tükörfrekvenciasávja 108.9-129.4 MHz. Ez a két sáv egyáltalán nem fedi egymást, ezért könnyű a tükörfrekvenciák kiszűrése.

FM rádiózás - sztereó jelátvitelre alkalmas, viszont a sávszélessége nagyobb (elméletben végtelen), ezért ez már csak az URH sávban fog elférni. Minél nagyobb a löket, annál nagyobb a felhasznált frekvenciasáv de annál egyszerűbb demodulálni. Nagy löketnél ($f_D = 75 kHz$) (WB-FM) is van hely a sávban. Itt a minőség megőrzésének érdekében az 50-15 kHz-es jeltovábbítás lehetséges. 300 kHz-es korlát van érvényben; ha két FM jel összeadódik, a demoduláció után nem halljuk mindkét jelet (a zavaró jelet halkan), hanem a zavaró jel torzításként jelenik meg a kimeneten. Az adókat ezért nem 300 hanem 600 kHz távolságra helyezik egymástól, és az egymástól 100 km-re eső adók fésűszerűen helyezik el ezeket a csatornákat, tehát az ugyanazon a frekvencián adó legközelebbi torony 200 kilométerre van, így semmiképpen nem tudja zavarni az adást.

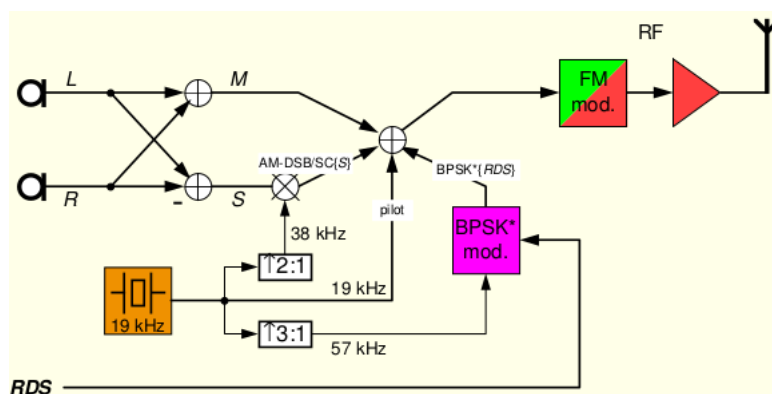
A sztereó hangot nem két adótoronnyal adjuk, hanem a mikrofon jobb és bal csatornájának a jelét összeadjuk. Így egy „M” jelünk jön létre, tehát a mono vevők is tudják mindkét csatornát hallgatni. A sztereó vevők számára sugárzunk egy olyan „S” jelet is ami a két csatorna különbségét tartalmazza.

Az S jel spektruma kisebb, azonban ugyanabban a frekvenciasávban tartózkodik mint az M jel. Az S jelünket ezért moduláció segítségével eltoljuk.

Az S jelet 38 kHz-es frekvenciával toljuk el hogy az átlapolódást elkerüljük. Így az S jel a $\pm 28-58$ kHz frekvenciatartományban fog tartózkodni. Ekkor a frekvenciasávok összeadhatóak, és a jelet sugározhatjuk.



A jelünket koherens vivőjű szorzó demodulátorral tudnánk demodulálni, azonban ezt nem továbbítottuk. A vevő oldalon nem tudjuk hogy mono vagy sztereo adásunk van, ami problémákat okozhat ha sztereoként próbálunk fogni egy mono adást. A probléma megoldására a sztereo jel mellett továbbítunk egy 19 kHz-es pilot jelet. Ha nincs meg a pilot jel, tudjuk hogy mono adást veszünk. Ezt a jelet fázisban küldik a 38 kHz-es jellel amivel S' demodulálható, így a vevő oldalon egy frekvenciaszorzó segítségével ezt a jelet is ki tudjuk nyerni a pilotból.



Emellett még továbbítható egy RDS (Radio Data System) jel is ami különböző információkat tartalmaz, amit DBPSK modulációval 57 kHz-es frekvenciával eltolva adunk. (Amerikában RBDS néven működik apró változtatásokkal.) Ezt szintén elő tudjuk állítani egy frekvencia háromszorozóval. Ez a jel egy $C(26,16)$ szisztematikus, hibajavító kódból áll. Emelt lekerekített koszinuszos karakterisztikával, $\alpha = 100\%$ paraméterrel, 1187.5 bps-es DBPSK kódolással továbbítják. Bináris jeltovábbítás lévén a szimbólumsebesség meg-

egyeznek a jelzési sebességgel. Illesztett szűrős struktúrával védi az adó- és vevőszűrő a zaj ellen.

