

AM

Kontinuirana modulacija amplitude

Cinam modulirajući postupak jer podzemljem
Cinam prebacivanje iz podnoja modulač.
signale u podnoje modulacijom, amplitude

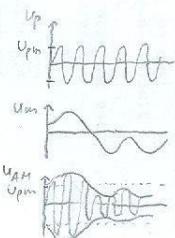
prenos signala
je lin. funkcija
modulacije

$$U_{AM}(t) = U_{pm} \cos(\phi(t)) = [U_{pm}(t)] \cos(w_p t + \phi) = U_{pm} \cdot \cos w_p t$$

$$U_{pm}(t) = a + k_a u_m(t) = f[u_m(t)]$$

U_{pm}
neoduljavajući
pojedinačni
(originalni)
prijenosni

osjetljivost
modulačne
amplitude



dignut modulačni za
Upm, ali ampl. niti postane
kao Um, preduzim ga
i mrežu pojenosti mreža

$$U_{AM}(t) = [U_{pm} + k_a u_m(t)] \cos w_p t$$

MODULIRANI SIGNAL (BILO KAJI MODULACIJSKI SIGNAL)

$$U_{AM}(t) = U_{pm} \left[1 + \frac{(k_a \cdot U_{mm}) \cos w_m t}{U_{pm}} \right] \cos w_p t$$

$\phi(t)$

MAX: $U_{pm} + k_a U_{mm}$
MIN: $U_{pm} - k_a U_{mm}$

MODULIRANI SIGNAL ZA SINUSNI MODULACIJU

$$u_m(t) = U_{mm} \cos w_m t$$

Sestoji se od samo 1
fazne komponente
(modulacija 1 tonom)

GORNJA MODULACIJSKA TOČKA
DONJA MODULACIJSKA TOČKA

$$\Delta U_{pm} = k_a U_{mm}$$

NAJVEĆA PROMJENA AMPLITUDE AM-SIGNALA U ODNOŠU NA Upm

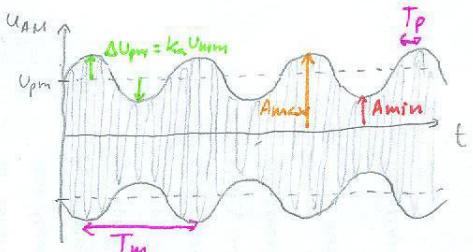
$$\frac{A_{max} - A_{min}}{A_{max} + A_{min}} =$$

$$M_a = \frac{k_a U_{mm}}{U_{pm}} = \frac{2U_{bb}}{U_{pm}}$$

INDEX MODULACIJE AMPLITUDE
Osnovni kriterij proučava amplitude proj. signale
prema njegovoj, njeni maloj amplitudi

$$M_a = \%$$

DUBINA MODULACIJE



$\phi(t)$

OVODNICA AM-SIGNALA
(ENVELOPA)

$$M_a \leq 1$$

U_{mm} < U_{pm}, Ovodnica točno prati MODULACIJSKI SIGNAL, jednodelna $\phi(t)$

$$M_a > 1$$

PREMODULACIJA, Ovodnica izobiljena, nije jednodelna $\phi(t)$

$$A_{max} = U_{pm} (1 + M_a)$$

$$A_{min} = U_{pm} (1 - M_a)$$

$$\cos \cdot \cos = \frac{1}{2} \cos(+) + \frac{1}{2} \cos(-)$$

SPEKTAR AM-SIGNALA NASTALOG
MODULACIONIM JEĐINIM TONOM

$$U_{AM}(t) = U_{pm} \cos w_p t + U_{pm} \frac{M_a}{2} \cos(w_p t + w_m t) + U_{pm} \frac{M_a}{2} (\cos w_p t - \cos w_m t)$$

SATROJI SE
OD 3
SINUSNE KOMP.
KOJE UDSE
PRIMJENJUJU
FREKV. PODNEVJU
DODJELJENO
SPEKTAR AM-SIGNALA

$$f = f_p$$

$$A = U_{pm}$$

KOMPONENTA
PRIJENOŠNOG
SIGNALA

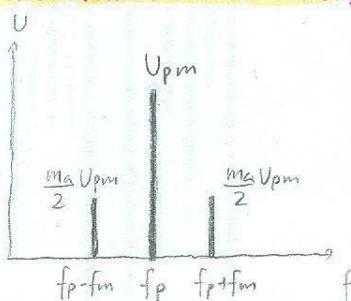
$$f = f_p + f_m$$

$$A = U_{pm} \frac{M_a}{2}$$

GORNJA BOČNA
KOMPONENTA

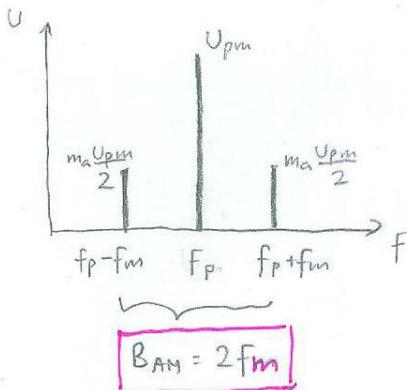
$$f = f_p - f_m$$

$$A = U_{pm} \frac{M_a}{2}$$



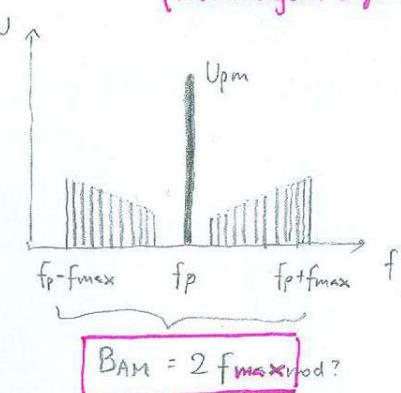
$$B_{AM} = 2f_m$$

SPETUTAR AM-SIGNALA NASTALOG MODULACIJOM JEDNIM TONOM



SPETUTAR AM-SIGNALA NASTALOG MODULACIJOM SLOŽENIM SIGNALOM U POJASU od f_{min} do f_{max}
(modulacioni signal je zbroj više harmonika)

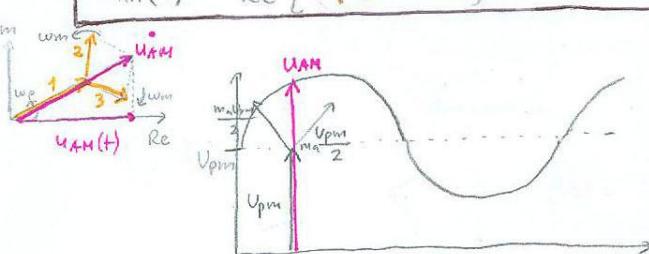
f_{max} je frekv.
najveći frekvent
na korekcijaslog?



KOMPLEKSNI PRIMAR AM-SIGNALA

sveka frekv.kompl. je realni dio nekog kompl. signala
tj. projekcija nekog verzora u kojemu ravnini na Re os

$$u_{\text{AM}}(+) = \operatorname{Re}\left\{ U_{\text{pm}} e^{j\omega_p t} \right\} + \operatorname{Re}\left\{ U_{\text{pm}} \frac{m_a}{2} e^{j(\omega_p + \omega_m)t} \right\} + \operatorname{Re}\left\{ U_{\text{pm}} \frac{m_a}{2} e^{j(\omega_p - \omega_m)t} \right\} = \operatorname{Re}\{ \tilde{u}_{\text{AM}} \}$$



\tilde{u}_{AM} - verzor AM signala, zbroj tri verzora
- modul - > trenutna amplituda modulirajuog signala (frizijske vrednosti)
- projekcija na Re os -> trenutna vrijednost AM signala

IZVOD

$$\begin{aligned} U_p(t) &= U_{\text{pm}} \operatorname{Re}\{ e^{j\omega_p t} \} = \operatorname{Re}\{ u_p \} \\ u_{\text{AM}}(t) &= U_{\text{pm}} (1 + m_a \cos \omega_m t) \operatorname{Re}\{ e^{j\omega_p t} \} = \operatorname{Re}\{ \tilde{u}_{\text{AM}} \} \\ &= \operatorname{Re}\left[U_{\text{pm}} e^{j\omega_p t} + U_{\text{pm}} \frac{m_a}{2} e^{j(\omega_p + \omega_m)t} + U_{\text{pm}} \frac{m_a}{2} e^{j(\omega_p - \omega_m)t} \right] \end{aligned}$$

SNAGA AM-SIGNALA

$$P(t) = \frac{1}{T_p} \int_0^{T_p} \frac{u_{\text{AM}}^2}{R} dt = \frac{1}{R T_p} \int_0^{T_p} U_{\text{pm}}^2 (1 + m_a \cos \omega_m t)^2 \cos^2 \omega_p t dt$$

SREDNJA SNAGA NA R U T_p

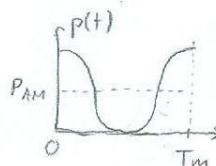
$$p(t) = P_{\text{po}} (1 + m_a \cos \omega_m t)^2 \quad -||- \text{ ali za } T_m \gg T_p, \text{ debole umjeti } T_p \text{ amplitude modulirajuog se ne mijenja pa ide ispred integrala}$$

$$P_{\text{po}} = \frac{U_{\text{pm}}^2}{2R}$$

SNAGA PRIJENOŠNOG SIGNALA (SNAGA OSIĆANOG
KAO NEKA MODULACIJE COSTANUSA PO PERIODI)

$$P_{\text{AM}} = \frac{1}{T_m} \int_0^{T_m} p(t) dt = P_{\text{po}} \left(1 + \frac{m_a^2}{2} \right)$$

SREDNJA SNAGA
AM SIGNALA
(VREMENSKI DOHODA) = SREDNJA SNAGA U T_m



PARSSEVALOV ZAKON

Srednja snaga signala jednake je zbroju srednjih sivega ujezova spektakulnih komponenti.

$$P_{\text{AM}} = \frac{1}{2R} \left[U_{\text{pm}}^2 + \left(m_a \frac{U_{\text{pm}}}{2} \right)^2 + \left(m_a \frac{U_{\text{pm}}}{2} \right)^2 \right]$$

SREDNJA SNAGA
AM SIGNALA
(FREKV. ROMENA)

DEMODULACIJA

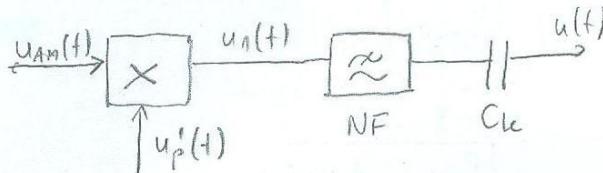
- ① NEKOHERENTNI POSTUPAK \rightarrow detekcija crujice (vrši ispravljanje) (mora biti $f_p \gg f_{\text{max}} \text{ i } m_a < 1$)
- ② KOHERENTNI (SINKRONI) POSTUPAK

DEMODULACIJA

2) KOHERENTNI (SINUSNI) POSTUPAK

- nužno je konzistentan sa f_p ujednačenje s frekvencijom modulacije
- nužno je AM signala s jednim ponovljenim koji mora biti isti što slijedi pojedinačnim signalem u modulatoru

$$U_{AM} = U_{pm} \left(1 + m \frac{U_m}{U_{pm}} \cos(\omega_m t) \right) \cos(\omega_p t)$$



$$U_1(t) = U_{AM}(t) \cdot U_p'(t)$$

$$= [U_{pm} + k_a U_m(t)] \cos(\omega_p t + \phi) \cdot U_{pm} \cos(\omega_p t + \psi) = \\ = k_a U_{pm} \frac{1}{2} [U_{pm} + k_a U_m(t)] [\cos(2\omega_p t + \phi + \psi) + \cos(\phi - \psi)]$$

uklanja se reznim harmonikama
uklanja se nishopropusnim filtom

//
osjetljivost demodulatora

$$U(t) = \frac{1}{2} k_a U_{pm} U_m(t) \cos(\phi - \psi)$$

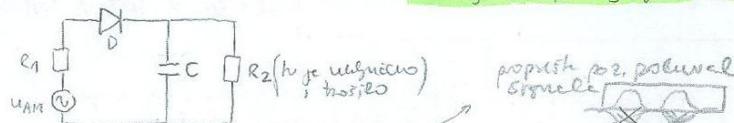
DEMODULIRANI SIGNAL

redukuje u fazu moduliranih i pomoćnih signala!

① NEKOHERENTNI POSTUPAK

- detcetacija organsice (visivo ispravljanje), moguće ako ispravljeno
- detcetator organsice je elektr. usisnik - ulazi je VF signal
- izlaz je envelope org. signala

bar 2 redne veličine
1) $f_p \gg f_{max}$ (AM signali je ustupljeno)
2) $m < 1$



- dioda je idealizirana - u propusnom području $R = r_d$
- u zapornom području $R = \infty$
- C se učestoji na trenutnim visokim vrijednostima (frek. amplitudne) AM signala tijekom svake poz. poluperioda, a izlazi preko R2 pleho do sljedećeg trenutka učestovanja (nije učestvoval u prethodnom signalu)

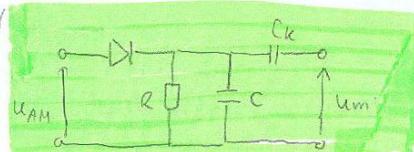
$$\frac{U_{AM}^+}{(r_d + R_2)C} \ll \frac{T_p}{T_c} \ll \frac{T_{max}}{f_{max}}$$

da bi se C učestvoval na tren. vršni napon (frek. ampl. AM signala)

$$T_p \ll T_c \ll T_{max}$$

C se u trenutku T_p može dovesti do izbiti kada je napon na C mogao prati posljednje ravnine modulacijom signala

- demod. signal sljedi valici olike organsice pa sadrži isčasnjene komponente (koja odgovara amplitudi prij. signala) a one se uklanjaju pomoći serijalnog C



PRIMJENA AM

- analogni radiodifuzija zvuka u području dugog, srednjeg i kratkog vala LF (300-3000) (3000-30000) (3M-30M)
- radijski učitaji u fizi. CB (Citizen Band, gradanski pojam frekvencija)

UTJECAJ SMETNJI (SINUSNI TITRAJ)

$$A_S = \frac{U_{ps}}{U_{pk}} = \frac{\text{ampl. smetnje}}{\text{ampl. poj. signala}}$$

ODNOS SMETNJA SIGNALA

podnizje visokih frekvencija (frek. poj. / frek. dell. signala)

$$W_{st} = W_{ps} - W_{pk}$$

FREKV. KOMPONENTE

ORGANSICE koju stvara smetnje, javljaju se i u demod. signalu

superponira se na demoduliranu konstrukciju?

$$U_{ps} = U_{pm} e^{j\omega_{st} t}$$

$$U_{pk} = U_{pm} e^{j\omega_{st} t}$$

$$U_{ps} = U_{pm} (1 + A_S e^{j\omega_{st} t}) e^{j\omega_{st} t}$$

$$U_{ps} = U_{pm} (1 + A_S e^{j\omega_{st} t}) e^{j\omega_{st} t}$$

$$U_{ps} = U_{pm} (1 + A_S e^{j\omega_{st} t}) e^{j\omega_{st} t}$$

$$U_{ps} = U_{pm} (1 + A_S e^{j\omega_{st} t}) e^{j\omega_{st} t}$$

$$U_{ps} = U_{pm} (1 + A_S e^{j\omega_{st} t}) e^{j\omega_{st} t}$$

UTJECAJ SUMA (BIJELI SUM)

- gleđamo signal šuma u frekv. području
- u dif. uskom pojasu frekv. uzimamo da je signal sume sinus s amplitudom U_{sm}

$$U_{sm} = \sqrt{2 P_S R} \frac{V}{Hz}$$

- ukupna ampl. šuma: 2xrađeni ampl. šuma svih dif. pojasa duž pojasa AM signala ($2f_{max}$)

$$U_{sr} = U_{sm} \sqrt{2 f_{max}} = 2 \sqrt{(P_S) R f_{max}}$$

gustota snage bijelog šuma (kust!)

dakle u organsici AM signala priznat šum, pa se javlja i u demod. sig.

