

UNIVERZA V LJUBLJANI
Fakulteta za elektrotehniko

PODIPLOMSKI ŠTUDIJ ELEKTROTEHNIKE

Predmet: Digitalne komunikacije (2.del)

DIGITALNI MODULACJSKI POSTOPKI

Avtor: Igor Jelovčan
Mentor: prof. dr. Sašo Tomažič

Ljubljana, Maj 2005

Kazalo

1. ZAKAJ MODULIRATI?	1
2. DIGITALNE MODULACIJE V VIŠJIH FREKVENČNIH PASOVH	1
3. KRITERIJI ZA IZBIRO MODULACIJSKEGA POSTOPKA	3
4. GRAFIČEN PRIKAZ MODULACIJ	4
5. OSNOVNI DIGITALNI MODULACIJSKI POSTOPKI	6
5.1. AMPLITUDNO SKOČNA MODULACIJA – ASK	6
5.1.1. BASK modulator	6
5.1.2. Nekoherentni in koherentni demodulator	7
5.2. FREKVENČNO SKOČNA MODULACIJA – FSK	8
5.2.1. Nekoherentni in koherentni demodulator	10
5.2.2. Spekter BFSK signala	11
5.3. FAZNO SKOČNA MODULACIJA – PSK	11
5.3.1. BPSK modulator	12
5.3.2. BPSK demodulator	12
5.3.3. Diferenčni PSK	13
6. VEČNIVOJSKI MODULACIJSKI POSTOPKI	14
6.1. VEČNIVOJSKA ASK – MASK	14
6.2. VEČNIVOJSKA FSK – MFSK	15
6.3. VEČNIVOJSKA PSK – MPSK	16
6.3.1. QPSK	18
6.3.2. QPSK z zamikom – Offset QPSK	19
6.3.3. $\pi/4$ QPSK	20
6.3.4. Modulacija z minimalnim skokom – MSK	21
6.4. MODULACIJA Z ZVEZNO FAZO	24
6.4.1. Različne oblike impulzov	24
6.5. KVADRATURNAM AMPLITUDNA MODULACIJA – QAM	26
7. ORTOGONALNO FREKVENČNO MULTIPLEKSIRANJE – OFDM	28
7.1. OFDM MODULATOR IN DEMODULATOR	29
7.2. LASTNOSTI OFDM SIGNALA	30
8. IZBIRA MODULACIJSKEGA POSTOPKA	32
SEZNAM UPORABLJENIH VIROV	34

Slike

<i>Slika 2.1: Digitalni modulacijski postopki</i>	3
<i>Slika 4.1: Kazalec nosilca v kompleksni ravnini</i>	5
<i>Slika 4.2: Konstelacijski diagram QPSK modulacije</i>	5
<i>Slika 5.1: BASK moduliran signal ter konstelacijski diagram</i>	6
<i>Slika 5.2: ASK modulator in njegov spekter</i>	6
<i>Slika 5.3: Oblikovanje spektra digitalnega signala</i>	7
<i>Slika 5.4: Detektor ovojnice – nekoherenten demodulator</i>	7
<i>Slika 5.5: Sinhron (koherenten) demodulator</i>	7
<i>Slika 5.6: BER za nekoherentni in koherentni ASK na AWGN kanalu</i>	8
<i>Slika 5.7: Nezvezen FSK modulator</i>	9
<i>Slika 5.8: Zvezen FSK modulator</i>	10
<i>Slika 5.9: Nekoherenten demodulator FSK modulacije</i>	10
<i>Slika 5.10: Koherenten demodulator FSK modulacije</i>	10
<i>Slika 5.11: BER za nekoherentni in koherentni FSK na AWGN kanalu</i>	11
<i>Slika 5.12: Spekter vsote dveh BASK signalov</i>	11
<i>Slika 5.13: BPSK moduliran signal ter njegov konstelacijski diagram</i>	12
<i>Slika 5.14: BPSK modulator</i>	12
<i>Slika 5.15: BPSK demodulator</i>	12
<i>Slika 5.16: DPSK modulator in demodulator</i>	13
<i>Slika 5.17: BER za koherentni in diferenčni PSK na AWGN kanalu</i>	13
<i>Slika 6.1: MASK modulator in demodulator</i>	14
<i>Slika 6.2: BER za MASK modulacijo na AWGN kanalu pri različnih vrednostih M</i>	15
<i>Slika 6.3: MFSK modulator in demodulator</i>	15
<i>Slika 6.4: BER za MFSK modulacijo na AWGN kanalu pri različnih M in ortogonalnih simbolih</i>	16
<i>Slika 6.5: Konstelacijski digram 8PSK modulacije z Grayevim kodiranjem</i>	16
<i>Slika 6.6: MPSK modulator in demodulator</i>	17
<i>Slika 6.7: BER za MPSK modulacijo na AWGN kanalu pri različnih vrednostih M</i>	17
<i>Slika 6.8: Konstelacijski diagram QPSK modulacije</i>	18
<i>Slika 6.9: QPSK modulator in demodulator</i>	18
<i>Slika 6.10: Generiranje QPSK signala</i>	19
<i>Slika 6.11: OQPSK modulator</i>	19
<i>Slika 6.12: Generiranje OQPSK signala</i>	20
<i>Slika 6.13: Konstelacijski diagram $\pi/4$ QPSK modulacije</i>	21
<i>Slika 6.14: $\pi/4$ QPSK modulator</i>	21
<i>Slika 6.15: MSK modulator</i>	22
<i>Slika 6.16: Generiranje MSK signala</i>	22
<i>Slika 6.17: MSK fazno drevo</i>	23
<i>Slika 6.18: Spekter MSK signala</i>	23
<i>Slika 6.19: CPM modulator</i>	24
<i>Slika 6.20: Različne oblike frekvenčnih impulzov</i>	25
<i>Slika 6.21: Frekvenčni spektri različnih CPM modulacij</i>	26
<i>Slika 6.22: Različni primeri QAM konstelacijskih diagramov</i>	27
<i>Slika 6.23: 16QAM modulator in demodulator</i>	27
<i>Slika 6.24: BER za kvadratno MQAM v primerjavi z MASK in MPSK</i>	28
<i>Slika 7.1: Dodeljeno pasovno širino razdelimo na več enakih podkanalov</i>	29
<i>Slika 7.2: Nosilci so medsebojno ortogonalni, njihovi spektri se prekrivajo</i>	29
<i>Slika 7.3: OFDM modulator in demodulator</i>	30
<i>Slika 7.4: Dodajanje ciklične predpone OFDM simbolu</i>	31
<i>Slika 7.5: Lastnosti 1024 OFDM signala v časovnem in frekvenčnem prostoru</i>	31
<i>Slika 8.1: Prikaz spektralne in močnostne učinkovitosti različnih modulacij</i>	32