Tartalma:

Program Service - Az adó neve

Program Identification - egy 16 bites azonosító, ami alapján a vevő ugyanazt a csatornát megtalálhatja más frekvenciasávban

Alternative Frequencies - Más frekvenciák listája amin ez az adás megtalálható. A rádióban két vevő van, az egyik az adás vétele közben már pásztázza a frekvenciákat az azonos adás megtalálására.

Program TYpe - Amerikában használatos, megadható a kívánt csatornatartalom ami alapján a rádió tud váltani az adók között. Csak RBDS-en található meg.

Radio Text - 64 karakter amit az adó szabadon választhat meg. Európában ennek a használatát tiltják mert zavaró lehet vezetés közben.

Traffic Announcement, Traffic Program - 1-1 bit ami útinform vételekor van bekapcsolva, ekkor lehetősége van az autónak automatikusan leállítani a zenelejátszást, felhangozítani a rádiót, etc.

Traffic Message Channel - Ezen keresztül továbbítható egy olyan útinform adás, ami demodulálva átküldhető a GPS-nek, ami ennek az információnak a birtokában újratervezheti az útvonalat.

Clock Time - Pontos idő

Példa: Alapsávi FM sztereo multiplex jel

n1, Rajzoljuk fel, hogyan néz ki a Class FM éterben megjelenő jele (időfüggvény, spektrum), amikor Vadon János egy zenei „A” hangot fütyül a baloldali mikrofonba!

A fent látható spektrumok kétoldalsávosan (tehát szimmetrikusan elhelyezve a spektrumon) jelennek meg a CCIR sávban.

A zenei „A” hang 440 Hz , tehát 440 Hz -nél megjelenik a füttyszó. 19 kHz -nél megjelenik a pilot jel (indikálva hogy sztereo jelet sugárzunk). Mivel az R csatornánk csendes, az L-R jel miatt $38\text{ kHz} \pm 440\text{ Hz}$ -nél is megtaláljuk a füttyszót.

n2, Mit hall ebből egy „mono” hallgató?

A mono hallgató az L+R sávot hallja ugyanakkora teljesítménnyel.

+1, Hány rádióadó élhet egymás mellett a CCIR (87.5-108 MHz) sávjában Budapesten?

Ha $f_D = 75\text{ kHz}$ és $B = 53\text{ kHz}$, $B_{\text{összes}} = 2(f_D + B) = 270\text{ kHz}$, tehát nagyjából 68 adó fér el a sávban. A valóságban kevesebb van, az interferenciák elkerülése végett - nem csak helyi rádióadók adása hallatszik el Budapestre.

Parabolazaj: Még ha csak egy egészen kicsi zaj adódik hozzá a jelünkhöz, ha a frekvenciával négyzetesen nő az amplitúdója, erős zavarást tapasztalhatunk, ez a parabolazaj. Ha a rádión a mono gombot megnyomjuk, a 38 kHz vivőfrekvenciájú sztereo komponenst és az erős zajt levágja, azaz ismét tisztán hallható az adás.

Komplementer szűrőpár: két szűrő aminek a karakterisztikája egy f_c frekvenciáig egységnyi az átvitele, azonban az elsőnek ezután 20 dB/dek erősítése, a másodiknak pedig 20 dB/dek csillapítása van. Tetszőleges jelre e két szűrő kaszkádjának átvitele egységnyi. Az első szűrő neve előkiemelő (pre-emphasis), a másodiké utóelnyomó (de-emphasis) szűrő.

11.1.2. Digitális rádiózás

Az analóg AM rádiózás problémája a gyenge minőség volt. Az analóg FM minősége jó volt, azonban az URH sávban nem terjedt a jel elég messzire. Egy jó digitális megoldás eléréséhez szükséges egy jó mintavételező és egy jó kvantáló. Kell egy jó forráskódoló és egy jó hibatűrő kódolás. Ennek a továbbításához szükséges (esetleg egy titkosító kódoló és) egy jó moduláló.

A forráskódoláshoz az MPEG csoport kódolása került rendszeresítésre. Jó hibatűrő kódolásként blokk illetve konvolúciós kódoló volt használható. Modulációs szemszögből nagy bitsebesség szükséges a jó minőség eléréséhez, amihez nagy szimbólumsebesség, azaz kis jelzési idő tartozik. A kis időréshossz ISI-t okozhat, ami a fő problémája a digitális jeltovábbításnak. Nagy szimbólumsebességhez nagy sáv szélesség is tartozik, ami azt jelenti hogy 1.5 MHz sáv szélességet foglal el. Ez a VHS sávban (URH sáv felett) továbbítható. A nagy sáv szélesség elérhető nagy szimbólumsebességgel, ami az ISI miatt alkalmatlan, vagy pedig számos (több ezer) kis szimbólumsebességű jellel. Hátránya hogy sokkal bonyolultabb lesz ennek a demodulációja, viszont ez a mai digitális technikával nem lehetetlen. Ez a 8. fejezetben taglalt OFDM.