PM

kontinuirana modulacija faze

→ nekontinuirana modulacija s postupkom
jer modulacijom nestaju nove frekv. kompon.

$$U_{PM}(t) = U_{pm} \cos [w_p t + \Phi_{PM}(t)]$$

$$\Phi_{PM}(t) = \phi_0 + k_p u_m(t) = f[u_m(t)]$$

rel. faza (prijezna faza PM(t))
osjetljivost modulatora faze

$$\Phi_{PM}(t) = w_p t + k_p u_m(t)$$

branljiva faza (fazna modulacija signale)
formirajući prij. frekv. i modulacijski signal

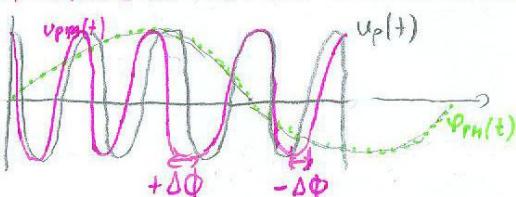
$$U_{PM}(t) = U_{pm} \cos [w_p t + k_p u_m(t)]$$

FAZNO MODULIRANI SIGNAL (BILJEKOM MODULACIJSKI)

$$U_{PM}(t) = U_{pm} \cos [w_p t + k_p U_{mm} \sin w_m t]$$

U_{pm}

MODULIRANI SIGNAL ZA SINUSNI MODULACIJSKI



ΔΦ

DEVIJACIJA FAZE → negativne odstupanje faze moduliranog od faze prijenosnog signala

$$m_p = \Delta\Phi_{PM} = k_p U_{mm}$$

INDEX MODULACIJE FAZE
može biti i veći i manji od 1

$$B_{PM} = 2f_m (\Delta\Phi_{PM} + 1)$$

ŠIRINA FREKV. POJASA PM

→ negativne promjene faze PM-signala
tj. negativne odstupanje (devijacija) faze moduliranog PM od prijenosnog

- PM modulacijom mijenja se i branljiva frekvencija (def: frekvencija brana prouzorene faze)

omogućuje promjene faze → omogućuju promjene frekv.

$$w_{PM}(t) = \frac{d}{dt} \Phi_{PM}(t) = w_p + m_p w_m \sin w_m t$$

TRENUTNA FREKV. PM SIGNALA
ZA SINUSNI MODULACIJSKI

$$\Delta w_{PM} = m_p \cdot w_m$$

DEVIJACIJA FREKVENCNE → negativne odstupanje frekv. moduliranog od frekv. prijenosnog

SPETNIČAR → mali m

$m < 0.4$ USKOPODABNA MODULACIJA

$$U_{EM} = U_{pm} \cos [w_p t + m \sin w_m t]$$

MODULACIJA FREKVENCIJE + FAZE

$$= U_{pm} \cos(w_p t) \cos(m \sin w_m t) - U_{pm} \sin(w_p t) \sin(m \sin w_m t)$$

$(m \ll 1)$

$$= U_{pm} \cos w_p t - U_{pm} \frac{m}{2} \cos(w_p - w_m)t + U_{pm} \frac{m}{2} \cos(w_p + w_m)t$$

KOMPONENTA PRIJENOSNOG SIGNALA

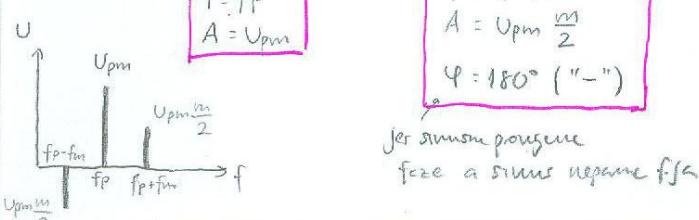
$$f = f_p \\ A = U_{pm}$$

DONJA BOĆNA KOMPONENTA

$$f = f_p - f_m \\ A = U_{pm} \frac{m}{2} \\ \Psi = 180^\circ ("-")$$

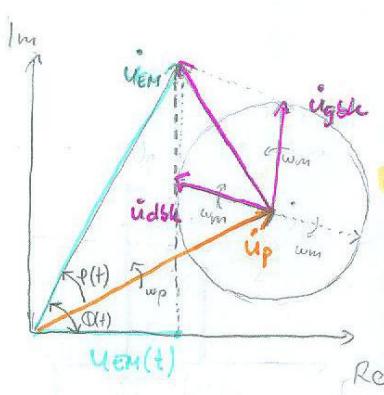
GORNJA BOĆNA KOMPONENTA

$$f = f_p + f_m \\ A = U_{pm} \frac{m}{2}$$



Jer sinusni prouzorene faze a sinus nepravilne faze

$$mali m \quad B_{EM} = 2f_{max} \quad m \ll 1$$



$$P_{PM} = \frac{U_{pm}^2}{2R} = P_p$$

AVAGA MODULACIJSKOG SIGNALA

- ne koristi se za prijenos info
- koristi se samo u neizravnim postupcima dohvata FM signala s akcentacijom magije karakteristike +6 dB/octava

FM

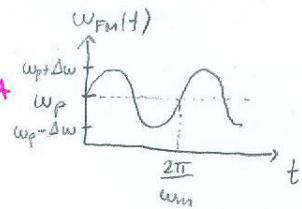
kontinuirana frekvencija
modulacija frekvencije

→ nelinearni modulacijski postupak
jer modulacijom nastaju nove frekv. komponente

$$\omega_{FM}(t) = \omega_p + k_f u_m(t)$$

osjetljivost
modulatora
frekvencije

TRENUTNA FREKVENCIJA



$$\phi_{FM}(t) = \int_0^t \omega_{FM}(t) dt = \omega_p t + k_f \int_0^t u_m(t) dt$$

TRENUTNA FAZA FREKV. MODUL. SIGNALA

$$U_{FM}(t) = U_{pm} \cos \phi_{FM}(t) = U_{pm} \cos [\omega_p t + k_f \int_0^t u_m(t) dt]$$

MODULIRANI SIGNAL
(BILO KAJI MODULACIJU)

$$U_{FM}(t) = U_{pm} \cos [\omega_p t + \frac{k_f \cdot U_{mm}}{w_m} \sin w_m t]$$

MODULIRANI SIGNAL ZA KOSINUSNI MODULACIJU

$$u_m(t) = U_{mm} \cos w_m t$$

✓ $\Delta \omega_{FM} = k_f U_{mm}$ DEVIJACIJA FREKVENCIJE FM SIGNALA konst!

✓ $m_f = \Delta \phi_{FM} = \frac{\Delta \omega_{FM}}{w_m} = \frac{k_f \cdot U_{mm}}{w_m}$ indeks modulacije frekvencije
→ dejstvo faze FM signala

može biti veći ili manji od 1

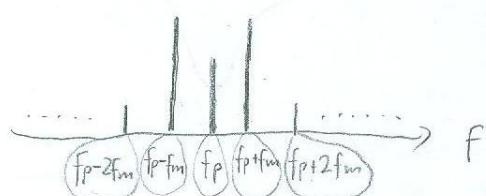
✓ $B_{FM} = 2(\Delta f_m + f_m)$ ŠIRINA FREKV. POJASA FM

SPEKTAR → veliki m

$|m > 0.4|$ ŠIROKOPOJASNA MODULACIJA

- javljaju se dodatne bočne frekv. komponente koje se amplitudno razlikuju po uzoru Besselove funkcije
- širi spekter, tj. frekv. pojas
- ∞ bočnih komponenti i teoretski ∞ frekv. pojas
ali bočne komponente reda višeg mogu se zanemariti jer su jake na manjoj razini

$$|U_{EM}| \uparrow$$



$$B_{EM} = 2f_{max}(m+1)$$

CARSONOV PRAVILO

- empiričke formule za približnu širinu pojasa mod. signala
- obuhvaćene spektarne komponente čija:

 - amplituda > 10% amplitude modulirajuog signala
 - snaga > 1% ukupne snage modulirajuog signala

veliki m $B_{EM} = 2f_{max}m$ ($m > 1$)

$$P_{FM} = \frac{U_{pm}^2}{2R} = P_p$$

SNAGA MODULIRANOG SIGNALA

= snazi prijenosnog kod neve modulacije,
modulacijom se samo pre raspodjeljuje
snaga u spektru

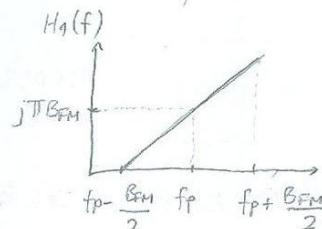
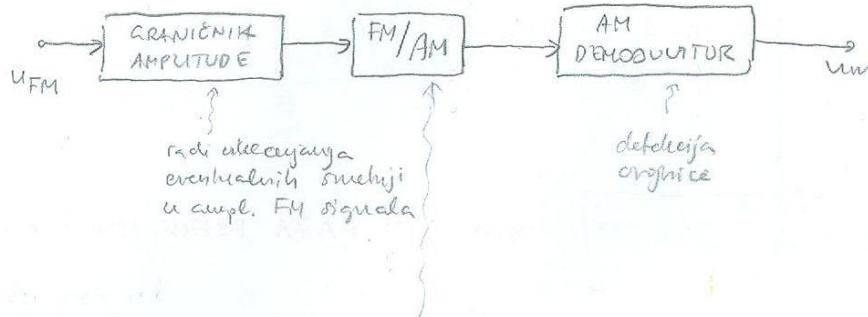
- snaga prijenosnog izspodjeljuje se na jedan pojas s frekv. koja zaspajaju bočne komponente modulirajuog signala

PRIMJENA

- analog. radiodifuzija zvuka u VHF području
- privatne radijske mreže (analogne)

DEMODULACIJA FM

- ① FM se obavlja demodulacija ne posredom nečih, prekoračen u AM signal, zatim demodulacijom taj AM signala nečih postupkom detekcije orgužice
- debole taj postupak demod. FM signala ima oštećenja neispravnog postupka



- prij. herakut. FM/AM prekorač. je idealizirano linearno
- frekv. ovisnost prij. fije u počeku frekv. FM signala
- lin. rednica frekv. herakut \rightarrow sklop za deriviranje
 $j2\pi f \rightarrow d/dt$

$$u_{FM}(t) = U_{pm} \cos [w_p t + k_f \int_0^t u_m(t) dt]$$

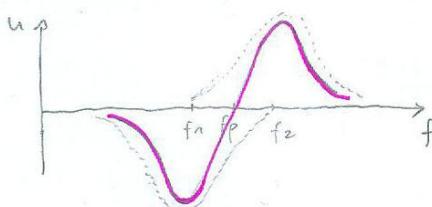
$$\frac{du_{FM}(t)}{dt} = -U_{pm} \underbrace{[w_p + k_f u_m(t)]}_{\text{dopravljeni signal je i ampl. i frekv. moduliran}} \sin \underbrace{[w_p t + k_f \int_0^t u_m(t) dt]}_{\text{frekv. moduliran}}$$

dopravljeni signal je i ampl. i frekv. moduliran

- ovakav demodulator zove se frekvencijski diskriminatore



- prototičnim sputanjem 2 diskriminatore prati se prisilno lin. podnjevi vrednosti ampl. o frekv.



- ② izravna FM demodulacija, danas najčešće korишćena metoda pomoći sustava PLL (Phase-Locked Loop, fazom sinkronizirana zamka)

UTJECAJ SMETNJI NA PM I FM SIGNAL

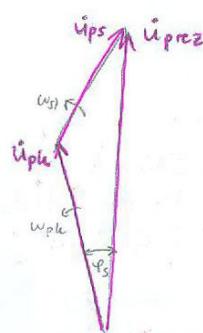
- zbrojavanjem 2 sinusne signale, slijedi frekv. nestanje signala bojem se mijenjaju i ampl. i faza (amplitudni mod.)
- ako su amplitude smetnje male ($a_s \ll 1$), proujene faze rezult. signale su posle tko sinusne s devijacijom faze $\Delta\phi_s \approx a_s$
- ako su proujene faze smetnje doljer i do frekvencije proujene frekv. rezult. signale

$$A_{ws} = w_{st} \cdot \Delta\phi_s = w_{st} \cdot a_s$$

DEVIJACIJA FAZE
Zbroj devijovanje s. smetnje

DEVIJACIJA FREKV.
Zbroj devijovanje s. smetnje

- kad je horizont. VF signala faza ili frekv. moduliran u demod. signalu javlja se s. smetnje frekvencije w_{st}



Amplitude-Shift
Keying
On-off Keying

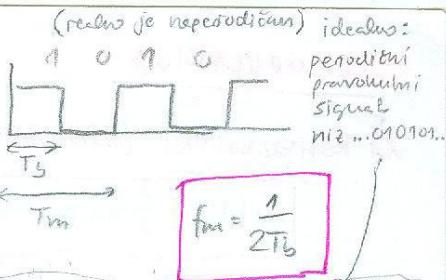
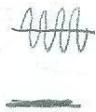
diskr.
modulacija
amplitudne

ASK
OOK

$$u_{ASK}(t) = u_m(t) \cos(\omega_p t + \phi)$$

"1": $s_1 = u_p(t) = U_{pm} \cos(\omega_p t)$

"0": $s_0 = 0$

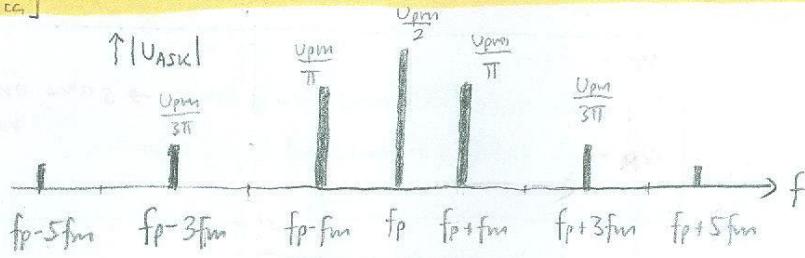


$$u_{ASK}(t) = \frac{U_{pm}}{2} \cos \omega_p t + \frac{U_{pm}}{\pi} \cos(\omega_p + \omega_m)t + \frac{U_{pm}}{\pi} \cos(\omega_p - \omega_m)t - \frac{U_{pm}}{3\pi} \cos(3\omega_m)t - \frac{U_{pm}}{3\pi} \cos(3\omega_p - 3\omega_m)t$$

✓ KOMPONENTA
PREJENOSNOG
SIGNALA 1. GBK 1. DBK 3. GBK 3. DBK
BESPOJNACAN
FREKV.
POJAS!!! 2. GBK=0 2. DBK=0

SPEKTAR [angivica]

• AMPLITUDNE



• SAMO NEPARNE
BOËNE KOMPONENTE

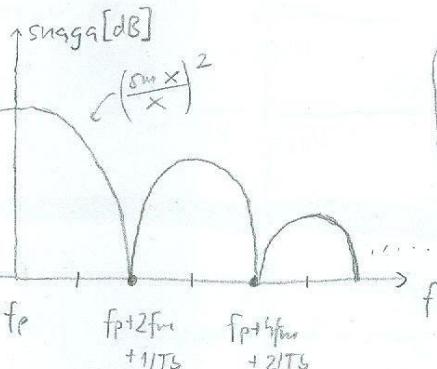
$$k-th BK = \frac{U_{pm}}{k\pi}, k = \text{neparan}$$

• SNIŽE

SREDNJA SNICA ASK SIGNALA

$$P_{ASU} = \frac{P_{po}}{2} = \frac{U_{pm}^2}{2R}$$

jednake energije za "0" i "1" $\sim 1/T_b$

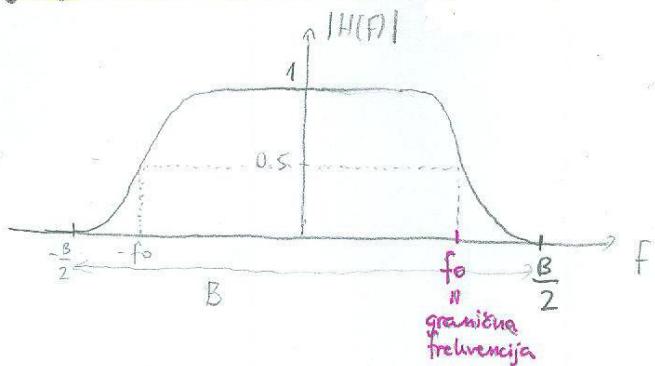


$$\text{O za } fp+2fm = fp + \frac{1}{T_b}$$

$$fp+4fm = fp + \frac{2}{T_b}$$

idealni ASU $\rightarrow \infty$ frekv. pojas

FILTER S COS ZAOBYEVENJEM DA FREKV. POJAS V BODE BUDJE UNAÇAN, održava impulse modulac. signala / pojač je i ASU beskonačne širine pojasa



$$B_{ASK} = \frac{1.6}{T_b}$$

OBICANO

$$R_s = \frac{0.6}{B} \frac{S_f}{H_2}$$

SPRATNJAVA
VODIČNUOTUST
ASK

0.8 za koherentnu demodulaciju

DEMODULACIJA

2) KOHERENTNI (SINURONI) ROSTUPAK

$$u(t) = \frac{1}{2} k_{ASK} u_m(t) \cos(\varphi - \psi)$$

DEMODULIRANI SIGNAL

1) NEKOHERENTNI - detekcija ognjnice (bez kod AM)

↳ pro se detektira ognjice pomoći detektora ognjice

↳ potom se kvantiši sljep za donječeje odluke razi li se o "0" i "1"

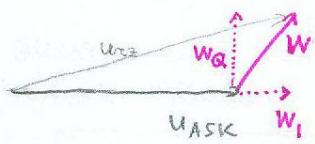
$$P_E = \frac{1}{2} e^{-\frac{E_b}{2N_0}}$$

VJEROSAMOĆ
POGREŠKE
BITA

$$\begin{aligned} O_0 &= W \rightarrow \text{ognjice je u intervalu "0" jedne ognjice štane} \\ O_1 &= \sqrt{(U_{ASK} + W_I)^2 + W_Q^2} \rightarrow \text{ognjice u intervalu zrake "1"} \end{aligned}$$

UTJECAJ SUMA $w(t)$

→ superpozicije ne modulirani ASK
→ rezon na 2 ortog. kompl., svaka ima Gaussian raspodjelu gudoci frekvenci, među njima nema interakcije



w - sum u fazi s ASK

w_I - in phase (in fazna) kompl. šuma → samo ona utječe na koherenčnu demodulaciju

w_Q - quadrature (ortogonalne) kompl. šuma ↓

GOREŠTA: abo za "1"

w_I u protufazi s U_{ASK}

U_{ASK}

abo za "0"

w_I u fazi s U_{ASK}

U_{ASK} w_I

$$P_E = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{\frac{E_b}{2N_0}}$$

VJER. POGREŠKA BITA

PRIMJENA

sustavi za prijenos digitalnih signala male brzine

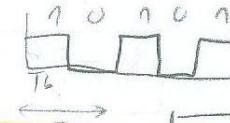
- prijenos u području gornih frekvencija ($300 - 3.4k$) Hz

- prijenos u području UHF i SHF - prijenos jednostavnim uređajima malih zahtjeva

PRIMJENA FSK
 sustavi za prijenos dig.
 signala male i srednje
 frekvencije
 • prijenos u području
 srednjih frekvencija
 • prijenos u području
 HF (kratki val)