Seznam uporabljenih kratic in simbolov

ASK	Amplitude Shift Keying	amplitudno skočna modulacija
AWGN	Additive White Gaussian Noise	Dodan bel Gaussov šum
BASK	Binary ASK	Binarna ASK
BER	Bit Error Ratio	Bitna napaka
BFSK	Binary FSK	Binarna FSK
BPSK	Binary PSK	Binarna PSK
CPFSK	Continuous Phase FSK	FSK z zvezno fazo
CPM	Continuous Phase Modulation	Modulacija z zvezno fazo
DFT	Discrete Fourier Transform	Diskretna Fourierova transformacija
DQPSK	Differential QPSK	Diferenčni QPSK
FDM	Frequenc Division Multiplex	Frekvenčni multipleks
FSK	Frequency Shift Keying	frekvenčno skočna modulacija
GMSK	Gaussian MSK	Gaussova MSK
LRC	Raised Cosine Pulse Length L	Mod. z dvignjenimi kos. impulzi dolžine L
LREC	Rectangular Pulse of Length L	Mod. s pravokotnimi impulzi dolžine L
MASK	M-ary ASK	ASK z M stanji
MFSK	M-ary FSK	FSK z M stanji
MHPM	Multi-h Phase Modulation	CPM s spremenljivim mod. indeksom
MPSK	M-ary PSK	PSK z M stanji
MQAM	M-ary QAM	QAM z M stanji
MSK	Minimum Shift Keying	Modulacija z minimalnim skokom
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplex	Ortogonalni frekvenčni multipleks
OQPSK	Offset QPSK	QPSK z zamikom
PAPR	Peak to Average Power Ratio	Razmerje maks. proti povp. moči
PLL	Phase-Locked Loop	Fazno ujeta zanka
PSK	Phase Shift Keying	Fazno skočna modulacija
QAM	Quadrature Amplitude Modulation	Kvadratura amplitudna modulacija
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying	Kvadratura PSK
SHPM	Single-h Phase Modulation	CPM s konstantnim mod. indeksom
XOR	Exclusive or	Ekskluzivni ali
VCO	Voltage Controlled Oscillator	Napetostno krmiljen oscilator

1. Zakaj modilirati?

V elektrotehniki pomeni moduliranje spreminjanje lastnosti nosilnega signala z nekim drugim informacijskim signalom. Nosilnemu signalu lahko spreminjamo amplitudo, fazo in frekvenco. Glede na to, kakšen je informacijski signal, ločimo analogne in digitalne modulacijske postopke. V današnjem času prednjačijo digitalni modulacijski postopki, zato se v tem seminarju posvetimo obravnavi slednjih.

Pri digitalnih modulacijah želimo digitalni signal pretvorimo v signalno obliko, ki bo najbolj primerna za prenos preko določenega kanala. Prenašamo lahko v osnovnem pasu ali pa v višjih frekvenčnih legah. V osnovnem pasu je pomembno zgolj oblikovanje impulzov, medtem ko je za prenos v višjih pasovih potrebno oblikovane impulze modilirati z nosilnim sinusnim signalom. Prestavitev signala v višje pasove nam prinese kar nekaj prednosti, saj omogoča:

- prilagoditev signala s karakteristikami prenosne linije oz. kanala
- frekvenčno multipleksiranje
- učinkovite antene sprejemljivih velikosti za prenos po RF kanalu
- dodeljevanje frekvenčnih pasov različnim aplikacijam

Za boljšo predstavbo pogledimo konkretne vrednosti za mobilno telefonijo. Dimenzija antene je v veliki meri odvisna od valovne dolžine λ prenašanega signala. Pri mobilni telefoniji je velikost antene enaka $\lambda/4$, če je $\lambda = c/f$ ($c = 3 \cdot 10^8$ m/s). Za prenos govornega signala v osnovnem pasu z mejno frekvenco 3 kHz, bi potem potrebovali anteno z velikostjo 25 km. Z moduliranjem osnovnega signala s frekvenco 900 MHz tako zmanjšamo premer antene na samo 8 cm.

Za drug primer vzemimo kabelskega operaterja. Frekvenčno multipleksiranje nam omogoča, da po enem koaksialnem kablu istočasno prenašamo več različnih TV kanalov, radijske postaje in še podatkovni promet uporabnikov interneta. Uporabno frekvenčno širino medija razdelimo na manjše podpasove, katere lahko uporabimo z ustrezno izbiro nosilne frekvence. S pomočjo modulacij lahko tudi enostavno razdelimo radijske frekvence različnim aplikacijam in uporabnikom.