A Digital Audio Broadcasting DAB standard Magyarországon 95-ben egyetlen frekvenciasávon került beiktatásra, azonban lefedettsége csekély (gyakorlatilag Pest megye). A Digital Radio Mondiale (DRM) a DAB lecserélésére lett bevezetve Magyarországon, kérdéses sikerrel.

11.2. Televíziózás

A televíziózás forrása a látható fény, színes mozgóképet szeretnénk továbbítani. Emellett a sztereo hang továbbítása is cél. A csatorna ismét lehet analóg (éteren át: földi (VHF, UHF) vagy műholdas, vezetékes) és analóg csatornán keresztüli digitális (rádió: földi vagy műholdas, vezetékes, egyéb). A nyelő természetesen az ember, akinek a képességeire korlátozzuk az adást.

11.2.1. Jelátalakítás

Az emberi szem felbontása ívpercben adható meg. 2 ívperc az a látószög amelyen belül a fénypontok összeolvadnak, ezen belül nem megkülönböztethető két pont. 10 ívperc az a látószög amin belül nem tudjuk megkülönböztetni a színeket. Ebből következik hogy a kép felbontható apró képpontokra, hiszen úgyis összemosódik megfelelő távolságból nézve. A képernyőt olyan távolságból nézzük szívesen ahol a rövidebb oldalát a képernyőnek 20°-os szögben

látjuk. E felett túl kicsi a kép, ez alatt pedig mozgatni kell a fejünket hogy lássuk a képet. Ebből következőleg körülbelül 600 sorosra tervezték az első televíziókészülékeket. A tapasztalat azt mutatta hogy az emberek a 4:3 képarányú képernyőt nézik szívesen, ezért 800x600 lett a preferált felbontás. Azóta megváltozott a preferencia, mert a filmipar statikus kamerákról átváltott dinamikus, horizontálisan sokat mozgó kamerákra, így most már a 16:9 a preferált képarány.

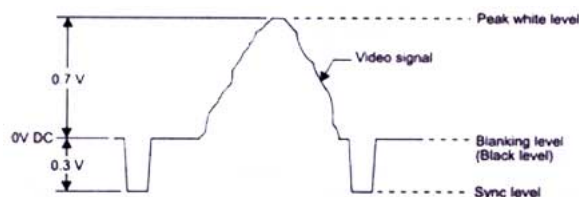
A mozgóképek igényét úgy elégítjük ki hogy állóképeket egymás után vetítünk. Ahhoz hogy folyamatos mozgásérzet hatását keltsük, 10-15 mozgásfázist (frame-et) kell vetítenünk másodpercenként. A fusion flicker frequency, fúziós frekvencia, azaz a frekvencia ami alatt a villogást érzékeli az emberi szem 50-60 Hz környékén található. Ez függ az embertől és az ember állapotától (pl. fáradtságától). A nem darabos mozgáshoz 24-25 kép/másodperc vetítése szükséges. A filmvetítő gépek minden képkockát kétszer vetítenek fel, így 48 felvillanást láthatunk másodpercenként, így javítva a flicker érzeten. A régi mozikban 16 képkockát vetítettek másodpercenként, de mindet háromszor villantották fel. A TV felvillanási frekvenciája 50 Hz, azaz megegyezik a hálózati frekvenciával (Európában), de ennyi képet továbbítani felesleges. A felét sugározni bőven elég lenne, de egy képkocka tárolásához (a többszöri felvillanáshoz) sok memória szükséges, ami a 30-as években nem volt elérhető. A képtovábbítás úgy történt ezért, hogy minden páratlan (1., 3., etc.) sort továbbítottak először, aztán minden párosat. Mivel távolról nem pixeleket hanem foltokat látunk, a pixelkörnyék kétszer fog felvillanni másodpercenként. Ezt hívjuk váltott soros képletapogatásnak (interlaced video). 25 kép/sec a tényleges adat-továbbítás, viszont megduplázza az érzékelt framerate-et.

Ha a 24 képkockával felvett filmet Európában 25 FPS-sel akarják leadni, a kép és a hang is felgyorsul 4%-kal. Amerikában a 60 Hz-es hálózati frekvencia mellett 30 FPS a televízió frekvenciája, ahol a gyorsulás már érzékelhető lenne, ezt egyszerűen úgy oldották meg hogy nem játszottak TV-ben mozifilmeket. Manapság már a TV-k különböző algoritmusokkal ki tudják találni hogy a képkockák között mik lehettek, azaz interpoláció segítségével köztes képeket képesek vetíteni.