FSK
 diskr. modulacija
 frekvencije
 nelin. mod.
 postupak

→ simboli su
 smrni bitovi
 rez. diskr. frekv.
 u skupim intervalima
 T_b brojna frekv.
 poznata jedina od
 mogućih diskr. vrijednosti

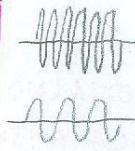


$$mf = T_b \cdot AF$$

$$f_m = \frac{1}{2T_b} \cdot \frac{T_m}{T_b}$$

BFSK → 2 frekvencije/simbola

$$\begin{aligned} "1" &\rightarrow f_1 = f_p + \Delta f \rightarrow S_1 = U_{pm} \cos(2\pi f_1 t) \\ "0" &\rightarrow f_0 = f_p - \Delta f \rightarrow S_0 = U_{pm} \cos(2\pi f_0 t) \end{aligned}$$



$$f_p = \frac{f_1 + f_0}{2}$$

NAOJMJEŠNA
 PRIJENOSNA
 FREKVENCIJA

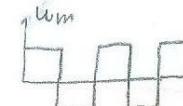
$$\Delta f = \frac{f_1 - f_0}{2}$$

DEVIJACIJA
 FREKVENCIJE

2Δf RAZMAK DISUR. FREKV.

$$f_{FSK} = f_p + U_m \Delta f$$

$$U_{FSK} = U_{p+} + U_{m-} \Delta u$$



$$U_m = \begin{cases} +1, & "1" \\ -1, & "0" \end{cases}$$

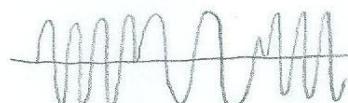
$$mf = \frac{\Delta f}{f_m} = \Delta f \cdot \frac{T_m}{2T_b}$$

INDEX MODULACIJE → nije jednaki ujednoj prijenosi frekv modulirajuog signala

$$\frac{1}{2\pi mf}$$

PROMJENA FAZE U INTERVALU 1 BITA

FSK



stoga se
 kroviti

CPFSK (FSK s kont fazom)

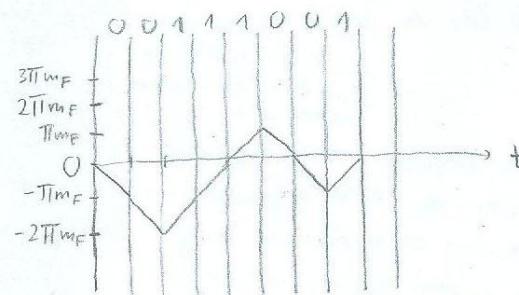


- diskontinuiteti faze
 u prijelazima stanjima
 jasno preširuju frekv. pojas

- NEMA DISKONTINUITETA

$$mf \in \mathbb{Z} \text{ i } \text{okolo} \\ 2\Delta f = \frac{k}{T_b}, k=0,1,\dots$$

- transiente faze se mijaju linearno:



rel. snaga [dB]

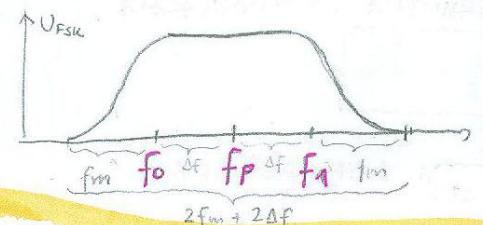
granice spektra BFSK
 snage za $mf = 0,25$

SPEKTAR

- veliki broj komponenti → FSK JE NELINEARNI MOD. POSTUPAK
 \rightarrow radi emisije slike pojasa → filtriranje (oblikovanje impulsa mod. signala) → NF filter → slijedi raspodjeljenje Gaussova

$$B_{FSK} = 2fm(1+mf) = 2(fm + \Delta f)$$

→ daleko minimalno $2fm$ (za $\Delta f = 0$)
 tj. dvostruko širi od pojasa modulacijolog (fm) s.



GFSK

- korišti Gaussov NF za oblikovanje impulsa modulacijelog signala
- modulacijeli signal postaje kontinuiran, daleko i proširenje frekvencije moduliranog je kont. → uži frekv. pojas

PRIMJENA

- radijske tehnologije DECT
- radijske tehnologije Bluetooth
- tehnologije radijskih lokacijskih mrež WLAN po normi IEEE 802.11 FHSS

M-FSK

$\rightarrow M$ frekvencija, M simbola, $T_S = T_b \log_2 M$
 svaki ima $\log_2 M$ bita

$2\Delta f$ razina dijst. frekvencija

$M_f = 2\Delta f T_S$ indeks modulacije

diskr. stanje frekv. je
bitovno od $1/T_S$
diskr. stanje frekv. su
kao razina $1/T_S$

$$f_i = \frac{k_i}{T_S}$$

CJELOBROJAN
INDEKS
MODULACIJE

= UVJET
ORTOGONALNOSTI
SIMBOLA M-FSK SIGNALA

SVRJSVNO ORTOGONALNOSTI

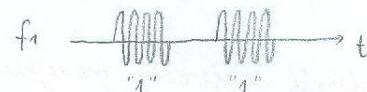
$$\int_{-T_S}^{T_S} s_i(t) s_j(t) dt = \begin{cases} C, & i=j \\ 0, & i \neq j \end{cases}$$

(T_S ako se cos biti 1
amplitude 1)

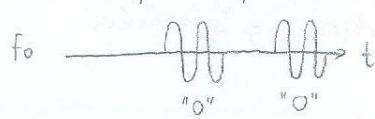
DEMODULACIJA

1) NEKOHERENTNI POSTUPAK

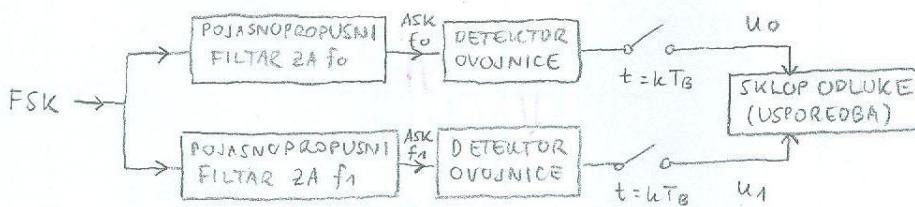
- zasluživa se na rezni FSK s ASK: FSK se može prikazati kao zbroj 2 ASK signale frekv. f_1 i f_0



dobiva se kod modulaciju obavlja digitalni sljed podatka



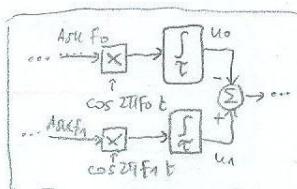
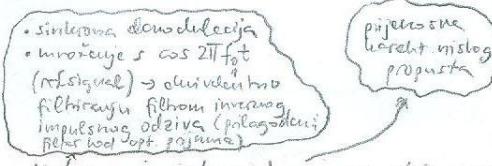
dobiva se kod modulaciju obavlja invertirani dig. sljed podatka



- FSK signal ide na pojASNOPROPUSNE filtre koji su usklađeni za diskr. frekv. (1 za f_0 , 2 za f_1)
 (pojas propusnog
je u zavisnosti
zavojnicu ISI)

te na izlazu dobijamo ASK signale

- detekcija ovajnice ASK signala \rightarrow novi signal
- uzorkovanje tog signala na kraju svakog intervala $T_b \rightarrow U_0$ i U_1
- sljep odluke \rightarrow ako $U_1 > U_0 \rightarrow "1"$
 \rightarrow ako $U_1 \leq U_0 \rightarrow "0"$



2) KOHERENTNI POSTUPAK \Rightarrow rijetko!

- ugjesto detektora ovajnice ide sklop za množenje i integrator pa obje grane idu ne sumator pa te sumu na sklop odluke

UTJECAJ ŠUMA

1) NEKOHERENTNA DEMODULACIJA

$$P_E = \frac{1}{2} e^{-\frac{E_b}{2N_0}}$$

- FSK dolazi ne filtre, recimo da upravo dolazi f_0 , onda ne izlazu filtra f_0 imamo signal + šum, a ne izlazu filtre f_1 imamo samo šum

- greška je ako je recimo signal + šum (f_0) $<$ šum (f_1)

- verzatnost de je te rezultate resava odgovor. i el. signale stvarajući demodulatore negativna rez. je za holt. i holt. demod.

2) KOHERENTNA DEMODULACIJA

$$P_E = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{\frac{E_b}{2N_0}} \quad \text{= BER}_\text{ASU} !!!$$

1

diskr.
modulacija
faze

PSK

→ simboli PSK su
sinusi jedne faze (simboli traju)
različite rel. faze
faza prijenosnog je referentna

linearan modulacijski
postupak zbog
veze s ASK
(PSK se može prikazati
kao broj ASK)

0,1,2...M-1

0,1

$$\varphi_m = \pi \frac{2n + c}{M}$$

**DISURETNA
VRIJEDNOST
FAZE**

koja faza može
povljeti simbol

(M mogućih faza)

2 stupnja (za svaki M)

c=0

$$\varphi_m = \pi \frac{2n}{M}$$

postoji $\varphi_m = 0$

c=1

$$\varphi_m = \pi \frac{2n}{M} + \frac{\pi}{M}$$

ne postoji $\varphi_m = 0$

U DIJAGRAMU FAZE
ANO NA ISTOJ KRUZNU
TEORETICKI JE KONST.
AMPLITUDA MODULIRANOG
SIGNALA

$$S_k = U_{pm} \cos(2\pi f_p t + \varphi_k)$$

0,1,2...M-1

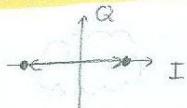
φ_k - rel. faze simbola, ovisi o modulacijskom signalu

SIMBOL MODULIRANOG SIGNALA

- segment simbola signala (u periodu T_s) koji može odrediti
rel. fazi φ_k

$$u_{psk}(t) = U_{pm} [\cos \varphi_k \cdot \cos 2\pi f_p t - \sin \varphi_k \sin 2\pi f_p t]$$

PSK-SIGNAL → nestaje zbrajanjem
2 ASK signala čiji su
prijenosni signali
zakrenuti u fazi za $\pi/2$



BPSK

dvofazna

→ 2 relativne faze moduliranog signala
(2 simbola po 1 bit)
svaki fazi po 8it

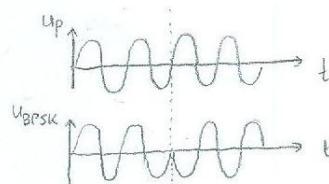
$$T_s = T_b$$

$$c=0 \quad \varphi_m = \{0, \pi\}$$

DISURETNA STANJA FAZE BPSK

$$c=1 \quad \varphi_m = \{\frac{\pi}{2}, \frac{3\pi}{2}\}$$

ne koristi se



svaki fazi
po 8it

0° 180°
↑ ↑
"1" "0"

$$s_1(t) = U_{pm} \cos(2\pi f_p t + 0) \\ = U_{pm} \cos 2\pi f_p t$$

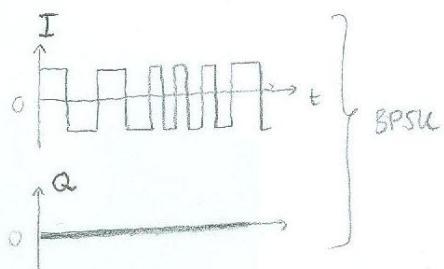
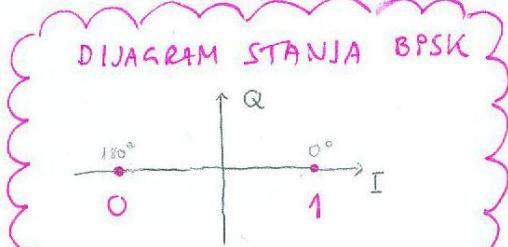
$$s_0(t) = U_{pm} \cos(2\pi f_p t + \pi) \\ = -U_{pm} \cos 2\pi f_p t$$

BPSK-SIGNAL za
modulacijski signal
bipolarni NRZ

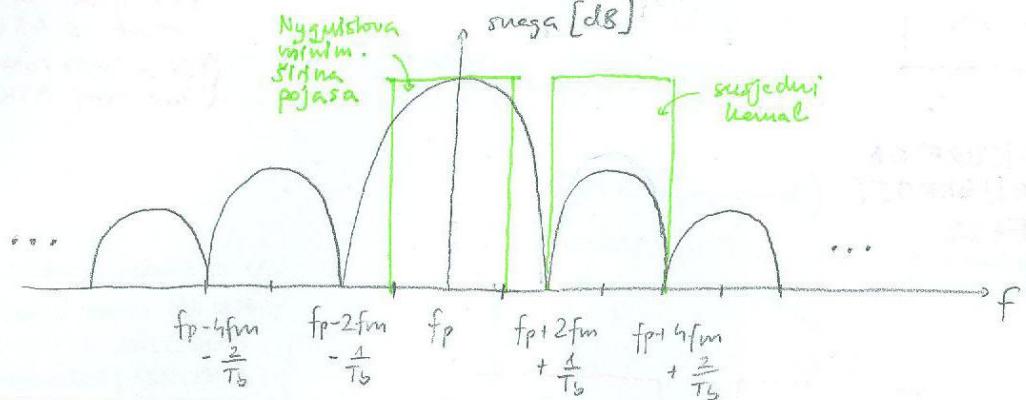
$$u_{bpsk}(t) = u_m(t) \cos 2\pi f_p t \quad \text{EVASU!}$$

abo se u formulu za u_{psk} uvrsti $\varphi_k = 0$ ili π

SIMBOLI BPSK



SPEUTAR \equiv ASK [enognica] $f_s = \frac{(m_{ASK})^2}{T_b}$ jer fsu 2broj z ASK



$$T_s = T_b$$

$$f_m = \frac{1}{2T_b}$$

$$\left(\frac{R_b}{B}\right)_{max} = 1 \frac{\text{bit/s}}{\text{Hz}}$$

TEORIJSKI NAJVIŠA MOGUĆA SPEUTRALNA UČINKOVITOST

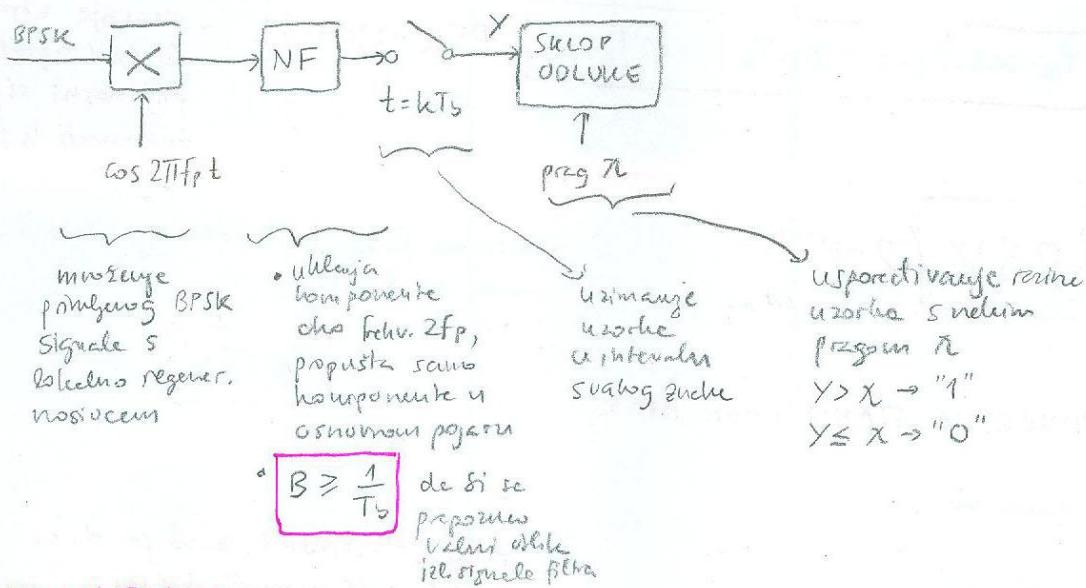
koristujem idealnog Nyquistovog filtra
šine pojasa propustanja $1/T_b$

što je veći k (veličina zadajevosti filtra)
manja je spekt. učinkovitost!

↳ skromna spektralna učinkovitost
ali jača otpornost na smetnje!

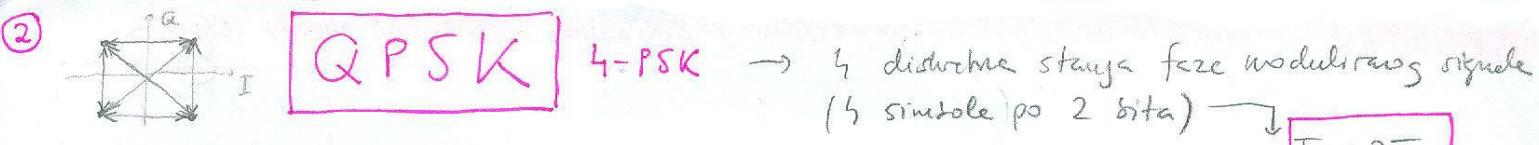
DEMODULACIJA

1) KOHERENTNA \equiv ASK



2) NEKOHERENTNA

NE MOŽE !!!