2. Digitalne modulacije v višjih frekvenčnih pasovih

Za prenos signala v višjih frekvenčnih pasovih je potrebno informacijski signal pretvoriti v ustrezno sinusno obliko. Takemu signalu lahko spreminjamo tri lastnosti: amplitudo, frekvenco in fazo. Moduliranje je torej proces pri katerem spreminjamo amplitudo, frekvenco ali fazo nosilnega signala, po vnaprej znanem postopku glede na vhodni informacijski signal. Nosilni signal lahko v splošnem zapišemo takole:

$$s(t) = A(t) \cdot \cos \theta(t) \quad (2.1)$$

kjer je $A(t)$ časovno spremenljiva amplituda, $\theta(t)$ pa časovno spremenljivi kot, ki ga lahko zapišemo tudi v kombinaciji frekvence in faze:

$$s(t) = A(t) \cdot \cos[2\pi f_c t + \phi(t)] \quad (2.2)$$

Prvi modulacijski postopki so bili analogni. Ime analogni se nanaša na to, da je modulacijski signal v osnovnem pasu analogen. Tako ločimo tri osnovne modulacije amplitudno, frekvenčno in fazno, kjer se vse tri veličine spreminjajo zvezno. Kasneje so nastale še nekatere izboljšane verzije analognih modulacij kot so AM-SC (AM brez nosilca) AM-SSB

(enobočna AM), vendar so v današnjem svetu digitalnih komunikacij skoraj zamrle. Tudi digitalne modulacije temeljijo na treh osnovni digitalnih modulacijah:

- amplitudno skočna modulacija (ASK – Amplitude Shift Keying)
- frekvenčno skočna modulacija (FSK – Frequency Shift Keying)
- fazno skočna modulacija (PSK – Phase Shift Keying)

Z leti je bilo razvitih kar nekaj variacij in kombinacij teh osnovnih modulacij z namenom, da bi v dani situaciji, čim bolj izkoristili prenosni medij. Nekatere so naslednice, nekatere so le izpeljane iz osnovnih modulacij. Slika 2.1 prikazuje modulačijsko drevo, kjer je prikazana osnovna delitev in nekatere medsebojne relacije pomembnejših modulačijskih postopkov, katerih poznavanje je nujno potrebno za nadaljnje razpredanje drevesa.

Glede na obliko ovojnice moduliranega signala jih lahko razvrstimo v dve skupini:

- modulacije z ravno ovojnicco (constant envelope)
- modulacije s spremenljivo ovojnicco (non-constant envelope)

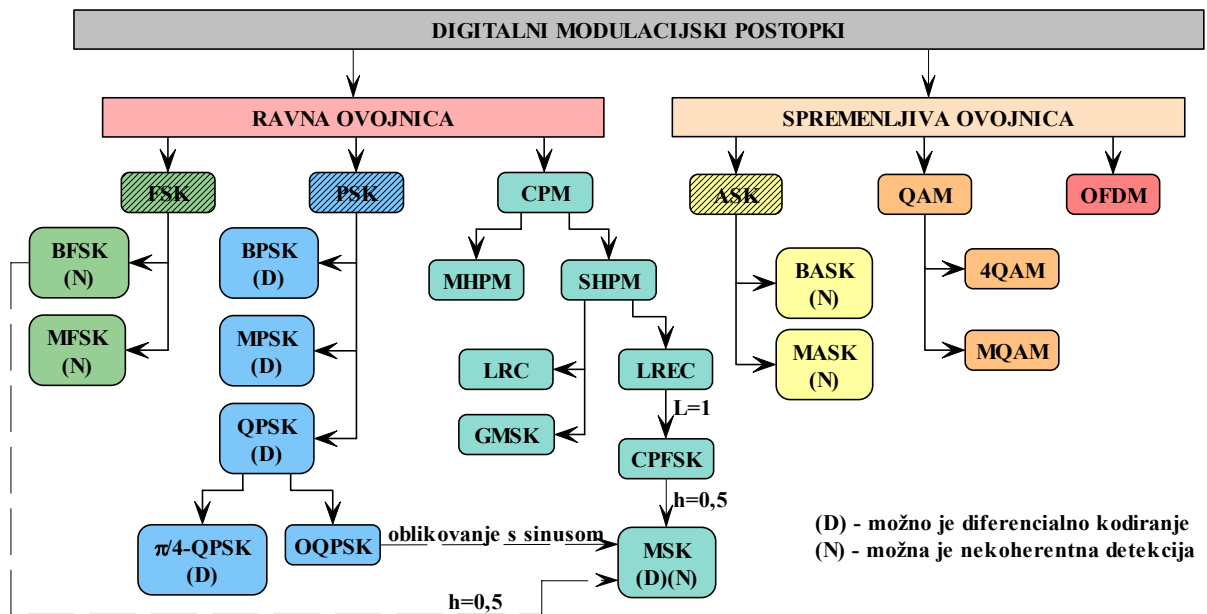
Ta lastnost je pomembna zaradi nelinearnosti uporabljenih ojačevalnikov, ki popačijo amplitudo signala. To vpliva na povečanje spektralnih komponent v bočnih pasovih modulačijskega signala, kar nam povzroča težave (interferenco v sosednjih kanalih,...). V mobilnih komunikacijah, se zato pogosto uporablja modulacije z ravno ovojnicco, ker so veliko bolj odporne na nelinearna popačenja, vendar imajo slabšo spektralno učinkovitost.

Modulačijski postopki z ravno ovojnicco so FSK in PSK modulačijski postopki, medtem ko imajo vsi ASK modulačijski postopki in kombinacije ASK modulačijskih postopkov s PSK modulačijskimi postopki spremenljivo ovojnico.