Annyira rossz a látásunk hogy 3 különböző frekvenciájú fénnyel

gyakorlatilag bármilyen más fényérzetet kikeverhetünk. A három kiválasztott frekvencia a vörös, zöld és kék színeknek felel meg. Az (R-Y), (G-Y) és (B-Y) krominanciajelek és az Y luminanciajel közül egy elhagyható. Az Y a kompatibilitás miatt nem elhagyható, de a C_R , C_G és C_B jelek egyike felesleges. Ha a csatornákat zaj éri, a szorzók miatt az R-Y és B-Y jelek előállításánál lenne a legmagasabb a zajteljesítmény, így a G-Y jel lesz az amit elhagyunk.

11.2.2. Analóg jeltovábbítás



Az $Y=1$ fehér jel 100% jelerősségnél jelenik meg, az $Y=0$ fekete jel viszont nem 0% hanem 30% jelerősségnél található. A két sor továbbítása között fog a jel 0%-ra esni a szinkrontartományban: itt fogja tudni a televízió hogy kezdjen egy új sort. A két szinkrontartomány között a jel szabadon mozog a 30-100%-os amplitúdótartományban.

A jel $T_H = 64\mu s$ -onként periodikusan jelzi az új sor megérkezését. 25 képkockát vetítünk másodpercenként, és minden képkocka technikai okok miatt 625 sorból áll. Ezek nem mind láthatóak, egy részük szinkron, teletext és egyéb információkat tartalmaz. A jelünk spektrumán egymástól $k \cdot f_H$ -nként meg fognak jelenni csomók az Y és szinkron jelekből adódóan. A legnagyobb megjelenő frekvenciájú komponens megfelel a pixelenkénti fekete-fehér átmenetnek. $25 \cdot 625 = 15625$ sorunk van másodpercenként, Így $B_{max} = 15625 \cdot 400 = 6.25 MHz$ lesz.

Y, U és V jelet kell továbbítani: az Y luminanciajelnek nincs színtartalma, a krominanciajeleknek pedig nincs fényességtartalma. Három különböző megoldás született a színtovábbításra.

Az amerikai NTSC standard egy QAM jelet ad hozzá az

Y luminanciajelhez. Olyan vivőfrekvenciát használnak a QAM továbbításához, amivel a luminanciajel spektrumán a csomók közé esik a színinformáció. Ennek a neve színsegédvivő (colour sub carrier) jel. A QAM problémája ugye az hogy egy frekvencia és fázishelyes vivő szükséges a demodulációhoz. Fázishiba esetén a $C_R - C_B$ diagram elfordul, azaz pl. ahogy a TV felmelegszik, elcsúsznak a színek, így érdemelte ki az NTSC rövidítés a „Never Twice the Same Colour” gúnynevet. Ennek a megoldására a test-színhez közel eső színeket helyezik egy I tengelyre. Ezt úgy érik el hogy az U,V tengelyeket 33 fokkal elfordítják. A televízióban is van egy potenciométer amivel a felhasználó finomhangolhatja a színeit.

Európában a franciák azt találták ki hogy az U,V jel továbbítására FM jelet kéne használni. Az emberi szem színekülönbségérzékelési hátrányosságai miatt elegendő a sorokban felváltva továbbítani az U és V jeleket. Ahhoz hogy az adott sor színinformációját összeadják az előző soréval memóriára volt szükség, így ezért született csak meg 10 évvel később ez a SECAM standard.

A PAL rendszer hasonló elven működik, de minden második V-t továbbító sorban a V jel negatívját továbbítják. Távolról nézve a szemünk a különbségeket „kiintegrálja”, így a néző a helyes színeket fogja látni. (Peace At Last.)

Minden egyes sor elején továbbítva van egy modulálatlan vivőjel, hogy a TV újra tudja szinkronizálni a koherens vivőjű demodulátor jelét.

Az Y jel spektruma 6.25 MHz-ig tart, ezen belül jelenik meg a csomós spektrumkép és a QAM jel. A hangjele(ke)t 6.25 MHz fölé helyezik frekvenciamodulációval - viszonylag nagy (50 kHz) löketű modulátorral, 6.5 MHz vivőfrekvenciával. (5.5 MHz is létezett, ekkor az Y spektrumát csonkítani kellett.) Ez az egész jel AM/VSB modulációval került továbbításra az éterben a könnyű demoduláció érdekében. A TV adók 8-9 MHz-es sáv szélességű clusterekben helyezkednek el egymás mellett.