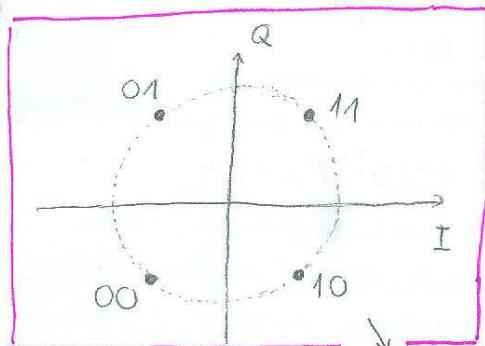
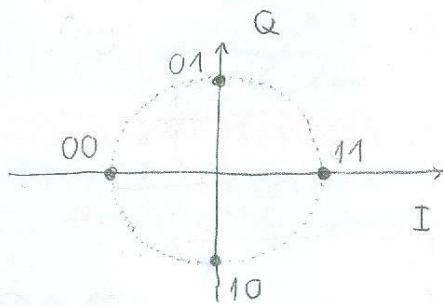
$$c=0 \quad \varphi_m = \left\{ 0, \frac{\pi}{2}, \pi, \frac{3\pi}{2} \right\}$$

DISKRETNNA
STANJA
FAZE QPSK
(2 maticice QPSK)

$$T_S = 2T_b$$

$$c=1 \quad \varphi_m = \left\{ \frac{\pi}{4}, \frac{3\pi}{4}, \frac{5\pi}{4}, \frac{7\pi}{4} \right\}$$

DIJAGRAM STANJA - zakon predstavljanja simbola stajine faze sljedci:
pravilo Grayevog koda, slijedena stanja faze razlikuju se u svakim 1 bit čime se smanjuje vjerovatnost pogreške bita



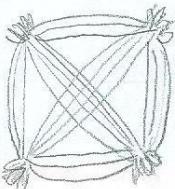
Gray

0 0 0
0 0 1
0 1 1
0 1 0
1 1 0
1 1 1
1 0 1
1 0 0



u svakosti

C = 0

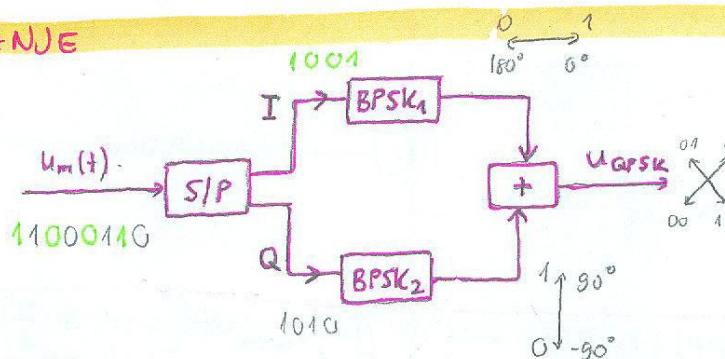


- 0 - 11
- $\pi/2$ - 01
- π - 00
- $3\pi/2$ - 10

C = 1

- $\pi/4$ - 11
- $3\pi/4$ - 01
- $5\pi/4$ - 00
- $7\pi/4$ - 10

MODULIRANJE

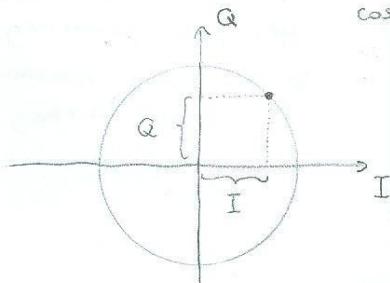


- $U_m(t)$ fij. serijski: sljed binarnih znakova ide na S/P (series to parallel) pretvarač
- nastaju 2 paralelne sljede $I(t)$ i $Q(t)$ dađe $U_m(t)$ se razdvaja na I i Q komponente
- u svakoj se komponenti I i Q u svakom bin. znaku dvostruk je period $T_S = 2T_b$
- svaka komponenta ide na BPSK modulator, nastaju 2 BPSK signale međusobno okomiti, zbroje se i nastaje QPSK

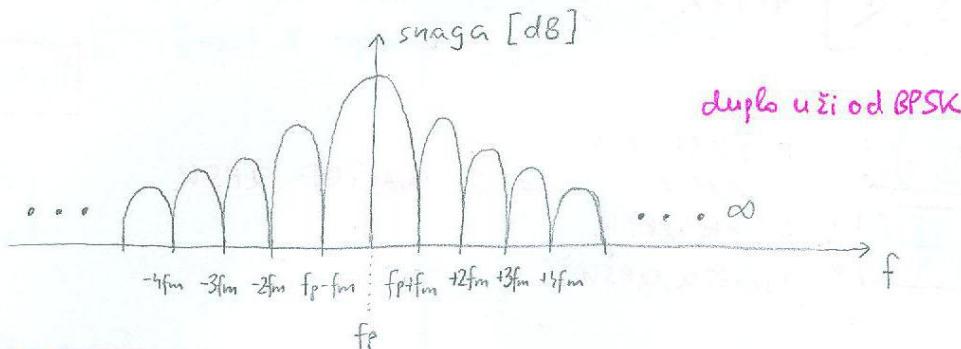
$$U_{QPSK} = I(t) \cos 2\pi f_p t - Q(t) \sin 2\pi f_p t$$

QPSK SIGNAL

$$\cos(2\pi f_p t - \pi/2)$$



SPEKTAR $\equiv BPSK_1 + BPSK_2$ [organica] \equiv oblik kao BPSK ali duple uži



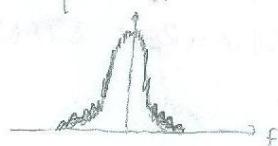
$$T_s = 2T_b$$

$$f_m = \frac{1}{2T_b} = \frac{1}{T_s}$$

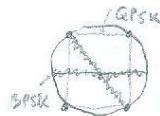
$(\frac{R_b}{B})_{\max} = 2 \frac{\text{bit/s}}{\text{Hz}}$

TEORIJSKI NAJVIŠA MOGUĆA SPECTRALNA VČINKOVITOST

u prelasi (filtrirani):



- ↳ u usporedbi s BPSK:
- veća spektralna utinkovitost ☺
- nesto manja otpornost na smetnje (ali dovoljna) ☺



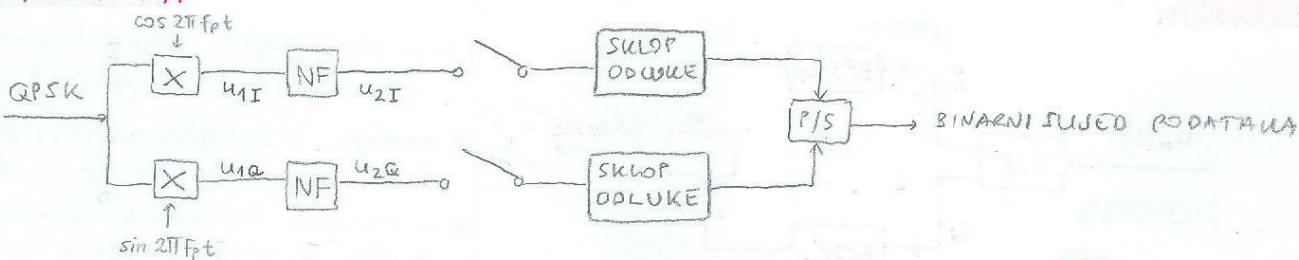
$$BPSK = QPSK\sqrt{2} \quad (\text{geometrijski diskretnost})$$

PROMJENA AMPLITUDE QPSK

- teoretski QPSK ima konst. amplitudu, shoga \propto sinus frekv. pojasa, ali ne u prelasi zbog filtriranja signala
- ograničavanjem sinus pojasa nestaju projekcije amplitude QPSK signala
- najizraženije u intervalima promjene stanja faze
 - ↳ nefiltrirani signal - kontinuirana promjena faze, shaka
 - ↳ filtrirani signal - faza se mijenja kont. u vrem. intervalu konac. trajanja
- male akv. modulirani signal prelazi u susjedne stanje faze (mijaju se samo 1 bit)
- značne (tako i pojava milti boke ovojnice QPSK) akv. modulirani signal prelazi u dijametralno suprotna stanje faze (mijenjuju se oba bita) (180°)

DEMODULACIJA

1) KOHERENTNA - rasebna demodulacija I i Q komponente



$$3) U_{1I}(t) = \frac{1}{2} k_{QPSK} I(t) [\underbrace{\cos(\varphi - \psi)}_{\text{NF}} + \cos(2w_p t + \varphi + \psi)] - \frac{1}{2} k_{QPSK} Q(t) [\underbrace{\cos(\varphi - \psi - \frac{\pi}{2})}_{\text{NF}} + \cos(2w_p t + \varphi + \psi - \frac{\pi}{2})] = 0 \quad (\varphi = \psi)$$

$$4) U_{2I}(t) = \frac{1}{2} k_{QPSK} I(t)$$

ODREĐUJE NEPARNE BITOVE KONAČNOG SUJEDA

$$5) U_{2Q}(t)$$

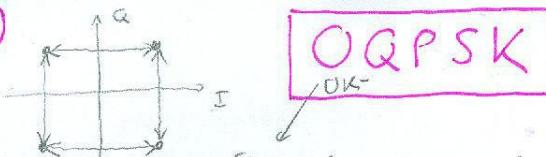
ODREĐUJE PARNE BITOVE KONAČNOG SUJEDA

Koefic. - osjetljivost demodulatora
 φ - faza moduliranog
 ψ - faza pomoćnog
 $\varphi = \psi$ - slučaj ispravno regenerisane faze lokalnog signala

1) Formule za ukarsku

2) $u_{1I} = k_{QPSK} \cdot u_{QPSK} \cdot \cos 2\pi f_fpt = \dots$

③



OQPSK

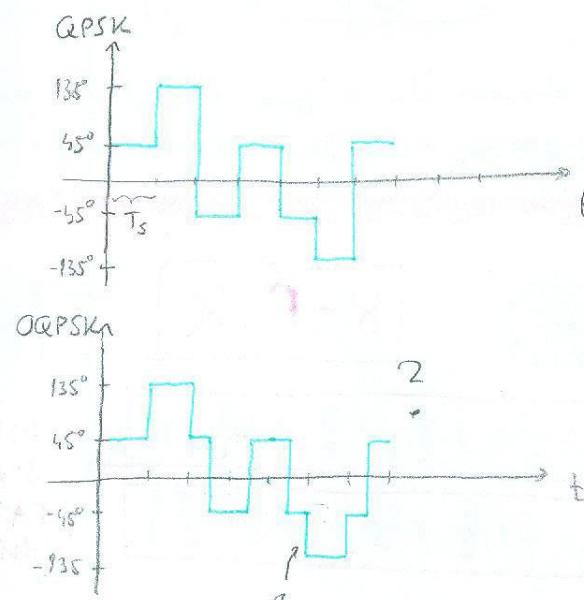
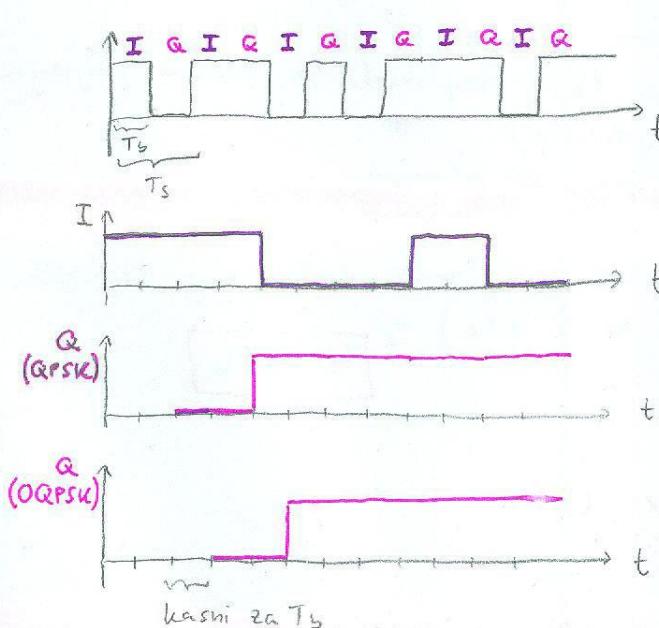
OK

Offset - diskretna modulacija faze s vremenstvom ponodon 1 znaka

PRIJETZ U DIJAMETRALNO SUPROTNO STANJE U 2 KROKA:

1. u prvoj polovici T_s modulirani signal prelazi u neko srednje stanje faze (proužene faze za $+90^\circ$ ili -90°)
2. u drugoj polovici T_s modulirani signal prelazi u konacno stanje faze (opet proužene faze za $+90^\circ$ ili -90°)

KAKO SE TU POSTIŽE - unijeli se prvo razdvoje I i Q signali, svakom se srednji podupire trejavaju
- pomicanjem Q(t) signale za $T_s/2$ tј. za T_b , dekad Q(t) kasni za I(t) za $T_s/2$
prvo se prouženi I pa Q

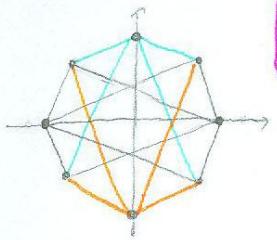


KORIST

- izbjegava se pojava istodobne proužene I i Q (kad se mijenjaju slobita QPSK simbole)
- snajnjene su proužene amplitude moduliranog signala

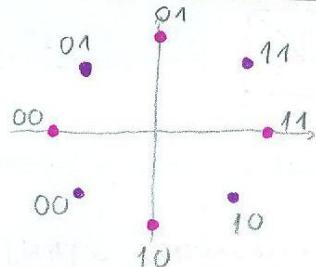
SPEKTAR \rightarrow isto ko QPSKDEMODULACIJA \rightarrow samo KOHERENTNA

- demodulirani U_{2I} pomije se za T_b čime se izjednaciuje s demoduliranim U_{2Q}



$\pi/4$ -QPSK

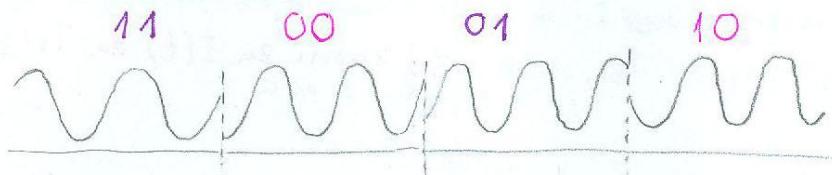
↓
8 stanja (simbole)
na istoj amplitudi



← preklapajućim
djelu inačice QPSK

* faza se može promijeniti samo za $\pm \frac{\pi}{4}$ ili $\pm \frac{3\pi}{4}$

* uzastopni simboli ne mogu biti iz iste inačice QPSK, tj. ako je prvi simbol Gubitak
dugi može biti samo nuli



* s obzirom da se faze nikad ne mijenja za 180° , amplitude se menje ujedno ($<$ QPSK, $>$ OQPSK) ← dinamike promjene amplitude

* koherenti modul. raspisnate, ne koherenti se karakteriziraju negativnim stupnjem diff. kodiranja



8-PSK

→ 8 diskretnih stanja faze moduliranog signala
(8 simbola po 3 bita) →

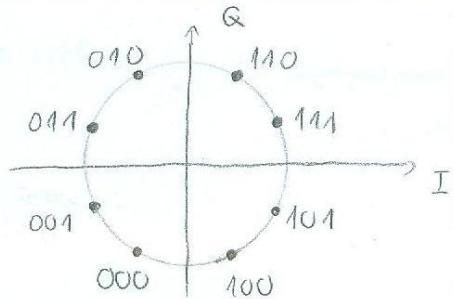
$$T_S = 3T_b$$

$$c=0: \Phi_m = \left\{ 0, \pm \frac{\pi}{4}, \pm \frac{\pi}{2}, \pm \frac{3\pi}{4}, \pi \right\}$$

$$c=1: \Phi_m = \left\{ \pm \frac{\pi}{8}, \pm \frac{3\pi}{8}, \pm \frac{5\pi}{8}, \pm \frac{7\pi}{8} \right\}$$

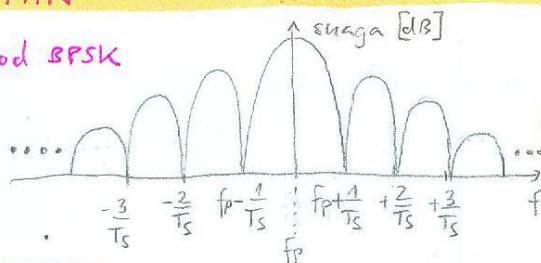
DISCRETE
STANJA
FAZE 8-PSK
(dvije inačice)

DIJAGRAM STANJA → Gray kod



SPEKTAR

3x uži od BPSK



$$\left(\frac{R_b}{B}\right)_{\max} = 3 \frac{\text{bit/s}}{\text{Hz}}$$

TEORIJSKI NAJVISA
MOGUĆA SPECTRALNA
UČINKOVITOST

↳ u usporedbi s BPSK i QPSK
veća spektralna učinkovitost ⇔
veća osjetljivost na smetije ⇔

DEMODULACIJA

- bidi QPSK simboli ovdje su U_{21} i U_{22} vrste QPSK (tako su BPSK)
- uvećalo P/S ide u uš složeniji sklop, jedna vrsta procesora

KOHERENTNI POSTUPCI PSK

- info se učeli u rel. fazi moduliranog signala
- može se demodulirati samo koherentnim poštupom, tj. između usporedljivih faza moduliranog i referentnog signala koji pak mora odg. prip. signalu u odabranju
- oružje: CBPSK, CQPSK
- problem: poznavanje faze prip. signala od odstojanja komplikacija slike, osobito u uslovu mobilnog odstojaka i/ili pogamantka

DIFERENCIJALNI POSTUPCI PSK

- info se učeli u promjeni faze moduliranog signala
- mogu se demodulirati diferencijalno-nekoherentno: faze simbola modulirajućih signala usp. se s fazom prethodnih simbola, debole ulazne se diferencijalne faze
- oružje: DPSK
- dif. kodirajuće dig. modulaciju s, dif. demodulacija