PSK modulačijski postopki imajo sicer ravno ovojnico, a fazne skoke pri prehodu med dvema simboloma, ki povzročijo razširitev spektra signala. Zmanjšanje maksimalnega faznega skoka dosežemo s $\pi/4$ QPSK in OQPSK modulačijo, vendar so prehodi še vedno nezvezni. Z ustreznim oblikovanjem vhodnih impulzov dosežemo zveznost faze ter ohranimo ravno ovojnico PSK moduliranih signalov. Tako ločimo večjo podskupino modulačijskih postopkov z ravno ovojnicco in zvezno fazo. To so modulačijski postopki z zvezno fazo (CPM - Continuous Phase Modulation). Delimo jo na CPM modulačijske postopke s periodično spremenljivim modulačijskim indeksom (MHPM – Multi-h Phase Modulation) in na CPM modulačijske postopke s konstantnim modulačijskim indeksom (SHPM – Single-h Phase Modulation). V to skupino spadajo modulacije s pravokotnimi impulzi dolžine L (LREC - Rectangular Pulse of Length L), z dvignjenimi kosinusnimi impulzi dolžine L (LRC - Raised Cosine Pulse Length L) ter Gaussova MSK (GMSK). Kot že ime pove, se med seboj razlikujejo v obliki impulzov. Posebna modulacija je MSK, saj jo lahko predstavimo kot frekvenčno modulacijo z zvezno fazo (CPFSK) in modulačijskim indeksom 0,5 ali pa kot OQPSK modulačijo s sinusno oblikovanimi impulzi.

QAM modulačijski postopki so kombinacija PSK in ASK modulačijskih postopkov. Z večanjem stanj oz. simbolov (M) modulacije, lahko zelo izboljšamo spektralno učinkovitost modulacije. Povezava med številom prenesenih bitov na simbol B in številom modulačijskih stanj je: $M = 2^B$.

V zadnjem času je vedno bolj aktualna OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplex) modulacija, saj je zaradi svojih lastnosti zelo primerna za disperzijske kanale. Gre za kombinacijo frekvenčnega multipleksa in modulacije. Celotno pasovno širino sistema razdelimo na več ozkih podkanalov, nato pa na vsakem od njih prenašamo različno informacijo (lahko tudi z različno modulacijo). Največja slabost OFDM-a je veliko razmerje PAPR, ki zahteva uporabo linearnih ojačevalnikov.



Slika 2.1: Digitalni modulatorski postopki

Modulacijske postopke lahko razdelimo tudi po načinu demodulacije:

- koherentna detekcija
- nekoherentna detekcija

Demodulacija s koherentno detekcijo, je možna za poljubno modulacijo in temelji na iskanju podobnosti neznanega sprejetega simbola in simbola iz nabora znanih (oddajnih) simbolov. Znan simbol, ki je najbolj podoben sprejetemu vzamemo za oddan simbol. Koherenten sprejemnik lahko torej realiziramo kot korelator. Pri takem načinu demodulacije je nujno potrebno natančno poznavanje faze nosilca, kar zahteva regeneracijo nosilca v sprejemniku. Pri nekoherentni detekciji poznavanje absolutne faze nosilca ni potrebno, to pa zelo poenostavi demodulacijo. Cena, ki jo plačamo za to, je večja verjetnost napake P_e v primerjavi s koherentno detekcijo. Modulacije, ki jih lahko demoduliramo nekoherentno so na Sliki 2.1 označene s črko N.

Pri faznih modulacijah se informacija nahaja v fazi nosilca, torej nekoherentna detekcija ni možna, razen če zakodiramo informacijo tako, da se bo le ta nahajala v diferenci dveh zaporednih simbolov. Modulacije, kjer lahko uporabimo diferenčno kodiranje, je na Sliki 2.1 označeno s črko D.

3. Kriteriji za izbiro modulatorskega postopka

Osnovna kriterija po katerih ocenjujemo in primerjamo različne modulacijske postopke sta:

- spektralna učinkovitost
- močnostna učinkovitost

Spektralno učinkovitost η definiramo kot razmerje števila bitov na sekundo, ki jih prenesemo v izbranem frekvenčnem pasu. Pove nam kako učinkovito nek modulatorski postopek izrabi pasovno širino. Le-ta je omejena, še zlasti v radijskih komunikacijah, zato želimo po čim ožjem frekvenčnem pasu doseči čim večjo prenosno hitrost.

$$\eta = \frac{\text{prenosna hitrost}}{\text{pasovna širina kanala}} \quad [\text{bit} / \text{s} / \text{Hz}] \quad (3.1)$$

Spektralna učinkovitost je odvisna tudi od definicije izbranega frekvenčnega pasu. V literaturi se najpogosteje uporabljajo tri definicije frekvenčnega pasu potrebnega za prenos informacije:

- Nyquistov frekvenčni pas: Pri prenosu predpostavimo idealen pravokoten filter s frekvenčno širino v osnovnem pasu $0,5 R_s$, kjer je R_s simbolna hitrost prenosa. Nyquistov frekvenčni pas je $B = R_s$.
- frekvenčni pas v katerem se prenese 99% energije signala in
- frekvenčni pas do frekvence, kjer spekter signala prvič doseže ničlo.

Močnostno učinkovitost bi lahko izračunali z enačbo 3.1, le da bi v imenovalcu uporabili moč W , vendar tak kazalec ne bi imel nobene veljave. Prenesena informacija namreč ni odvisna samo od oddajne moči temveč tudi od moči šuma. Zato za primerjavo uporabljamo razmerje moči signala proti moči šuma (SNR – Signal to Noise Ratio). Smiselno je, da medsebojno primerjamo digitalne sisteme na podlagi relativne moči potrebne za določeno prenosno hitrost, seveda v enakem šumnem okolju. Definicija močnostne učinkovitosti je definirana kot razmerje signal/šum (E_b/N_0) potrebno za doseg izbrane bitne napake P_b pri prenosu signala preko Gaussovega kanala. Modulacijske postopke ponavadi primerjamo pri verjetnosti napake $P_b = 10^{-5}$.