Ha van egy képcsövünk, az ezen megjelenő luminanciát egy U_{vez} vezérlőfeszültséggel befolyásoljuk. Optimális esetben az L és U_{vez} érték arányos, de a sajnos ez az akkori technikával nem volt meg-

oldható. Az arány a kettő között kettő-három hatványa ($L \sim (U_{vez})^\gamma$), azaz feleakkora U_{vez} mellett negyedakkora fényerőt tapasztalt a néző. Ennek kiküszöbölése érdekében az adóberendezés után kötöttek egy gamma előkorrektort, ami a jelet az $\frac{1}{\gamma}$ -adik hatványra emeli.

Példa: fekete bikapata kopog a pepita patikaköveken

Tévén képernyőjén éppen egy üres fekete-fehér sakktábla látszódik.

a, Hogyan néz ki a továbbítandó jel időfüggvénye közvetlenül az AM-VSB moduláció előtt?

A képfrekvencia 25 Hz, a sorok száma pedig 625, így a sorfrekvencia $25 \cdot 625 = 15625 \text{ Hz}$. A két szinkronjel között $64 \mu s$ telik el. A jelnek $52 \mu s$ áll rendelkezésére. Ebben az $52 \mu s$ -ban nyolc egyenlő hosszúságú periódusban felváltva tartózkodnak 1 és 0.3 amplitúdójú tartományok. Természetesen megfelelő számú sor kiküldése után a fekete és fehér négyzetek felcserélődnek.

b, Hogyan változik ez a jel, ha a sötét négyzetek nem feketék, hanem 50%-os szürkék?

A 30% helyett a jelünket magasabb szintre csökkentjük le. A gamma-korrekciónak ($\gamma = 2.2$) a vezérlőjelünk

$$50\% = L = (U_{vez})^\gamma \longrightarrow U = 0.3 + 0.7 \cdot 0.5^{\frac{1}{2.2}} = 0.81$$

Régen az analóg TV analTV-T (terrestrial) néven futott, mert általában földi (T) adó adta a jelet és antanna fogta. Az antennák rondák, ezért elterjedt a CATV (community analog TV), ami egy jó minőségű antennának a jelét osztotta el a felhasználók között. A Sat-TV (geo)szinkron-pályás műholdas műsorszórás. Itt több hangcsatornán több nyelvet is továbbítanak, mivel a műholdak lefedettsége meghaladja országoknak a méretét. FM modulációval, 6 MHz-es lökettel és 10.7-12.75 GHz-es vivőfrekvenciával történik a továbbítás, azaz 27 MHz-es raszteren helyezkednek el a csatornák.

A horizontális és vertikális polarizációból adódóan egy frekvencián két jel is elfér, és ténylegesen 27 MHz-enként helyezkedhetnek el a csatornák az interferencia hiánya miatt.

11.2.3. Digitális jeltovábbítás

Digitális TV műsorszórását akkor vezettek be amikor megjelent az igény a hozzáférésszabályzásra, hogy előfizetés nélkül ne lehessen venni az adást. Eleinte egy nagy amplitúdójú szinuszjelet adtak hozzá a továbbított jelhez, de ennek a „dekódolásához” egy sávszűrő elég volt. A mai digitális titkosító algoritmusokat nem éri meg feltörni: a befektetett energia jelentősen több az előfizetés értékénél.

Egy másik indok az átállásra gazdasági volt: a digitális TV-k ára magas, és ha a vevők kénytelenek venni egyet az adás vételéhez, az hatalmas bevételt jelent a gyártóknak. A valóságban a digitális jel minősége jelentősen romlik, a csatornaszám nem változik.

DVB-C - kábeles digitális video műsorszórás: MPEG forráskódolás + titkosító kódolás + Reed-Solomon(204,188) kódolás + QAM-64 moduláció (emelt $\cos$, $\alpha = 15\%$) + illesztett szűrős struktúra. A kompatibilitás miatt 8 MHz sáv szélesség állt rendelkezésre, ez 38 Mbps adatsebességet jelent. A közszolgálati TV-k 1-2 Mbps-t használnak fel, tehát egy sávban elfér 5-6 jó minőségű, vagy akár 30 rosszabb minőségű adó is.