④

DE-BPSK

DBPSK

* diferenc. kodiranje "0"

izvorni slijed (a)

(dif. kodirani slijed (d))

faza CBPSK

faza DE-BPSK

1 0 1 1 0 0

0 0 1 1 1 0 1

0 π 0 0 π π

0 0 π π π 0 π

↑ ↙ ↘

1 je prouzme za 0, deblje ako je prethodni 0 onda je iduci π
0 je prouzme za π deblje ako je prethodni 0 onda je iduci π

zadaci: 0 0 → 1
prouzme/foare: π

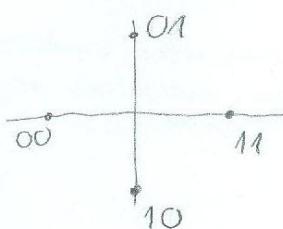
$$d_k = \bar{a}_k \oplus d_{k-1}$$

$$\varphi_{D_k} = \varphi_{C_k} + \varphi_{D_{k-1}}$$

modulacijski ↓
prijenosni → BPSK modulator → DE-BPSK
ODREDOVJE MODULACIJSKI SIGNAL KOJI IDE NA BPSK MODULATOR

DE-QPSK

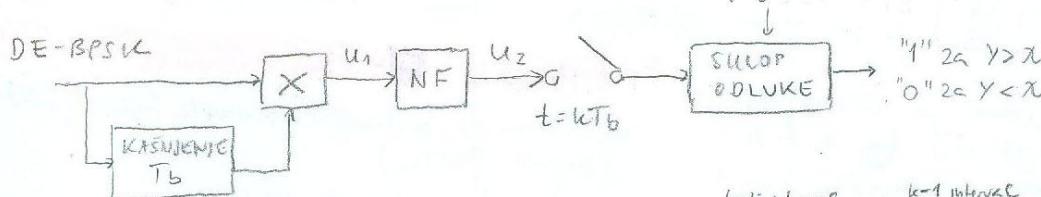
DQPSK



niž sim. značaja	10	11	00	01	00
faza CQPSK	$\frac{3\pi}{2}$	0	π	$\frac{\pi}{2}$	π
faza DE-QPSK	0	$\frac{3\pi}{2}$	$\frac{3\pi}{2}$	$\frac{\pi}{2}$	π

$$\begin{aligned} & 00 \text{ znači} \\ & \text{prouzme za} \\ & \frac{\pi}{2}, \text{ deblje} \\ & \frac{3\pi}{2} + \pi = \frac{\pi}{2} \end{aligned}$$

DIFERENCIJALNA DEMODULACIJA →



- svaki se simbol treba usporediti s prethodnim simbolom
- to se postiže tako da se primjeni signal uspoređuje s tim istim primjenjenim signalom ali koji nesni za T_s

$$\begin{aligned} u_1 &= k_{BPSK} U_m (\cos 2\pi f_p t + \varphi) \cdot \cos (2\pi f_p t + \psi) \\ &= \frac{1}{2} k_{BPSK} U_m [\cos(2 \cdot 2\pi f_p t + \varphi + \psi) + \cos(\varphi - \psi)] \end{aligned}$$

$$u_2 = \frac{1}{2} k_{BPSK} U_m \cos(\varphi - \psi)$$

diferencijalna faza
(trenutna - prethodna)

→ za "1" dif.faze = 0
 $u_2 > 0$

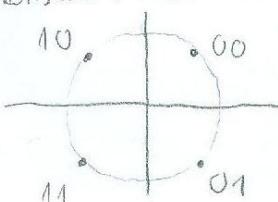
→ za "0" dif.faze = π
 $u_2 < 0$

$\frac{\pi}{4}$ - DQPSK

→ 8 mogućih stanja moduliranih signala (simbola)

→ $T_S = 2T_b$ provodi se uvećanje svake prouzene faze

PROMJENA FAZE:



niž	10	11	00	00	01	00
faza	0	$\frac{2\pi}{4}$	0	$\frac{\pi}{4}$	$\frac{\pi}{2}$	$\frac{3\pi}{4}$

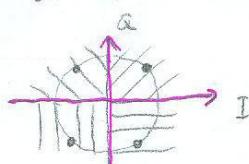
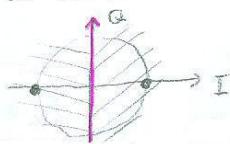
1/4-DQPSK signale

→ svih ne 1 brojici deblje konst.amplituda, ali 2 bogatije vrijednosti pojave mijenja se amplitude u transzistorskim intervalima

PSK - UTJECAJ ŠUMA

Učiniš signal + šum

- mijenja se polozaj vrha verzora u ravnini I-Q, dokle mijenja se amplituda i faza
- prijamnik će ispravno dekodirati simbol
 - ↳ BPSK signala → ako se vrh verzora nalazi u sredini pridruženoj polurezimini podnosiće odluke je Q us
 - QPSK signala → ako se vrh verzora nalazi u sredini pridruženog kvadranten podnosiće odluke su obje koord. osi
 - M-PSK signala ako je promjena faze (nestale zbroj ŠUMA) modulirajućih signala $\frac{8}{M}$



$$\gamma(t) = \arctg \frac{U_{Ss}(t)}{U_{Sp} + U_{Sc}(t)}$$

PROMJENA FAZE
MODULIRANOG SIGNALA
ZBOG UTJECAJA ŠUMA

$\gamma > \frac{I}{M}$ GREŠKA

$$PES = P_{Eb} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{\frac{E_b}{N_0}}$$

BER/SER
ZA KOHERENTNI BPSK

$$P_{Eb} = \frac{1}{2} C = \frac{E_b}{N_0}$$

BER KOD DBPSK

$$PES = 2P_{Eb}(\text{BPSK}) = \operatorname{erfc} \sqrt{\frac{E_b}{N_0}}$$

SER KOD KOHERENTNOG QPSK/OQPSK/ $\frac{I}{Q}$ -QPSK
2x jer se QPSK sastoji od 2 BPSK signala

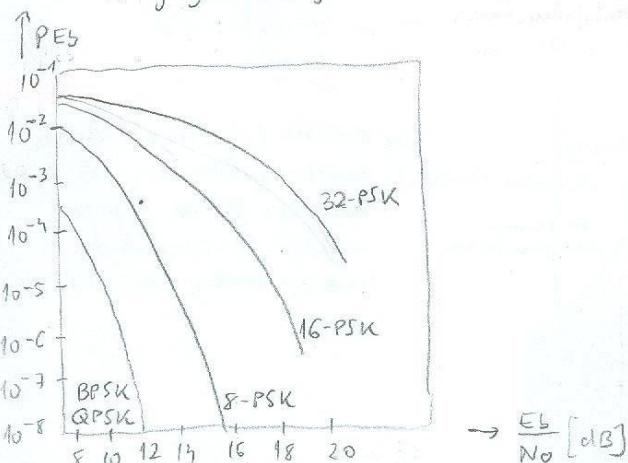
$$P_{Eb} = \frac{1}{2} P_{ES} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{\frac{E_b}{N_0}}$$

BER KOD KOHER. QPSK/OQPSK/ $\frac{I}{Q}$ -QPSK
1/2 jer Qayer kod pa je greške samo na 1 bitu od 2 logične simbola

- BER kod koherentnog QPSK jednaku je BER-u BPSK, ali kod DQPSK potreban je veći $\frac{E_b}{N_0}$ da bi se postigao jednak BER BPSK, jer pogreškom na 1 simbolu pogrijeti i sljedeći simbol

BER kod različitih PSK

M \rightarrow udaljenost stajanja $\downarrow \rightarrow$ osjetljivost na šum / u daljinskim stajanjima



PRIMJENA PSK

- moderni u području gornjih frekv (300-3,4k) (najviše DQPSK)
- razne radikalne tehnologije:
- WLAN (radikalna lokalna mreža) ponosno IEEE802.11a i HiperLAN BPSK, QPSK, ... + OFDM
- WLAN po normi IEEE802.11b DBPSK, DQPSK + DSSS
- WLAN po normi IEEE802.11g DBPSK, DQPSK + DSSS, OFDM
- WLAN po normi IEEE802.11n DBPSK, DQPSK + DSSS, OFDM, MIMO
- WMAN (radikalna mreža gradskih područja), WiMAX BPSK, QPSK + OFDMA
- EDGE (2,75G) ugraduje se u GSM mrežu 8-PSK
- HDSPA (3,5G) ugraduje se u UMTS mrežu QPSK/DQPSK
- TETRA - tehnologija za prof.(privatne) poludalne mreže $\frac{I}{Q}$ -DQPSK
- DVB-T i DVB-H - tehnologije dig. tv QPSK + OFDM
- usporjene radikalne veze srednjih dolina QPSK, 8-PSK

modulac. s
min. razm. frekvencija
(Minimum Shift Keying)

MSK

→ min. frekv. udeleženost
na kojoj se još može postići ortogonalnost odg. sinusnih signala

→ to zadržavaju simboli FFSK,
oni se neleže na istoj frekv. udeležnosti

- FSK s $M_F = 0.5$
- poseban slučaj OQPSK,
koji je QPSK, a QPSK je zbroj 2 ASK

FFSK (Fast FSK, brza diskr. mod. frekv.)

$$M_F = 0.5 \Rightarrow \Delta f \cdot 2T_b = \frac{1}{2}$$

$$\Rightarrow \frac{\Delta f}{f_m} = \frac{1}{2}$$

$$2\Delta f = |f_1 - f_0| = \frac{1}{2T_b} = \left(\frac{R_b}{2}\right) = f_m$$

brzina dig. signala podatka

**RAZMAK
DISKR.
FREKV.**

- dobre spektr. učinkovitost (idealno $2 \frac{B_{FFSK}}{H^2}$) kad se ostvari sinkronost simbola modulir. signala s dig. mod. signala
- naziv "Fast" → jer se koštji i po većim sročima digitalnih signala

**UVJET OSTVARUJANJA
ZAHTEVANOG SINKRONIZACIJE
KONTINUIRANOSTI FAZE
MODULIRANOG SIGNALA**

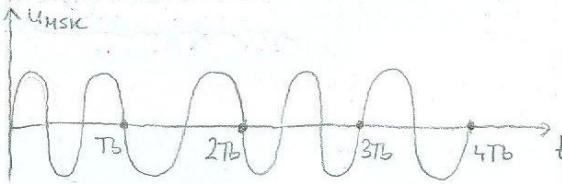
$$f_0, f_1 = k \frac{1}{2T_b}$$

visokihbitni

$$f_p = \frac{f_1 - \Delta f}{f_0 - \Delta f} = k \frac{1}{2T_b} - \frac{1}{4T_b} = (2k-1) \frac{1}{4T_b}$$

**PRIJENOSNA
FREKVENCIJA**

neponi viselbitni

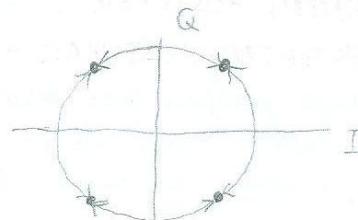


$$f_0 = f_p - \frac{1}{4T_b}$$

$$f_1 = f_p + \frac{1}{4T_b}$$

**DISKR. FREKV.
MODULIRANOG SIGNALA**

- poujnjene razine dig. signala, tj. dist. poujnj. frekv.
⇒ SAMO U NULTOČKAMA MODULIRANOG SIGNALA
- u T_b cijeli broj poluvalova smisnih bitova
- 2 simbola se razlikuju za jedan poluvl sn. hitroga
- simboli su na min. frekv. udeležnosti... MSK
- u T_b se tranzitura faza FFSK mijenja linearno
(to nije isto za svaki FSK), promjenjuje se za $\pm \pi M_F$
tj. $\pm \pi/2$ onimo o bitu



$$u_{MSK}(t) = U_{pm} \cos 2\pi (f_p \pm \frac{1}{4T_b}) t$$

$$= U_{pm} \cos \left(\pm \frac{\pi}{2T_b} t \right) \cos 2\pi f_p t - U_{pm} \sin \left(\pm \frac{\pi}{2T_b} t \right) \sin 2\pi f_p t$$

I(t)

(vidi izera za QPSK)

Q(t)

MSK SIGNAL

→ zbroj 2 ampl. moduliranih signala
čiji su proj. signali u kvadraturnom odnosu

→ QPSK čiji su $I(t)$ i $Q(t)$ [pravokutni modulacijski signali] modulacijski signali
kontinuirano sljemenog oblike

→ samo spec. slučaj OQPSK poslije
jer u potpunosti odgovara OQPSK signalu
nestacionarnim modulacijama kontinuirno oblike,
impulsne $I(t)$ i $Q(t)$

DOBIVANJE (MODULACIJA) MSK SIGNALA = POSTUPAK DOBIVANJA OQPSK

$$I(t) = U_{m1} \cos \left(\frac{\pi}{2T_b} t \right)$$

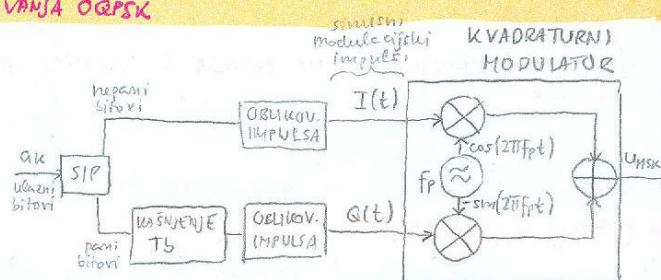
$$Q(t) = U_{m2} \cos \left[\frac{\pi}{2T_b} (t - T_b) \right]$$

**MODULACIJSKI
SIGNALI**

→ dvojni kodovi bip. vrste,
odgovaraju neponim odj. ponim
zadovoljavaju podatke

$$u_{MSK}(t) = U_{pm} \left\{ U_{m1} \cos \left(\frac{\pi t}{2T_b} \right) \cos 2\pi f_p t - U_{m2} \cos \left(\frac{\pi(t-T_b)}{2T_b} \right) \sin 2\pi f_p t \right\}$$

MODULIRANI SIGNAL

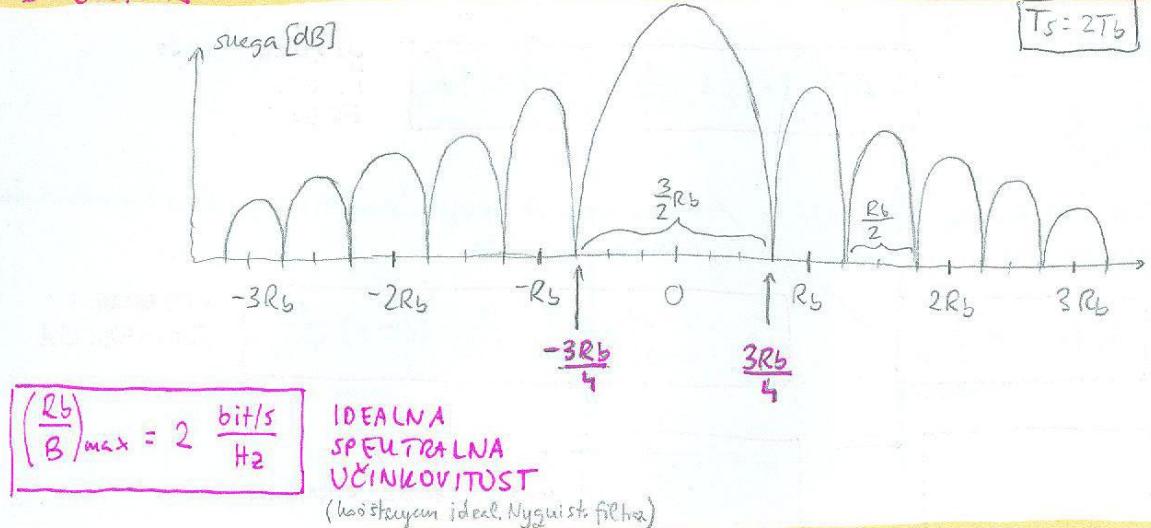


- neponi bitova (u_m) pretvara se u 2 paralelne sljedeće bitove (u_{m1} i u_{m2})
- proj. u_{m1} i u_{m2} su bip. NRZ s razinama ± 1
- u_{m1} i u_{m2} imaju podupljeno trajanje bitova u odnosu na u_m
- u_{m2} kreni za T_b

- pogledaj stranicu za OQPSK. Vam i Umr će možiti neli osmisli pa denu za $I(t)$ i $Q(t)$ uvezto niza paroulnih impulsa obliki niz poluvalnih silusa
 - zatim se $I(t)$ i $Q(t)$ mije s pojednostavljenim signallima i zbroje i dobiti se MFSU signaal

$$u_{MSK} = I(t) \cos 2\pi f_p t + Q(t) \sin 2\pi f_p t$$

SPEKTAR

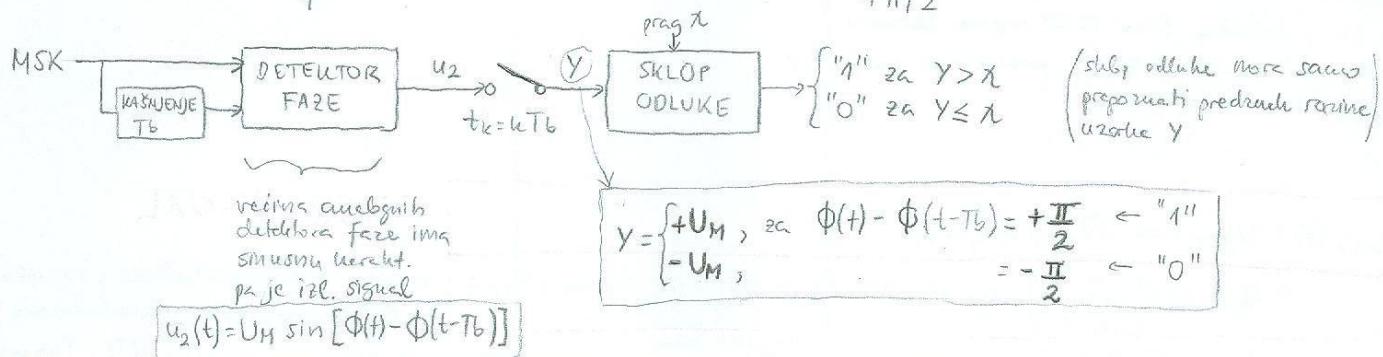


- Šm od QPSK
 - više spektr. komp.
nejstv. padaju
 - glavni suage konc. je
u pojasu širine $1.5 R_b$
 - konstantnost angl. NSK Σ
 - dobra spektr. oblike Σ
 - veća konc. snage u
pojasu oko fp Σ zbog
oblikovanja impulsa
modulacijskih s. za
kvadraturu i modulatore
i zbog njih. preharamacija
u sinusni oblik

DEMODULACIJA

- 1) KOHERENTNI POSTUPAK \equiv QPSK
 - 2) NEKOHERENTNI POSTUPAK - DIFERENCIJALNA DEMODULACIJA

- detektiraće proujene faze MSK koja ustanove unutar intervala 1 sata
 - odrediti razliku fazu MSK na kraju i početku intervala 1 sata
 - u intervalu zaka "0" treću fazu MSK proujenu je za $-\pi/2$
"1" $+\pi/2$



GMSK (Gaussova MSK)

- postupak u kojem se modulec. signali u osn. pojedin frekv. oblikuju uz pomoć Gaussova filtra
 - radi dodatnog snimanja širine frekv. pojasa
 - zašto je manja širina frekv. pojasa? jer filtriranjem nestaju dishout, fase, pa se promjeni frekv. odvijaju kont.