Pri določenih sistemih so poleg spektralne in frekvenčne učinkovitosti pomembni še drugi kriteriji:

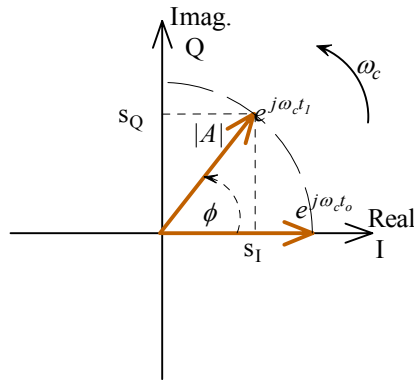
- občutljivost sistema na Dopplerjev premik frekvence in Rayleighov presih polja
- občutljivost sistema na selektivni presih polja
- občutljivost sistema na nelinearna popačenja v močnostnih ojačevalnikih
- občutljivost sistema na medkanalno in sokanalno interferenco
- kompleksnost sistema
- energetska poraba sistema
-

4. Grafičen prikaz modulacij

Pri moduliranju spreminjamo amplitudo, fazo ali frekvenco nosilnega harmoničnega signala. Spreminjanje teh veličin, lahko brez težav zapišemo z enačbami, kar nam zelo pomaga pri analizi določene modulacije. Za boljšo predstavbo in lažjo primerjavo različnih modulacij, pa je ponavadi bolje, da poskušamo dogajanje predstaviti v grafični obliki. Potreben je prehod v kompleksen zapis, kjer lahko harmonične signale zapišemo kot kazalce. Kompleksen zapis nosilca bo:

$$e^{j\omega_c t} = \cos(\omega_c t) + j \sin(\omega_c t) \quad (4.1)$$

Sestavlja ga dve medsebojno pravokotni komponenti. Prvo, realno imenujemo sofazna (I-inphase) in drugo, imaginarno, imenujemo kvadratura (Q-kvadrature) komponenta nosilca. Takšen nemoduliran nosilec lahko predstavimo v polarnem koordinatnem sistemu kot enotni vektor oz. kazalec, ki se vrti v nasprotni smeri urinega kazalca s hitrostjo ω_c [rad/s] (Slika 4.1). Na sliki je razvidno, da se s časom ($t_0 \rightarrow t_1$) spreminjata tudi projekciji nosilca na I in Q osi koordinatnega sistema. Kasneje bomo videli, da ti dve osi predstavljata dva medsebojno neodvisna kanala, po katerih lahko samostojno prenašamo informacijo. Po moduliranju nosilca z informacijo, se to vidi kot metodična motnja v vrtenju kazalca.



Slika 4.1: Kazalec nosilca v kompleksni ravnini

Vrtenja kazalcev se lahko znebimo, če vse prikazujemo relativno glede na fazo in frekvenco nosilnega signala. Moduliran signal lahko torej predstavimo kot kazalec, katerega določata amplituda in faza:

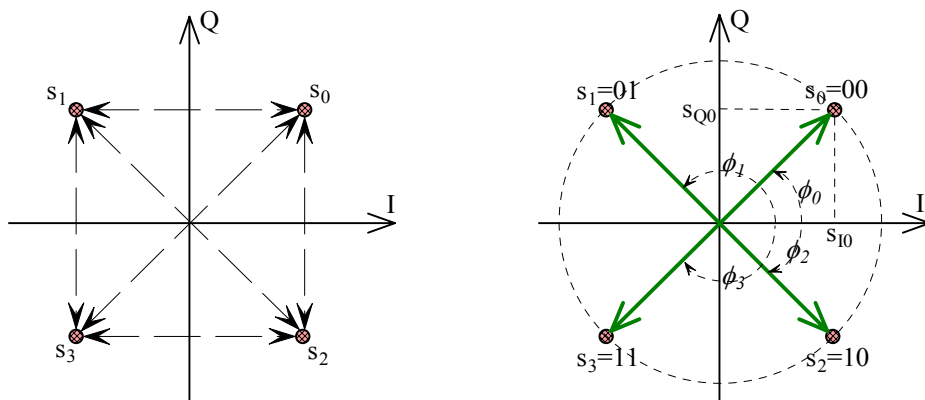
$$\bar{s}(t) = s_I(t) + js_Q(t) = A(t)e^{j\phi(t)} \quad (4.2)$$

Kazalce pretvorimo nazaj v realen signal po enačbi:

$$s(t) = \text{Re}\{\bar{s}(t) \cdot e^{j\omega_c t}\} = \text{Re}\{A(t)e^{j\phi(t)}e^{j\omega_c t}\} = \text{Re}\{A(t)e^{j(\omega_c t + \phi(t))}\} = A(t)\cos(\omega_c t + \phi(t)) \quad (4.3)$$

S takšnimi kazalci oz. vektorji lahko zelo nazorno prikažemo stanje moduliranega signala. Kolikor različnih stanj loči določena modulacija, toliko različnih vektorjev imamo na grafu. Njegova dolžina predstavlja amplitudo (moč), posameznega simbola, kot z realno osjo pa fazo. Pri amplitudnih modulacijah se spreminjajo le dolžine vektorjev, pri faznih pa le kot. Frekvenčne modulacije v takšnem grafu ne moremo ponazoriti, saj se vektor stalno vrti. V katero smer pa je odvisno od tega, ali je frekvenca trenutnega simbola večja ali manjša od nosilne frekvence.