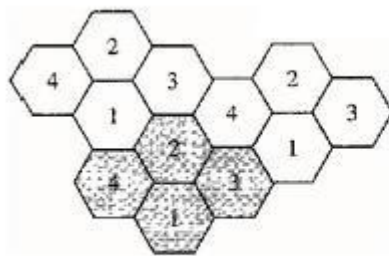
DVB-S - műholdas digitális video műsorszórás: kicsi SNR, konvolúciós kódolás az Reed-Solomon kódolás mellett + QPSK kódolás + $\alpha = 35\%$ emelt koszinusz + illesztett szűrő. Ezekből fakadóan magasabb lesz a sáv szélesség, 37.1 MHz környékén.

DVB-T - földi digitális video műsorszórás: a többutas terjedés miatti interferencia a probléma. MPEG forráskódolás + RS / konvolúciós kódolás + QAM QFDM + illesztett szűrők. A sáv szélesség sok paramétertől függ és országonként különböző lehet.

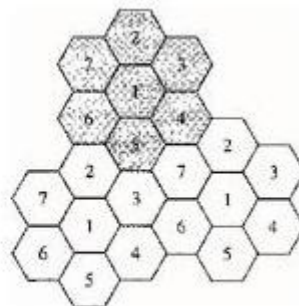
12. Mobiltelefonia

PLMN: Public Land Mobile Network

A kommunikáció itt sokkal nehezebb mint broadcastingnál. Nem lehet csak egyetlen nagy teljesítményű antennával lefedni az országot, mivel a felhasználói készülék jelének is el kell érnie az antennát, ezért az ország hexagonális cellákra van osztva. Ha az adót a hatszög közepére helyezzük, interferenciális problémáink adódhatnak, mivel a rádióhullámok nem tisztelik a hatszögek határait. Minden szolgáltatónak ki van osztva néhány vivőfrekvencia amin adhat. A megoldás erre a problémára úgy született hogy ezeket a frekvenciákat felosztották három (A,B,C) csoportba. Minden hatszögbe kerül egy frekvenciacsoportot kezelő adó; egy síkot le lehet úgy fedni három csoportba tartozó hexagonokkal hogy egyik se legyen azonos csoportbelivel szomszédos. Clustereket használunk, amik olyan csoportok amikben nem használnak egy frekvenciasávot kétszer. Az FRF (Frequency Reuse Factor) jelöli hogy hány csoportba vannak osztva a frekvenciasávok. Minél nagyobb az FRF érték, azaz minél messzebb vannak az azonos csoportba tartozó cellák egymástól, annál kevésbé interferálnak a cellák, tehát törekszünk az FRF növelésére, viszont minél nagyobb az FRF, annál kevesebb felhasználót tudunk a cellában kihasználni.

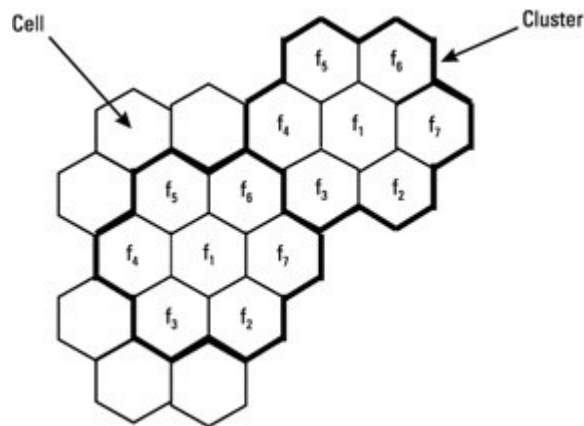


a. Reuse factor of 4



b. Reuse factor of 7

4-es és 7-es FRF



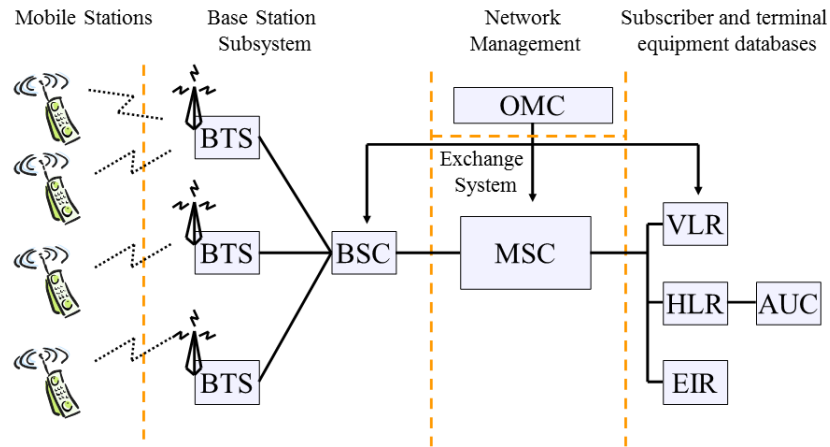
Clusterek 7-es FRF-fel

Szektorizálás: olyan antennák felhasználása amik csak egy irányba szórnak. Ennek az előnye az hogy ha egy bizonyos frekvenciasávot használunk, a másik adó ugyanebben a sávban biztosan nem felénk sugároz. Előnye hogy egyszerűbb ilyen antennát gyártani, hátránya hogy kevesebb felhasználót tud kihasználni.