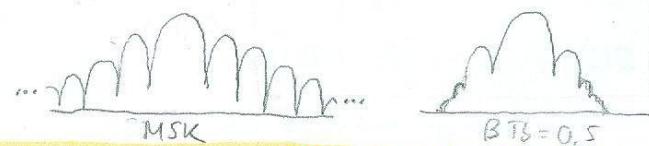
- BTL** NORMIRANA ŠIRINA POJASA GAUSSUVOG FILTRA

npr. $\beta T_b = 0,3$

$$BTB = 0.5$$

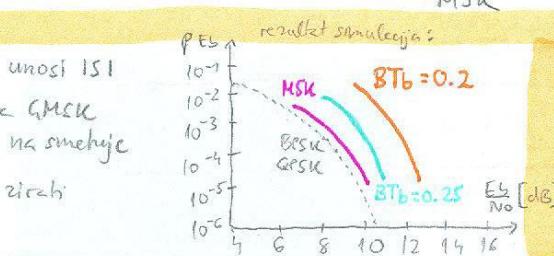
$$BT_b = \infty \text{ (sichi MSU!)}$$

J utječe na oblik
Olovjuće spoljašnje
snage GMSK



UTJECAJ ŠUMA NA GMSK

- proračun BER slážení je Gaussov filter unosi ISI
 - BTb \downarrow : znaho se smarejúce řídké spektrum GMER
neznaho se kvazitlumenost systému na smarejúce
 - ovaj nedostatek filtrejúca može sa kompenzovať
povzdušným Eb za ohl 1 dB



PRIMJENA GM SK

- tehnologije za polje, učeće 2. generacije
 - GSM (2G)
 - GMSK s BT_G = 0,3
 - radijska tehnologija GPRS (2,5G)
 - GMSK s BT_G = 0,3

kvadraturna
diskr. modul.
amplitude

QAM

→ Cim. mwd. postupak

→ hibridni mod. postupak (mijenjanje 2 parametra → amplituda i faza)

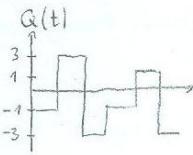
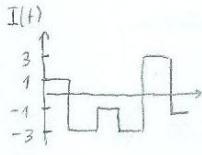
- M-QAM nastaje kada zbroj 2 ortog. L-ASK signala ($|L|=|M|$) s potisnutim poj. signalom (bit. vrednost modulacijstog signala)

$$u_{QAM}(t) = I(t) \cos 2\pi f_p t - Q(t) \sin 2\pi f_p t$$

QAM SIGNAL

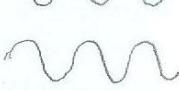
- nastaje kada 2 diskr. signala $I(t)$ i $Q(t)$ modulirajuju amplitudu dvojice kvadraturnih komp. sinusnog poj. signala
- nastaje zbrajanjem 2 L-ASK signala \rightarrow lin. mod. postupak
- broj razl. simbole QAM je L^2 (porna potencija od 2, jer je L potencija od 2)
- za dodatno povećavanje po 2 sita svakom simbolu QAM-a potrebna snaga moduliranog postupka za 6 dB
- povećanjem broja simbola \rightarrow raste spektralna učinkovitost \rightarrow raste osjetljivost na smutek
- najveći upotrebljeni broj stanja QAMA ograničen je povećanjem zaliđenja na oduš. signel-sum (u upotrebi čak 1024-QAM \rightarrow 768 za podatak oduš. se zasebno od pogrešaka)

16-QAM



2 kvadraturna mod. signala
nomiranih razina: -3, -1, 1, 3

modulacija



kvadraturne komp.
sinusnog nosioca

DIJACIEM STANJA

1) 0000
0001
0011
0110
2) 0110
0111
0101
0100
3) 1100
1101
1111
1110
4) 1010
1011
1001
1000

• mod. s. ima 16 simbola

• simbol = 4 sita

- diskr. stanja su vodorav jednog kvadreta \Rightarrow simboli su razl. ampl. i faza
- koristi se grizer kod radi snimanja
verovatljivosti BER \rightarrow susjednim položajima u ravni I-Q priblizene su četvorke bitova koje se razlikuju u samo 1 znaku



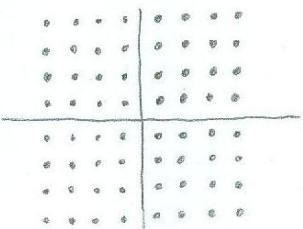
$I(t) \cos 2\pi f_p t$

$Q(t) \sin 2\pi f_p t$

- sastoji se od 2 ortog. ASK
sa po 4 razine amplitude
(2 poz. i 2 neg.) \rightarrow 4-ASK
- diskr. stanja simbola bin 4-ASK
naleze se na vodor. osi me

KVADRATNI OBLOCI D-STANJA \rightarrow kad je broj diskr. stanja modulir. s. PARNA POTENCIJA OD 2, svako stanje ima parni broj sita \rightarrow razlike $I(t)$ i $Q(t)$ međusobno neusirene

64-QAM

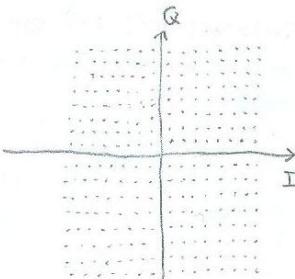


• 64 razl. simbola

• simbol = 6 sita

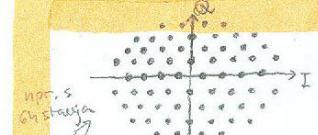
$R_b = 6 \text{ bit/s}$ 10. SPEKTR. UČINKOVITOST

256-QAM

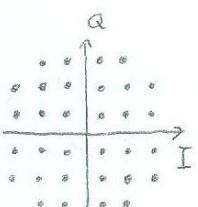


4-QAM

- istovjetan QPSK
- nastaje modulacijom
kompleksnih signala
 $I(t)$ i $Q(t)$



32-QAM

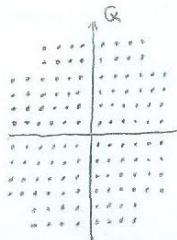


• simbol = 5 sita

$R_b = 5 \text{ bit/s}$ 10. SPEKTR. UČINKOVITOST

• postojanje meduovisnosti
razina $I(t)$ i $Q(t)$

128-QAM



• simbol = 7 sita

$R_b = 7 \text{ bit/s}$ 10. SPEKTR. UČINKOVITOST

• postojanje meduovisnosti
razina $I(t)$ i $Q(t)$

POSEBNE STRUKTURE DIJAGRAMA STANJA

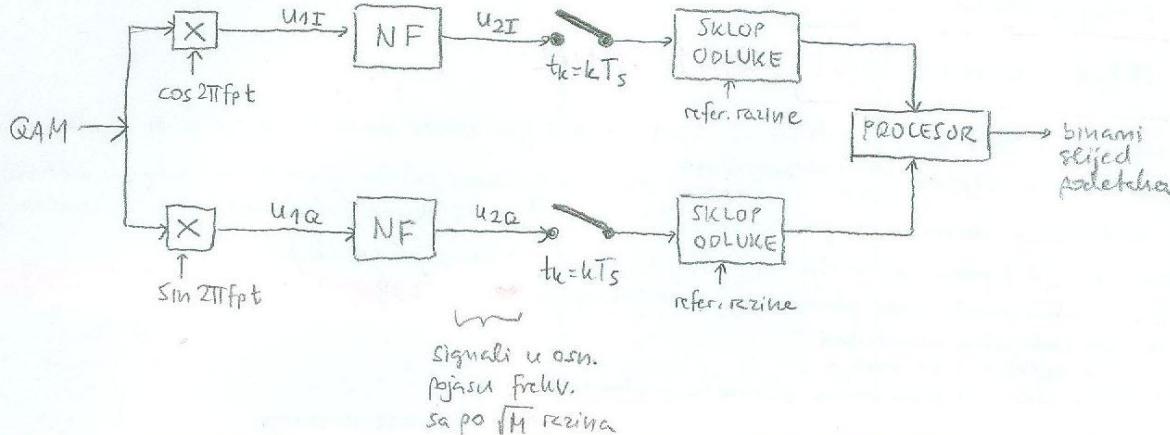
- radi poboljšanja osobina QAM u pogledu šuma \rightarrow obično **što veći medusobni razmak** **točaka** dijagrama stanja
- vodoravne površine može se ostvariti **heksagonalnom strukturu** dijagrama (sledeće od kvadratne strukture)

(porimica je unutrašnjeg pa čini je više takav oblik, razmak je veliki, za kvedr. oblik treba veća površina)

- tako je **smicanje potrebna snaga**, **za ostvarivanje jednake otpornosti na šum**
- mjeru otpornosti na šum = **min. geometrijska udaljenost** susjednih **točaka** dijagrama

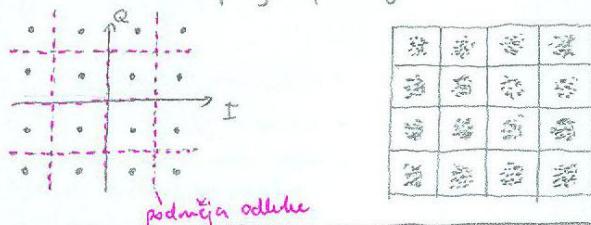
DEMODULACIJA

- isključivo sinkroni postupak \rightarrow zasebna demodulacija kofazne i kvadraturne kompon. (kao kod QPSK)



ŠUM

- kod hibridnih mod. postupaka otpornost na šum velike ovisi o geometrijskom obliku područja odluke
- **područje odluke** \rightarrow područje u I-Q ravni u kojem se može učiniti vrh verzora primjenjivog QAM-a, a de pri tome ne nastane pogreška u detekciji simbola
 \rightarrow obično (kod QAM sustava) kvadratičnog oblika
- zbog šuma dođe do rasipanja položaja vrha verzora moduliranog signala (umjesto \bullet bit će



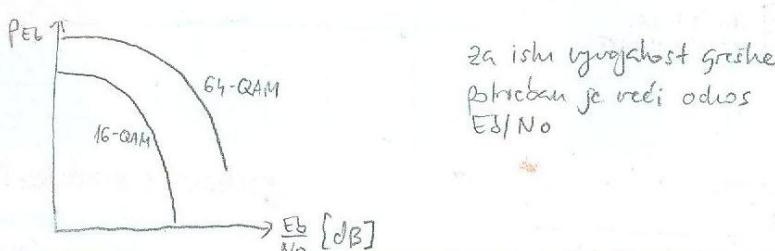
- kvantitativna analiza pogrešnosti BER i SER kod kod QPSK
- S obzirom da se QAM signal zbroj 2 kvadraturnih L-ASK, simbol QAM ispravno će se detektirati samo ako se ispravno detektiraju simboli osaju kvadraturnih ASK signala

$$P_{ES} = 1 - (1 - P_{EA})^2 \approx 2P_{EA} = 2\left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right) \operatorname{erfc}\sqrt{\frac{3E_b}{(M-1)N_0}}, M \geq 4$$

pogrešnost SER pogrešnost SER
 M-QAM L-ASK

* Kada se koristi Grayev kod kod primjenjuju se binarna simbolna \rightarrow pogrešna detekcija simbola znači da će se pogrešno demodulirati samo 1 bit

* QAM s većim brojem simbola (veći M) osjetljiviji na šum
nije zanemarivo da se pogrešno detektira simbol koji nije susjedan ispravnom simbolu



PRIMJENA

- moderni u području gornjih frekv. (0,3-3,4 kHz) \rightarrow veća brzina prenosova, veći M

RAZNE RADIJALNE TEHNOLOGIJE

- ↳ radijske lokalne mreže po normacu IEEE 802.11 a/g/n i HiperLAN \rightarrow 16QAM, 64QAM i dr. + OFDM
- ↳ radijska mreža gradskih područja, tehnologija WiMAX (IEEE 802.16) \rightarrow 16QAM, 64QAM, 256QAM i dr + OFDMA
- ↳ tehnologije dig. tv. DVB-T i DVB-H \rightarrow 16-QAM, 64QAM i dr + OFDM

- kabelska dig. tv. DVB-C \rightarrow 16, 32, 64, 128, 256 u uporabi

- usuvjerenje radikalne veze velikih brzina \rightarrow 16, 64, 256 (brzine do 140 Mb/s)
 \rightarrow 1024 (brzine veće od 140 Mb/s)

MODULACIJA IMPULSNOG SIGNALA

→ PDM i PPM nelič. postupci
→ PPM nema faz u spektru

- PRIJENOSNI SIGNAL = periodičan sljed preokutnih impulsa

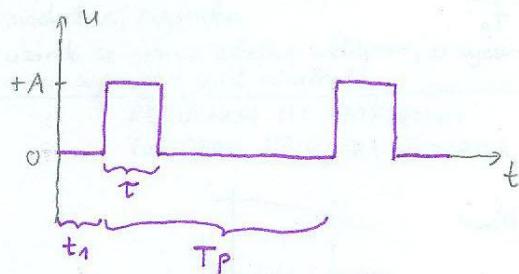
↳ mijenja mu se 1 od parametara (vpr. amplitude, trajanje, položaj...) ovisno o vrini modulacijog s.

- MODULACIJSKI SIGNAL → analogni (uzorek)

→ diskretni

- info se u osnovi prenosi u analog. obliku ali se ona obavlja u diskret. vremenu, frekvenciju

- promjene parametra impulsnog nosioca mogu biti i diskret. u svrhu prijevoza dig. podataka



PERIODIČNI IMP. SIGNAL - 4 parametra

- amplituda A
- T - vremensko trajanje impulsa (stana impuls)
- t_1 - trenutak pojavе impulsа (položaj impulsа)
- $\varphi = 2\pi \frac{t_1}{T_p}$ - faza impulsа
- $f = \frac{1}{T_p}$ - frekvencija f. repeticija impulsа

kontinuirane veličine, mogu popuniti
bilo koju vrijednost unutar nelič. granica

POSTUPCI
MODULIRANJA
IMPULSA
↓
IMPULSI
MODULACIJSKI
POSTUPCI

PAM
PDM, PWM
PPM
PTM
PFM

Modulacija
vrem. parametra
impuls. nosioca

MODULACIJSKI SIGNAL

- impulski signali imaju osjećja vremenski diskret. pojava stoga se ne mogu modulirati vremenski kontinuiranim modulac. signalom
- kont. mod. signal treba **diskretizirati po vremenu** prije modulacije, uzimaju se uzorci modulac. s.
- u vrem. ekvidistančnim trancima
- TEOREM UZORKUTA** → frek. uskorovanja (broj uzorka u jed. vremenu, sekundi) mora biti veći ili jednake dvostrukoj najvišoj frekv. u spektru modulacijog s. fmax

$$f_{uzork} \geq 2f_{max}$$

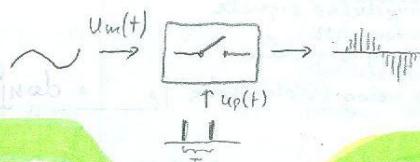
$$\rightarrow T \leq \frac{1}{2f_{max}}$$

vremenski razmak uzorka

$$T = \frac{1}{f_{uzork}}$$

→ vremenski uzorka
→ period impulsnog prj. s.

- moduliraju impulsnih s. obavlja se :
uzorcima modulacijog signala



NA UZDUJU!