Ponavadi na graf namesto vektorjev rišemo le točke, pridobljene v vzorčevalnih trenutkih. Takšen graf imenujemo konstelacijski diagram. Ta diagram bomo uporabljali v nadaljevanju seminarja za ponazoritev posamezne modulacije. Saj je iz njega lepo razvidna, medsebojna oddaljenost simbolov in njihova postavitve. Na njem lahko zelo nazorno tudi ponazorimo možna prehajanja simbolov. Slika 4.2 prikazuje konstelacijski diagram QPSK modulacije, ki loči 4 različne faze (45° , 135° , -45° , -135°) in dovoljuje vse možne prehode.



Slika 4.2: Konstelacijski diagram QPSK modulacije

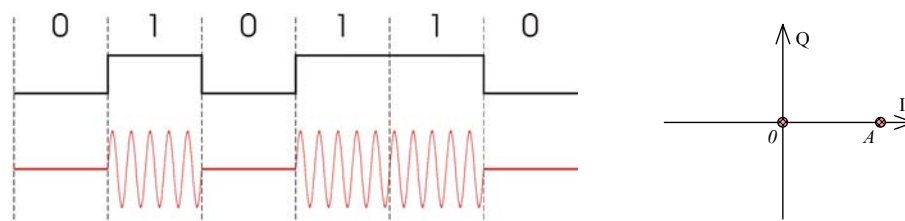
5. Osnovni digitalni modulacijski postopki

5.1. Amplitudno skočna modulacija - ASK

To je najbolj enostaven modulacijski postopek, kjer spreminjamo samo amplitudo harmoničnega signala, ostale veličine pa so konstantne. Pri binarni ASK (BASK), bit '1' prenesemo z eno amplitudo, bit '0', pa z drugo amplitudo nosilca, ki je ponavadi kar enaka nič.

$$\begin{aligned} s_1(t) &= A_1 \cdot \cos 2\pi f_c t, & 0 \leq t \leq T, & \text{za '1'} \\ s_2(t) &= A_2 \cdot \cos 2\pi f_c t & 0 \leq t \leq T, & \text{za '0'} \end{aligned} \quad (5.1)$$

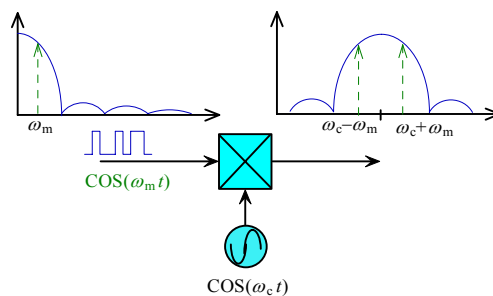
Tako modulacijo imenujemo tudi On-Off modulacija, saj nosilec prižigamo in ugašamo v ritmu modulacijskega signala. V splošnem lahko ASK modulacija loči M različnih nivojev, vendar več o tem v poglavju 6.1.



Slika 5.1: BASK moduliran signal ter konstelacijski diagram

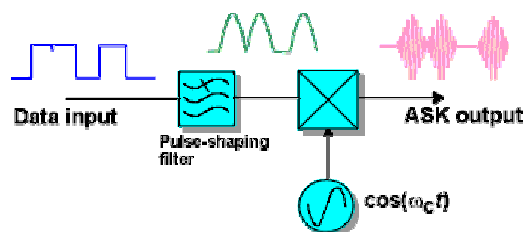
5.1.1. BASK modulator

ASK modulator realiziramo z množenjem modulacijskega signala in nosilca. Spekter takega signala lahko preprosto določimo, če poznamo kakšen je spekter modulacijskega signala, saj vemo da se le-ta preslika okoli nosilne frekvence. Slika 5.2 prikazuje primer, ko damo na vhod modulatorja harmoničen signal s frekvenco ω_m (zelena). Naš signal je digitalen, zato bo njegov spekter oblike sinc (modra barva). Pasovna širina ASK signala se je v primerjavi z pasovno širino modulacijskega signal podvojila, torej lahko na vsak Herz pasovne širine prenesemo samo 1bit.



Slika 5.2: ASK modulator in njegov spekter

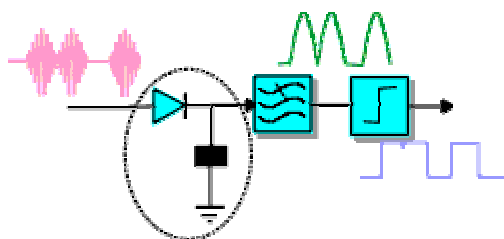
Zasedeno pasovno širino ASK signala lahko zmanjšamo z oblikovanjem impulzov. Če ostre prehode digitalnega signala zgladimo, se bo njegov spekter zožil. To dosežemo z nizkim sitom. V praksi se največkrat uporablja dvignjeno kosinusno sito, katerega prevajalna funkcija ima obliko funkcije kosinus.



Slika 5.3: Oblikovanje spektra digitalnega signala

5.1.2. Nekoherentni in koherentni demodulator

Pri ASK modulaciji se informacija prenaša z amplitudo nosilca, zato lahko signal demoduliramo z detektorjem ovojnice. Tega lahko preprosto naredimo z usmerjevalno diodo in gladilnim sitom (Slika 5.4). Tak demodulator sodi v skupino nekoherentnih demodulatorjev, saj regeneracija nosilca ni potrebna. Cena, ki jo moramo plačati za enostavno dekodiranje, je slabše prepoznavanje signala v šumu v primerjavi s koherentnim detektorjem.