Minél nagyobb cellákkal fedjük le az országot, annál kevesebb drága adótornyot kell felállítani, viszont ez azt jelenti hogy csökken a szimultán telefonálásra képes embereknek a száma, és a torony és a felhasználói készülék teljesítménye is növekszik.

Ma Magyarországon $N=12$ cluster méretet használnak a szolgáltatók, 0.5-30 km-es sugarú cellamérettel. Szektorizálást használnak - 65° -os antennával - ez azt jelenti hogy az antennának van egy főiránya, és az a szög amin belül -3 dB-en belül esik a jelszint 65° . Az adás frekvenciája fél GHz környékén történik. A mobilkészülékek 13 dBm és 33 dBm között adhatnak, azaz 20 mW és 2 W közé esik az adási teljesítmény. A torony visszajelez a készüléknek, ami alapján a készülék beállítja az adási teljesítményt.

Cellás telefónia funkcionális bontása:



MS - mobile station (telefon)
 BS - base station (torony)
 NSS - Network subsystem

Az MS és a BS között RL (radio link) található, míg az adótorony és az NSS között kábeles kapcsolat van. Az NSS fontos része az OM (Operation and Maintenance).

12.1. 1G telefónia

Sok mobiltelefon standard alakult ki - Magyarországon a Nordic Mobile Telephone rendszere terjedt el. Száud-Arábiában már 1981-ben létezett a mobiltelefon fogalma - ott meg tudták fizetni az RD költségeket.

Analóg rendszer (beszédcsatorna) volt, frekvenciamodulációval, digitális jelzéstávítással. 450 MHz környékén működött. FSK modulációval, titkosítás nélkül. Megfelelő vevővel bele lehetett hallgatni a beszélgetésbe.

Magyarországra 1990 környékén jött be a mobiltelefon - akkoriban milliómosoknak hirdették a dolgot. FSK modulációval, titkosítás nélkül könnyen lehallgatható volt. A készülékhez tartozott maga a hívószám, azonban ez átprogramozható volt, amiből problémák fakadtak - más számlájára lehetett telefonálni.

Hátránya volt hogy mivel minden országban más megoldásokat használtak, roaming (külföldi mobilhasználat) egyáltalán nem volt. SMS nem létezett, és a fogadott hívásért is tetemes összegeket kellett fizetni.

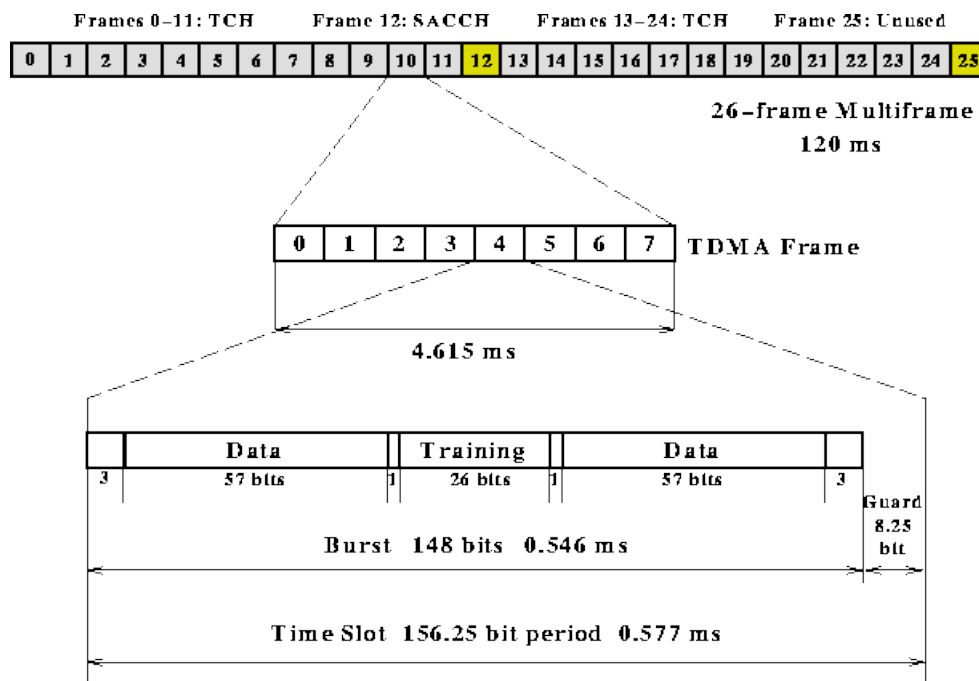
A 450 MHz-es sáv használata azt jelentette hogy mivel kicsi volt a szakaszcsillapítás, nagy lefedettséggel rendelkezett egy antenna, és mivel kevés felhasználót kellett kiszolgálni, nem is volt szükség soknak az építésére - nem érződött a nagy cellaméret hátránya.