PFM

modulacija
frekvencije
impulsa

- po običajima slična i porezane s PPM
(kao što su porezane odg. kont. metode FM i PM)
- razina modulac. s. diktira broj impulsa s. u jedinici vremena

PRIMJENA → najviše u mjenoj tehnici

→ rješta u komunikacijama

→ ne može se koristiti u TDMA sustavima
ako modulac. s. sadrži islošujeni kompl.
jer si tada PFM impuls izlazi iz vrem.
intervala koji je pribrojen komunik. kanalu

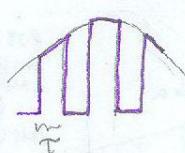
Same po sebi nema nešto
znači da je 2og velike osj.
na snimaju i sum, često
je pri učenju u drugim ostalih
vrsta impulsnih slično modulacija

PAM

modulacija
amplitudne
impulsa

- odgovara postupku uzimanja uzorka
- uzorki su predstavljeni električnim impulsima konacnog trajanja
- oblik impulsa PAM s. ovisi o postupku uzimanja uzorka

PRIRODNI POSTUPAK UZIMANJA UZORKA



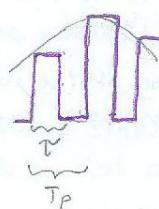
$U_{m(t)} \uparrow$ UPAM(t)

$$U_m(t) = U_{mm} \cos 2\pi f_m t \quad \text{MODULAC. S.}$$

$$U_p(t) = \frac{AT}{T_p} + 2 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{AT}{T_p} \cdot \frac{\sin \frac{n\pi t}{T_p}}{\frac{n\pi}{T_p}} \cdot \cos n \frac{2\pi}{T_p} t \quad \text{IMPULSNI - PERIODIČNI S.}$$

$$\begin{aligned} U_{PAM}(t) &= \frac{AT}{T_p} \left[1 + \left(\frac{U_{mm}}{A} \right) \cos 2\pi f_m t \right] \times \left[1 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin n \frac{2\pi f_p t}{T_p}}{n \frac{2\pi f_p}{T_p}} \cos 2\pi n f_p t \right] \\ &= \frac{AT}{T_p} \left[1 + m_A \cos 2\pi f_m t \right] + \frac{2AT}{T_p} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin n \frac{2\pi f_p t}{T_p}}{n \frac{2\pi f_p}{T_p}} \times \\ &\quad \left[\cos 2\pi n f_p t + \frac{m_A}{2} \cos 2\pi (n f_p - f_m) t + \frac{m_A}{2} \cos 2\pi (n f_p + f_m) t \right] \end{aligned} \quad \text{UNIPOL. PAM SIGNAL}$$

REGULARNI ILI UNIFORMNI POSTUPAK UZIMANJA UZORKA

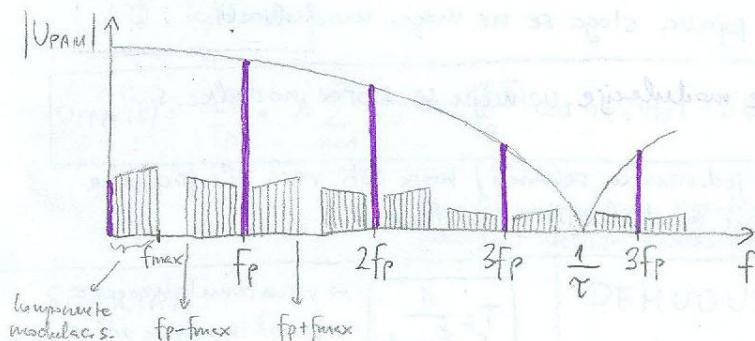


$U_m(t) \uparrow$ UPAM(t)



$$m_A = \frac{k_A U_{mm}}{A} \quad \text{modelis modulacije}$$

FAZNE POMERAJE



→ bočne komponente / pojasevi → komp. modulac. signale

- ako su ih spekt. komp. impulsnog prij. signala
- donji i gornji bočni pojasi oba nelogična razlike f_p međusobno jednaki
- za svaku frekvenciju $n f_p$ paralog. b.k. koširila se za jednaki faktor kao i odg. komp. u spektru impulsnog prij. s.

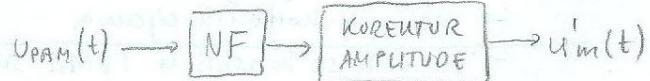
$$\frac{\sin n \frac{2\pi f_p t}{T_p}}{n \frac{2\pi f_p}{T_p}}$$

→ istosmjerna komp. ($f=0$) jer je impulsni prij.s. unipolarni,
nuke je ako je impulsni prij.s. bipolarni

- donji i gornji bočni pojasi oba nelogična razlike f_p nisu jednakih razina jer je horizontalski faktor $\frac{\sin n \frac{2\pi f_p t}{T_p}}{n \frac{2\pi f_p}{T_p}}$ → ovisi o frekvenciji spekt. komp. ne koju se primjenjuje

DEMODULACIJA

- PAM se može demod. jedinim NF
- pri regul. uzimanju uzorka demod. s. je lin. izoseđenje pa je potrebno u pojedu frekv. modulac.s. koširati amplitudni dobit. s. po prethodnoj $\frac{T_p}{\sin n \frac{2\pi f_p t}{T_p}}$

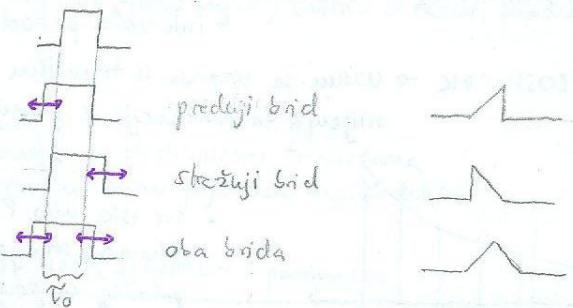


ŠUM I SMETNJE → velika osjetljivost, pa se PAM ne koristi sam obično

PDM / PWM

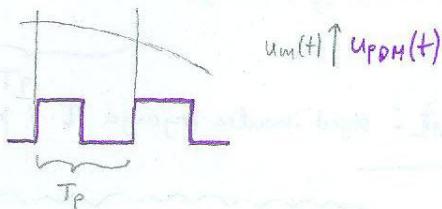
modulacija
trajanja
impulsa modulacija
širine
impulsa

- info je sadržane u tranzitor pojave impulsa
- specifično za impulsne nosioce → nema ekvivalentne metode kont. postupcima
- nelini. mod. postupak (jer bilo 1 komp. sadrži više mod. sini. signala)



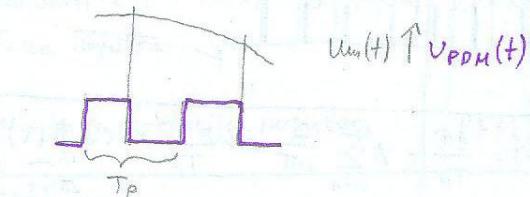
- Širina impulsa modulira se mijenjajući položaj predujem. brida, stazažem. brida ili oba brida impulsa na vrem. osi
- Vrem. položaj brida impulsa koji se modulira, razmjerom je razini uzorka modulac. signala
- Uzorek se uzima pleskom oblikom, o kojem ovise koji će se brod ponoviti

REGULARNI IZ UNIFORMNI POSTUPAK UZIMANJA UZORAKA



- uzoreci modulac. s. uzimaju se u vrem. ekvivalentnim trenucima

PRIRODNI POSTUPAK UZIMANJA UZORAKA



- trenutki se uzimaju uzoreke počevši s trenutkom pojavе moduliranog brida impulsa
- trenuci uzimanja uzoreka nisu jednoliki raspoređeni po vremenskoj osi
- vrem. razmaka uzoreke se mijenja i u korelaciji je s promjenama razine modulacijskog s.

$$T(t) = T_0 + k_0 U_{mm} \sin 2\pi f_m t \\ = T_0 (1 + m_0 \sin 2\pi f_m t)$$

TRAJANJE IMPULSA
PDM SIGNAL, ZA
SINUSNI MODULAC. S.
 T_0 - traj. impulsa
prij. signala

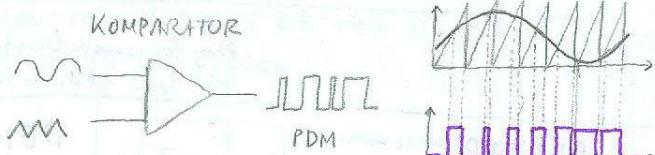
$$m_0 = \frac{k_0 U_{mm}}{T_0}$$

INDEX
MODULACIJE

uvršta se u izraz za $u_p(t)$

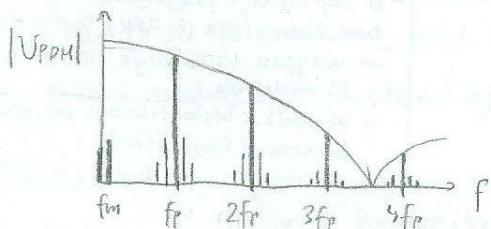
$$U_{PDM}(t) = \frac{A T_0}{T_p} (1 + m_0 \sin 2\pi f_m t) + \\ + A \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2}{n\pi} \sin \left[n\pi \frac{T_0}{T_p} (1 + m_0 \sin 2\pi f_m t) \right] \cos n\pi f_p t$$

PDM
SIGNAL



- uspoređujemo (komparisamo) plesni signal s modulacijskim, ako je rezina plesnog veća od rezine modulacijskog imaju visoku rezinu impulsnog nosioca [A], ako je manja imaju nisku rezinu impulsa [0]

SPETUTOR



- imaju komponente modulacijskog
- f_0 (iskorušene komponente) postoji uporabom unipolarnih PDM impulsa, bipolarnih ne
- ostale komponente impulsnih nosioca oba kojih se uveli više parova bočnih k.

DEMODULACIJA

- srodi se ne filtrišu niskim propuskom jer su komponente spektra modulac. s. sastavni dio PDM/PWM spektra



PRIMJENA

- u pojačalima klase S (uredaji koji pojačavaju snagu NF signala do jake visokih razina)
- pomoću PDM upravlja se snagom koja se priredi nekim trošilju bez koristiti elemente s gubitcima (ne moramo koristiti otpornik)
- srednja cveća koja se priredi uradju oni o radom ciljusu (T/T_p) PDM signala
- navedeni princip koristi se za upravljanje
 - brine vrhje iskorij. elektromotoru
 - razinom svjetle žarulje
- u impulsno upravljanju ispravljaljivim uredajima

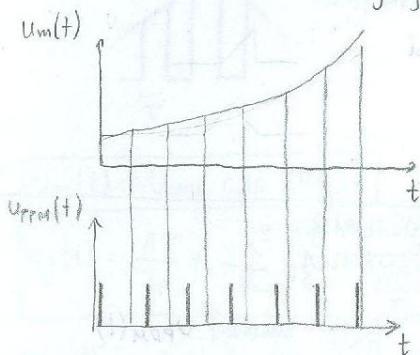
modulacija
položaja/faze
impulsa

PPM

- ekvivalentan modulaciji faze snimnog signala
- vrem. položaj impulsa određen je razinom modulac. s.
- u trenutku uzmajaju se užorka
- nelin. mod. postupak

REGULARNI/UNIFORMNI POSTUPAK → užimaju se užorci u vremenski odred. bazući na obično ne početku intervala perioda trajanja T_p

PRIRODNI POSTUPAK → užimaju se užorci u trenutku pojave impulsa pa se vrem. razmaka užorka mijenja u harmoniji s prenjenom razine modulac. signala



- sve isto kao PDM, samo što je štriba impulsnog flansa (manja od periode), dok se njegov položaj u periodi mijenja otvara o razini modulac. s. → što je veća, impulsni dolazi kasnije u periodi
- isto kao PDM samo se mijenja položaj, a ne duljina

$$U_p(t) = \frac{A\tau}{T_p} + A \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2}{n\pi} \sin \frac{n\pi t}{T_p} \cos n\phi(t)$$

PRIJ. SIGNAL - slijed impulsa trajanja τ i periode T_p

$$\begin{aligned}\Phi(t) &= 2\pi f_p t + k_p U_{mm} \sin 2\pi f_m t \\ &= 2\pi f_p t + \Delta\phi \sin 2\pi f_m t\end{aligned}$$

TRENUTNA FAZA
ZA SIN. MODULAC. S.

rel. faza impulsa razmjena je razini modulac. s. u trenutku koji odg. sredini PPMimpulsa

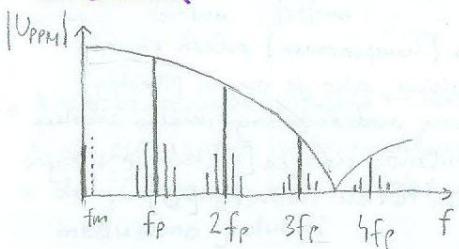
$$\Delta\phi = k_p U_{mm}$$

$$U_{PPM}(t) = \frac{A\tau}{T_p} + A \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2}{n\pi} \sin \frac{n\pi t}{T_p} \cdot \cos n(2\pi f_p t + \Delta\phi \sin 2\pi f_m t)$$

PPM SIGNAL

Zbroj farnomoduliranih signala na frekv. f_p i njegovim harmonicima

SPEKTAR



PRIRODNI POSTUPAK
↳ istosmj. kompl. (unipolarni)

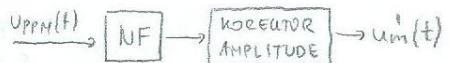
↳ ostale kompl. imp. ppp. s., ako kompl. frekv. f_p i učest. harmonika nastaje iste parne bočne kompl. (kao kod PAM)

↳ ne istosmj. kompl. modulac. s. → ne može se demod. filtriranjem kao PAM i PDM

REGULARNI POSTUPAK

↳ sadrži komponente modulac. s.
↳ razine bočnih kompl. u paru nisu međusobno jednake (kao kod PAM)

DEMODULACIJA



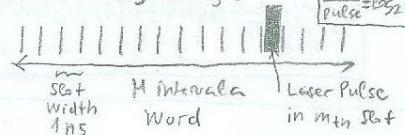
- filtriranjem je dobiveni demod. s. Oznacimo izosticenje jer je komponentna demod. s. smanjena razina za faktor $\frac{\sin \pi f_m t}{\pi f_m t}$
- potrebno je usaglati ampl. s. na kon. filtr.

AUDIJUONICA

PRIMJENA

- pr. prenos dig. podataka predstavljenih s b bitima
- $M = 2^b$ - broj mogućih dijela, položaja koje može reprezentirati impuls PPM s. unutar perioda trajanja T_p
- $R_b = \frac{b}{T_p}$ - brzina prenosa

- čest u opt. kom. gdje nisu izračune smjene od višestarnog bitova



- u zajednicici s još jednanim dijelom mod. sin. s. (ASK ili FSK) koristi se za:
 - radijsko upravljanje robotima i modelima
 - komunik. s beskontaktnim pametnim karticama (Smart Card)

DPPM

- diferenc. modulacija položaja impulsa
- položaj nekog impulsa ujavi se u odnosu na položaj prethodnog impulsa modulac. s.
- jer imaju su potrebiti tekući impulsi, u odnosu na njih se gleda rel. položaj impulsa na vrem. osi (info je sadržana u tome rel. položaju), dokle potrebne je dobra synchronizacija

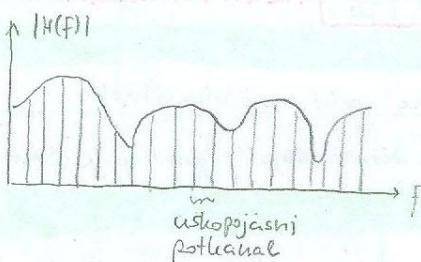
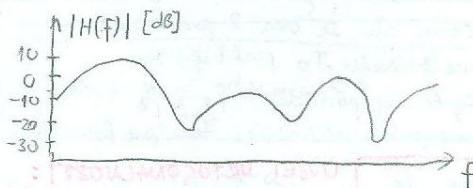
OFDM

frekv. multiplexis orthog. podnosičaca
(Orthogonal Frequency Division Multiplex)

KOMUNICIROMA S VIŠE NOSILACA; MCM (Multi-Carrier Modulation, modulacija više nosilaca)

- mali frekv. podnosiči → mala brzina
- velika brzina prenosasa → veliki pojas moduliranog signala

FREKV. PRED. KARTUT, KOMUNIKACIJA, KANAL



- neidealna, ima nagle poraste i pada u frekv. (npr. vlastitno šireno ulazna u radarskim prenosama)
- prenos po jednom kanalu je nevjerojatno → nastaje ISI
- velike rel. promjene razina komp. modulir. s. jer se podaci šalju serijski (jednim kanalom)

RJEŠENJE → digitalizirano, oblikovano frekv. pojas u diskretne frekv. → podjeliti kanal na potkanale koji će biti dovoljno mali da prouzrokuju malo frekv. karakter. u vrijeme kada će dovoljno mali da potkanali trebaju biti ortogonalni (nezavisni) kako se ne bi međusobno ometali
→ u potkanalu se ne javljaju veliki skokovi → ne dođe do ISI

- uvećava jednog korisnog više nosilaca istodobno
- serijski sljed podataka (velike brzine) razdijeliti na više paralelnih sljedova
- svaki paralelni sljed → mali frekv. pojas → produžen je trajanje simbola modulir. s. u potkanalu → zasebno modulira 1 od više nosilaca
- nastali modulir. signali → zauzimaju manje frekv. pojas → male prouzrokuju frekv. karakter. → svaki se susjed u zasebnim pojasima
- dokle podaci se prenose paralelno uz pomoć više nosilaca, jalo je brzina u potkanalu mala, ulazna brzina je velika

OFDM

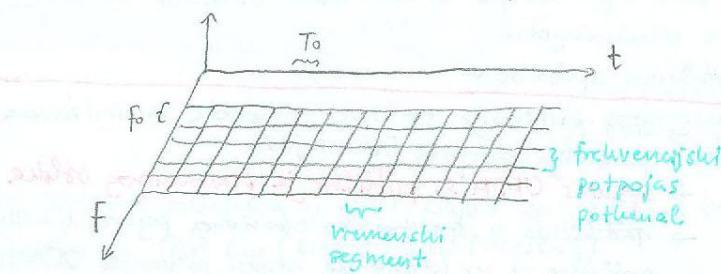
- dobiva se dis. odredom simbola modulir. s. i uklanjanjem modulacijom
- digitalizirani podaci moduliraju svaki od potkanala, tj. sljed podataka raspodjeljuje se na potkanale i modulira pojedini potkanal tj. potkanaši

→ u osnovi jedna tehnika multiplexiranja (matrica maticu)

OFDM fizički kanal dijeli i u frekvencijama i u vremenskom području → nastaje matrica $[t \times f]$

$\xrightarrow{[TUX]} \boxed{\text{KANAL}} \xrightarrow{[DEMUX]}$

\downarrow
 frekvencijski
 potpojasevi
 tj. potkanali
 \downarrow
 vremenski
 segmenti

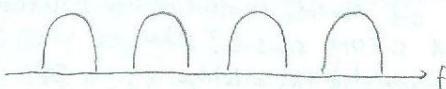


OFDM kanal organiziran je kao skup velikih frekv. potpojaseva i skup malih susj. vrem. segmentata

T_0 - trajanje vrem. odsječke
 f_0 - širina potkanala

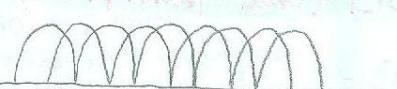
$$f_0 = \frac{1}{T_0}$$

FDM



- potkanali se ne smiju preklapati
- između susj. kanala postoji zaštitni pojas
- koristi se i nekor. demod. potkanala
- ANALOGNI?