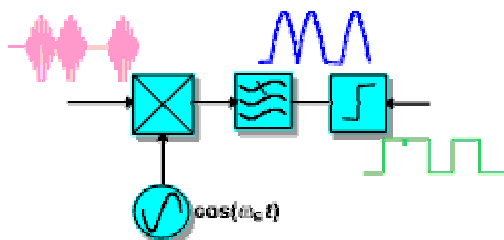


Slika 5.4: Detektor ovojnice – nekoherenten demodulator

Koherenten detektor prikazuje Slika 5.5. Sprejet moduliran signal $A(t) \cdot \cos(\omega_c t)$ najprej pomnožimo z lokalno generiranim nosilcem $\cos(\omega_c t + \phi)$, šele nato ga pošljemo čez nizko sito. Lokalni nosilec mora biti fazno koherenten oddajnemu nosilcu. To pomeni, da se morata popolnoma ujemati tako v frekvenci in kot po fazi. Na izhodu množilnika dobimo:

$$A(t) \cdot \cos(\omega_c t) \cdot \cos(\omega_c t + \phi) = 0.5 \cdot A(t) \cdot \cos(\phi) + 0.5 \cdot A(t) \cdot \cos(2\omega_c t + \phi) \quad (5.2)$$

Če je fazna razlika ϕ enaka 0° , potem je $\cos(\phi)$ enak 1. Po filtriranju z nizkim sitom člen z dvojno frekvenco izločimo, ostane le enosmerna komponenta, ki je popolnoma sorazmerna $A(t)$. Če je ϕ enak 90° , potem je $\cos(\phi)$ enak 0 in na izhodu ne dobimo nič.

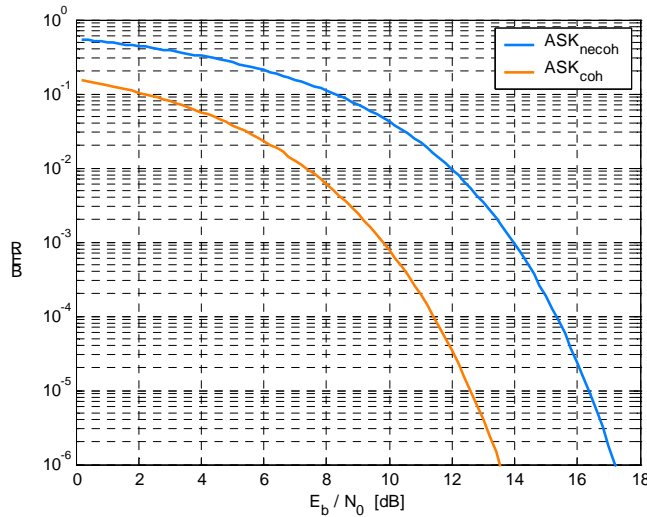


Slika 5.5: Sinhron (koherenten) demodulator

Koherentna detekcija je veliko bolj zahtevna kot nekoherentna, saj je potrebno stalno skrbeti za ujemanje faze lokalnega nosilca, vendar lahko ob prisotnosti šuma bolj točno demoduliramo signal. Razlog za to se skriva v ortogonalnosti sinusa in kosinusa. Kot bomo videli kasneje, lahko z nosilcema $\sin(\omega_c t)$ in $\cos(\omega_c t)$ sočasno prenašamo različne podatke, ne da bi se pri tem medsebojno motila. Pri koherentni detekciji z množenjem izvedemo koreliranje moduliranega signala z nosilcem $\cos(\omega_c t)$, torej iz njega izločimo le tisto

komponento signala, ki je v fazi s $\cos(\omega_c t)$. Ker je šum superponiran moduliranemu signalu, se po korelaciji upošteva le sofazna komponenta šuma, kvadraturno pa smo tako izločili. Koherenten detektor torej v povprečju zmanjša šumno napetost za $\sqrt{2}$ oz. njegovo moč za faktor 2. Z drugimi besedami povedano, lahko ASK koherentni demodulator tolerira 3dB več šuma kot nekoherentni detektor, za enako verjetnost detekcije napake.

Zmogljivost nekega komunikacijskega sistema lahko na najbolj preprost način prikažemo z verjetnostjo napačno prenesenega bita (BER), kot funkcijo sprejetega razmerja E_b/N_0 . BER za AWGN kanal pri koherentni in nekoherentni detekciji lahko izpeljemo analitično in jo prikazuje Slika 5.6 ($P_{e-ASK_{COH}} = 0,5 \operatorname{erfc}[\sqrt{E_b/2N_0}]$, $P_{e-ASK_{NECOH}} = 0,5e^{-E_b/4N_0} + 0,5 \operatorname{erfc}[\sqrt{E_b/2N_0}]$).



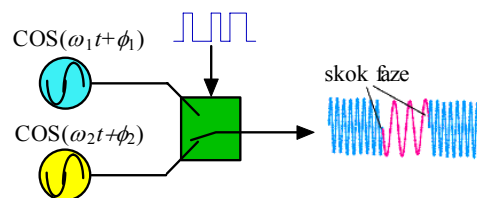
Slika 5.6: BER za nekoherentni in koherentni ASK na AWGN kanalu

5.2. Frekvenčno skočna modulacija – FSK

Frekvenčno skočna modulacija, je bila verjetno ena prvih digitalnih modulacij, ki se je razširila v industriji telekomunikacij. Je preprosta za generiranje in detekcijo ter je neobčutljiva na amplitudna popačenja. FSK modulacija prenaša različne simbole z različno nosilno frekvenco, zato je amplituda signala vedno konstantna, to pa omogoča uporabo nelinearnih ojačevalnikov. V splošnem binarna FSK modulacija za prenos '1' in '0' uporablja dva signala z različnima frekvencama:

$$\begin{aligned} s_1(t) &= A \cdot \cos[2\pi f_1 t + \phi_1], & kT \leq t \leq (k+1)T, & \quad \text{za '1'} \\ s_2(t) &= A \cdot \cos[2\pi f_2 t + \phi_2], & kT \leq t \leq (k+1)T, & \quad \text{za '0'} \end{aligned} \quad (5.3)$$

kjer ϕ_1 in ϕ_2 predstavljata začetne faze v času $t = 0$. Signala nista koherentna, če fazi ϕ_1 in ϕ_2 nista enaki. Takšno modulacijo lahko realiziramo z dvema oscilatorjema različnih frekvenc in stikalom, ki preklaplja med njima v ritmu vhodnega binarnega signala (Slika 5.7). Na prehodu med dvema različnima simboloma bo verjetno prišlo do faznega skoka, kar zahteva širši frekvenčni pas, pri prenosu takega signala. Takšno modulacijo imenujemo nekoherentna oz. nezvezna FSK in jo lahko demoduliramo le nekoherentno.