12.2. 2G

Amikor a 2G mobilhálózat elindult, erőszakos hirdetési stratégiákkal próbálták az embereket átállásra ösztökélni. Sajnos a 900 MHz-es frekvenciasáv használata miatt (a 450 MHz-hez képest 4x akkora szakaszcsillapítással) elég gyenge volt a jel. Végül a szolgáltatás megszüntetésével érték el a teljes átállást.

A GSM lett a 2G hálózatokon a kiválasztott standard. A két kijelölt frekvenciasáv 890-915 és 935-960 MHz-en van. Két sávra van szükség, egyre az uplinkhez és egyre a downlinkhez. A kisebb frekvenciasávban kisebb a szakaszcsillapítás, azaz kisebb teljesítménnyel lehet adni, ez tartozik az uplinkhez. $2 \cdot 25$ MHz sáv szélesség: $2 \cdot (100 \text{ kHz-es védősáv} + 124 \cdot 200 \text{ kHz-es sáv kapcsolatonként} + 100 \text{ kHz})$. Ezen a 124 sávon osztozik a 3 szolgáltató egyenként 40 nanosávval, és 4 karbantartásra fenntartott sávval.

A beszélgetés codec segítségével van kódolva-dekódolva. 13 bites lineáris kvantálással, 8 kHz-en van mintavételezve a jel, ami 104 kbps bitsebességet jelent. Ez beszédhez nagyon magas, ezért ezt egy GSM kódolóval csökkentjük, akár 13 kbps sebességre. A mintavételezett jel 20 ms-os ablakokra van osztva, és ezek a jelek külön kerülnek kódolásra. Egy ilyen ablakban nettó 260 bitet továbbítunk. Az nagy csatornazaj miatt sok a hiba, azaz 196 bites ECC (error correcting code) kerül az adatunk mellé, azaz bruttó 456 bitet továbbítunk 20 ms-enként, tehát 22.8 kbps a végleges bitsebességünk.



Ez a 22.8 kbps nagyon alacsony bitsebesség a 200 kHz-es nanosávra, ezért időosztásban egyszerre nyolcan tudnak használni egy frekvenciasávot. Nagyon pontosan be van határolva hogy egy készülék milyen időpillanatokban adhat (burstökben). Egy burst tartalma (pár védőbit mellett) 57 adatbit, 26 szinkronbit és ismét 57 adatbit, tehát egy burstben 114 adatbit kerül továbbításra. Azért középen található a szinkronjel, mert így a Doppler-effektusból származó hibát sokkal könnyebben tudjuk korrigálni. 200 burst/s beszédjel kerül átvitelre.

A 13. időrés ki van hagyva - ezekben az időrésekben mérési adatok találhatóak, itt jelzi az adótorony hogy hogy kell korrigálni az adási teljesítményt, kell-e toronyot váltani, és itt továbbítják az SMS-eket.

A 26. időrésben csend van - itt mérik meg a készülékek a szomszédos adótoronyok vett teljesítményét, ez alapján dönthető el hogy cellaváltásra van-e szükség.

Ebből adódóan $8 \cdot 216.666 \cdot 15626 = 170.83 \text{ kbps}$ bitsebességgel továbbítja a készülék az adatokat az idő nyolcadában. FSK-val továbbítjuk a jeleket, ami 230 kHz-et jelent, ami viszont nagyobb

mint a 200 kHz-es sáv. Úgy osztják ki a frekvenciasávokat hogy azok a cellák amik szomszédos 200 kHz-es frekvenciasávokat használnak, ne egymás mellett legyenek.

Nem is MSK, hanem GMSK (Gaussian minimum shift keying) modulációval csökkentik még a sávszélességet.

Mivel a beszélgető felek általában nem beszélnek egyszerre, felesleges adni a csendet; egy voice activity detector érzékeli amikor nem történik kommunikáció, ekkor a készülék nem ad. Amikor nem ad a készülék, egy komfortzaj-generátor egy fehérzajt ad ki, ezzel tudatva a beszélővel hogy még mindig vannak a másik oldalon.