OFDM



tj. spilitara moduliranih s. susjednih kanala

- dopušta se određenu preklapanje potkanala
- ne dolazi do međuselj. potkanala zbog ortogonalnosti podnosičaca
- koristi se lab. demod. potkanala
- DIGITALNI?

ORTOGONALNOST

- svojstvo koje se pridružuje međusobno neovisnim jedinicama
- ni jedne od njih ne može se prikazati kao lin. komb. ostalih

To - interval ortogonalnosti

SVOJSTVO ORTOGONALNOSTI

SINUSNIH PODNOŠILACA
NA INTERVALU TRAJANJA T_0

$$\int_0^{T_0} \cos(2\pi f_1 t) \cos(2\pi f_2 t) dt = \begin{cases} 0 & f_1 \neq f_2 \\ T_0 & f_1 = f_2 \end{cases}$$

NAJMANJI RAZMAK
FREUV. 2 PODNOŠILOA
DA BI BILI ORTOGONALNI

$$\Delta f = f_0 = \frac{1}{T_0}$$

razmak pri
kojem su podnošilaci
na intervalu
ortogonalni To
razlikuju za
jednu periodu

- da bi to nije bilo podnošilaci u potkanima
moraju biti sinusni!

znam da se ova 2 podnošilaca
na intervalu T_0 razlikuju za
ajeli broj perioda $\rightarrow f_1$ i f_2
moraju biti višekratnici temeljne frekv. f_0

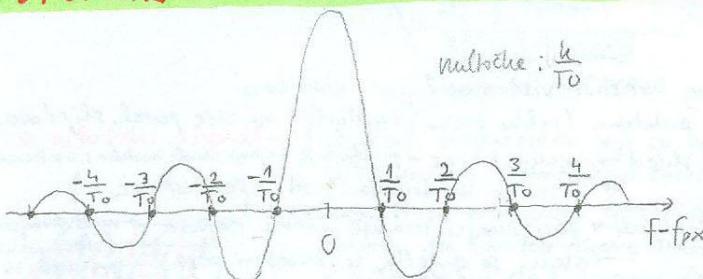
$$f = \frac{k}{T_0}$$

UVJET ORTOGONALNOSTI:
FREUV. PODNOŠILICA - višekratni od $\frac{1}{T_0}$

MOD. POSTUPCI U POTUANALIMA

- najčešće se koriste PSK ili QAM \rightarrow linearnih su osobina \rightarrow visoke spektr. učinkovitost
- postupak pre slenja: info (audiogra) \rightarrow digitalizirajuje \rightarrow raspodjelu na potkanale \rightarrow modulacija (prinješi je obliko \circlearrowleft)

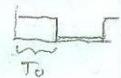
SPEKTAR



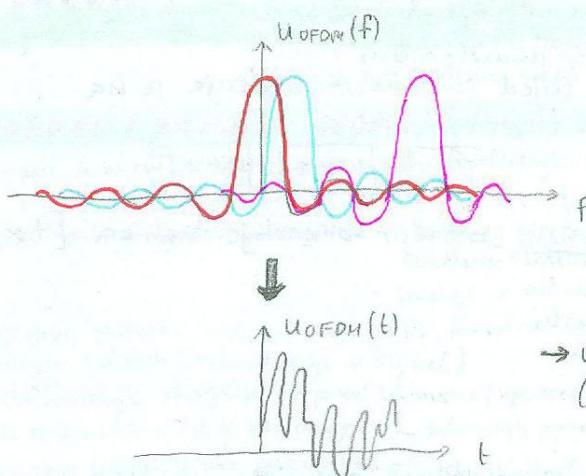
\rightarrow kod PSK i QAM modulacionih signala
su pravokutnog oblike

\rightarrow stoga je vrgnjica spektra $\frac{\sin x}{x}$

\rightarrow nultočke vrgnjice su $\frac{k}{T_0}$, $k \in \mathbb{Z}$



\rightarrow trajanje simbole modulir. s.
u potkanalu
 \rightarrow interval ortogonalnosti

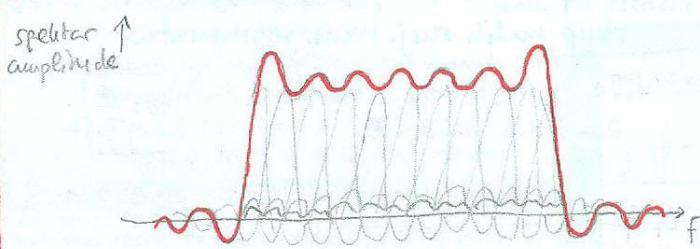


\rightarrow znam da su podnošilaci u OFDM kavelji ortogonalni
 \rightarrow dakle nalaze se na razmaku $1/T_0$ na frekv. osi

\rightarrow svaki podnošilac dolazi u multiočku spektra ostalih
podnošilaca \rightarrow nemaICI (u pojedinim potkanima
(Inter-Carrier Interference, smetnja medju usisocima))

\rightarrow oblikovanje podnethke samo na frekv. $\frac{k}{T_0}$, na kojim frekv.
samo 1 potkanal može imati max, a svi ostali nultočke!

\rightarrow u vrem. domeni izgleda kao bijeli šum
(puno sinusoida različ. frekv.)

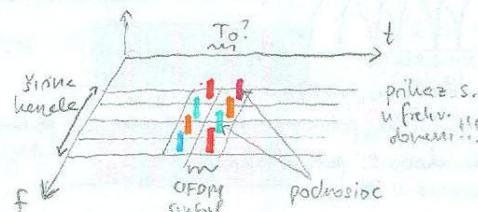


\rightarrow zbog prekrivanje spektrata potkanula minimizirana
je širina potknog frekv. pojava

\rightarrow spektar OFDM s. približno je pravokutnog oblike

\rightarrow nadršćuju u spektru na abso. na pojava uzrokuju
probleme \rightarrow ne koriste se krajnji potkanuli OFDM sustavi
 \rightarrow mi oblikujemo injedost u diskr. frekvencije info

OFDM SIMBOLI (vrem.-frekv. pikesi)



- 1 OFDM simbol sastoji se od simbole moduliranih s. u svim potkanima
- podnošilaci zajedno tvore 1 OFDM simbol?
- trajanje simbola svake potkanule je T_0 , a koliko traje i OFDM simbol
- blok od N usisaka na izlazu IFFT jedinice
- simboli potkanula kom

TEHNIKA DOBIJANJA OFDMA

$$s(t) = I_x \cos 2\pi f_p x t - Q_x \sin 2\pi f_p x t$$

SIMBOL PSK ili QAM
U POTKANALU X

$$u(t)_x = \operatorname{Re} \{ (I_x + j Q_x)(\cos 2\pi f_p x t + j \sin 2\pi f_p x t) \}$$

SIMBOL PSK ili QAM U POTKANALU X
U KOMPLEKSNOJ OBLIKU

$$\hat{U}_x = d_x e^{j 2\pi f_p x t}, \quad d_x = I_x + j Q_x$$

SIMBOL X MODULIR. S.
U JEDNOM POTKANALU

$$\hat{U}_{OFDMX} = \sum_{m=a}^{a+N-1} d_{x,m-a} e^{j 2\pi f_p m t}$$

OFDM SIMBOL X → sastoji se od N simbola moduliranih s., iz svakog potkana je po jedan
→ sastoji se od N moduliranih podnosilaca u pojmu od $a \cdot f_0$ do $b \cdot f_0 = (a+N-1) \cdot f_0$

$$\hat{U}_{OFDMX} = \left[\sum_{i=0}^{N-1} \hat{d}_{x,i} e^{j 2\pi i f_p t} \right] e^{j 2\pi \frac{a f_0}{f_p} t}$$

OFDM SIGNAL → nastaje kada modulac. s. $\hat{g}(t)$ koji se posreduje OFDM simbol, modelira sin. prij. s. $e^{j 2\pi f_p t}$

$\hat{g}(t)$ - OFDM simbol

$$t_{ik} = \frac{k}{N} T_0, \quad k=0,1,2..,N-1$$

vremenske vremenske ustanove ustanove signale $\hat{g}(t)$ u intervalu T_0 (ukupno N ustanove)

$$\hat{g}_k = \sum_{i=0}^{N-1} \hat{d}_{i,k} e^{j 2\pi i \frac{k}{N}} = N \cdot \text{IDFT}(\hat{d}_i)$$

ustanovi signala $\hat{g}(t)$ tj. OFDM simbola

$$f_p = \left(a + \frac{N-1}{2} \right) f_0$$

PRIJENOSNA FREKV. → ustanove se na sredini OFDM pogonske

IDFT (inverzna diskr. Fourierova transformacija)

- OFDM simbol može se dobiti IDFTom niza kompl. simbola moduliranih s. u potkanaima OFDM sustava
- realiziran se algoritmom IFFT, debole postupkom dig. obrade signala

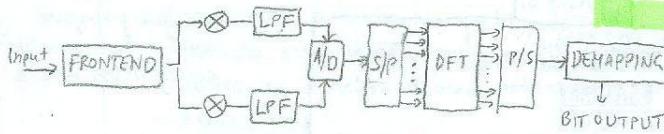
SL. 19

IFFT (inverzna brza F. transf.)

- $f \rightarrow t$ (veličine u podnežju frekvencije transformiraju u veličine u vrem. podnežju)
- kompl. se simboli potkana prebacuju iz frekv. u vrem. podnežje
- učinak parametara su polarni QPSK ili QAM simboli → OFDM ih treba pretvoriti u kompl. u frekv. podnežju
- predstavlja učinkovit način za moduliranje skupine ortog. podnosilaca
- kompleksni QPSK ili QAM simbol → predstavlja "kompleksnu fazu" odg. sinusnog s. iz skupine ortogonalnih sin.s. koji su osnova IFFTA
→ određuje amplitudu i fazu odgovarajućeg sin. podnosilaca
- F → simboli potkana komponente su neke vrste kompl. i diskr. spektra signala u potkanaima
- broj učinskih podataka u IFFT algoritmu $[2^k]$ - broj podnosilaca
- osnovna ga DSP čip (Discrete Signal Processing)
- učinek IFFT jedinice - blok od N ustanove koji predstavlja OFDM simbol

OBRADA OFDM U PRIJAMNIKU

- koristi se DFT (diskr. Four. transf.)
- regeneriraju se simboli (kompl. signali) koji odgov. dijagramnim stava s polarnih PSK ili QAM signale
- algoritam: FFT! (brza Four. transf.)



SFN (Single Frequency Network)

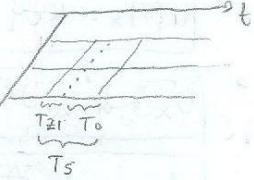
- svih odašiljati u mreži rade na istoj frekv.
- nultau se mrežni rad svih odašiljata → emitira se sinkroni dig. signal
- učinske prijama signala \equiv učinske prijama signala od više odašiljata \equiv učinske prijama signala od više odašiljata
- posljedice dubokih fadninga (ako ih ima) dobro se rješavaju metodom zašt. kodiranja
- odašiljati mrežu biti sinkroni po vremenu po frekv. da bi u svakom trenutku odašiljali potpuno jednake s.
- to se rješava uz pomoć GPS-a koji služi kao referenca za synchronizaciju vremena

PRIMJENA OFDM

- WMAN (Metro Area Network)
- WLAN (Local Area Network)
 - WLAN WiFi
- WPAN (Personal Area Network)
 - WPAN Bluetooth ZigBee
- ADSL (asimetrično digitalno optičko linija)
- razne radijske tehnologije
 - radijska mreža gradskih područja WiMAX
 - tehnologije dig. TV, DVB-T, DVB-H

ZASTITNI INTERVAL U OFDM SIMBOLU

- dodeje se ne potetali OFDM simbole radi uklanjanja nepovoljnih učinaka kretanja pojedinih signala
 - krećuće primj. signala \rightarrow zlog višestruog prekrivanja em usta približno do 1/4. i tih pojamnike dolazi do čestih i jahih propadanja raznih pojavnih signala
 - \rightarrow da je stigao nekom neizravnom stazu
 - \rightarrow uzrokuje smetnje kod sistema s 1 nanočasom
 - kod OFDM sistema produljeno je trajanje simbola (moduliranih s. u potkarakterima)
 - \hookrightarrow povećane opomostne smetnje uspostavljene u redenim pr.
 - \hookrightarrow krećuće su manji dio trajanja simbola
 - dobiva se čikličkim pretimejem signala tj. predstavlja zadnjeg dijela OFDM simbola u trajanju T_{Z1} na početak simbola



Signal izazne reze

zakretljaci signali

PODACI

ZI

PODACI

ZI

optimalni FFT PROZOR

* pilotski signali → posebni početnici koji su pravilno raspoređeni u poj. kanalu i služe kao sintek. markeri



→ kako si se vremenski prozor postavi na točku u odnosu na trenutak pojave svakog eniti. OFDM simbole a to je potrebno da si ispravno dešifru. OFDM signal

→ synchronizacija da si se poslušali steli u isto vrijeme a služe i za pogrešni stanje kanala (pa se vali od kaude nekoriste)

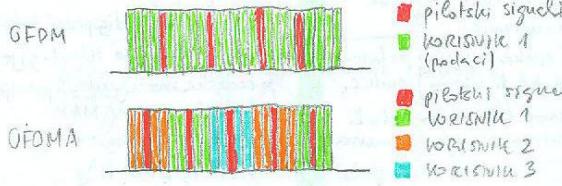
→ Šalju se poslušati sve svaki toliko

COFDM (KOORDINIRANI OFDM) = OFDM + zašt. kodiranje

- postupak u kojem su slijedujući = zaštitno kodiranje radi: ispravlja pogreške
- OFDM
- ovaj postupak polegotom je uvelike = izrečenog višestruog preštrajivač i stoga izrečenih selektivnih osobina radio-konala
- smjeri u obliku sinusnog signala ili anektivs.
- prijavajuće postupke zašt.kodiranja (FEC, forward error correction) koji se osnivaju na unošenju zalihoda (redundancije u signalu).
- zaštitno kodiranje osavija se uz pomoć blokovskih (npr. Reed-Solomon) ili konvolucijskodova
- ako se svakom bloku od k bita dodaje n-k zalihodnih sibva \rightarrow **korisnost koda** je $\frac{k}{n} < 1$)
- alternativno moguće slobra za zašt.kod \rightarrow tehnika kodiranje modulacije (TCM, Trellis Coded Modulation) košt simbole moduliranih podnosiča
- CSI \rightarrow Channel-State Information, info o stanju kanala
 - \rightarrow ponovo oye se utvrđuje gomadoljnost demoduliranih značaja
 - \rightarrow uz pomoć CSI hard decision se u Viterbijevom delvedem nedovoljne soft decisi.

O F D M A (Orthogonal Frequency-Division Multiple Access)

- višestruki pristup na osnovi podjele po ortog. faktov.
 - u višestručnoj skolini svakom se kostruksiju dodjeljuje skupina potkunela u okviru OFDMA (ne moraju biti po redu kanala)



- ked je nejedel ketujuje signale maje od T2i ne nastupi smrhyje pri prijenosu jer je zadržana artog. signale u pothanalima tijekom ravnje analiziranja To i u uzbrnu reak. ketujuja s. u pojedinim pothanalima

UTJECAJ SMETNJI

- 2805 višestruog proštriraju rečiće je
prigušenje pojedinih potkanala
 - OFDM je adaptivni na uslovijske smetnje
od sustava s jednim nosioca
 - smetnje konca, na uslji pojavi multa pojava OFDM-a
(fdev. selektivni feeding) pogadaju samo manju
skupinu potkanala, tj. mali dio cjelokupnog
OFDM simbola
 - stoga je mali broj pogrešno detektovanih bitova, jer
se pogrešne prijemace konci na odred. skupine bitova
što čini postupke zaštite kodiranja neustinkovitima

RESTRUJE

- npr. približni signali deju predstave o kardinale pa se ueli od uskih ni ve kardine
 - da si se izbjegla de suj posedi u nekom kardelu i zabele kardine kardine se **permuteuju** (**ispremiješavaju**) bitova pre module se po nekom pravilu. Shoga se u nekom iherzne permutacije u pojedinim postiće slučajem kardine različice rasporešnih bitova

OFDM U WLAN