Slika 5.7: Nezvezen FSK modulator

Druga vrsta FSK je koherentna, kjer so začetne faze signalov enake $\phi_1 = \phi_2 = \phi$. Frekvenčni sintetizator generira dve frekvenci, ki sta medsebojno sinhronizirani. Poudariti je treba, da $s_1(t)$ in $s_2(t)$ tečeta neodvisno od vhodnega digitalnega signala. Bitni čas T moramo zato sinhronizirati glede na nosilni frekvenci. Njuni fazi moramo znotraj kateregakoli bitnega intervala $kT \leq t \leq (k+1)T$, opazovati glede na čas $t = 0$ in ne na $t = kT$.

Za koherentno demodulacijo koherentnega FSK signala morata biti frekvenci f_1 in f_2 izbrani tako, da bosta signala s_1 in s_2 na intervalu ene simbolne periode medsebojno ortogonalna:

$$\int_{kT}^{(k+1)T} s_1(t)s_2(t)dt = \int_{kT}^{(k+1)T} \cos(2\pi f_1 t + \phi) \cdot \cos(2\pi f_2 t + \phi) \cdot dt = 0 \quad (5.4)$$

Z nekaj računanja pridemo do rešitve zgornje enačbe, in sicer:

$$2\Delta f = f_1 - f_2 = \frac{m}{2T} \quad (5.5)$$

kjer m predstavlja poljubno celo število. Za ortogonalnost obeh signalov morata biti frekvenci f_1 in f_2 večkratnika od $1/4T$, njuna razlika pa večkratnik od $1/2T$. Frekvenci lahko zapišemo tudi glede na navidezno nosilno frekvenco f_c : $f_1 = f_c + \Delta f$ in $f_2 = f_c - \Delta f$

Kadar za Δf izberemo $1/T$, bodo fazni prehodi med simboloma zvezni. Ta poseben primer FSK modulacije imenujemo Sundejeva FSK. V splošnem pa lahko preprosto dokažemo, da bodo prehodi zvezni za vsak $\Delta f = k/T$. V trenutku $t = nT$, bo faza signala $s_1(t)$ enaka:

$$\begin{aligned} 2\pi f_1 nT + \phi &= 2\pi(f_2 + k/T)nT + \phi \\ &= 2\pi f_2 nT + 2\pi kn + \phi \\ &= 2\pi f_2 nT + \phi \pmod{-2\pi} \end{aligned} \quad (5.6)$$

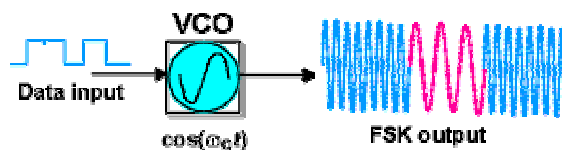
kar je enako fazi signala $s_2(t)$. Amplituda signala $s_2(t)$ bo v trenutku prehoda med simboloma ($t = nT$) popolnoma enaka amplitudi signala $s_1(t)$.

Minimalna razlika, da med signaloma $s_1(t)$ in $s_2(t)$ še dosežemo ortogonalnost, je $1/2T$. Zveznost take modulacije enačba 5.6 ne dokazuje. Poseben primer FSK z minimalnim frekvenčnim skokom in zvezno fazo imenujemo modulacija z minimalnim frekvenčnim skokom (MSK). MSK je veliko več kot navadna FSK, saj ima lastnosti, ki jih navadna FSK nima. Generirati jo moramo na drugačen način kot je bilo opisano v tem poglavju, vendar več o tem v poglavju 6.3.4.

Seveda pa ima lahko tudi koherentna FSK nezvezne prehode med simboli, zato se je oblikovala še tretja skupina FSK z zvezno fazo (CPFSK- Continuous Phase FSK). Na prehode lahko gledamo kot linearno spreminjanje faze ali pa kot konstantno frekvenčno deviacijo FSK signala. Povezava med fazo in frekvenco pa je z odvajanjem oz. integriranjem. Naj na tem mestu definiramo še modulacijski indeks h :

$$h = 2 \Delta f T \quad (5.7)$$

Če je $h = 1$ potem dobimo Sundejeva FSK modulacijo, če je 0,5 pa MSK modulacijo. Preprost primer CPFSK modulatorja prikazuje Slika 5.8, kjer je realiziran s pomočjo frekvenčno krmiljenega oscilatorja (VCO- Voltage Controlled Oscillator), ki zagotavlja zvezne prehode faze.

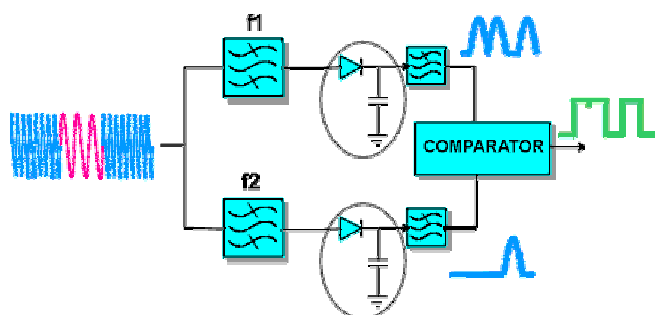


Slika 5.8: Zvezen FSK modulator

5.2.1. Nekoherentni in koherentni demodulator

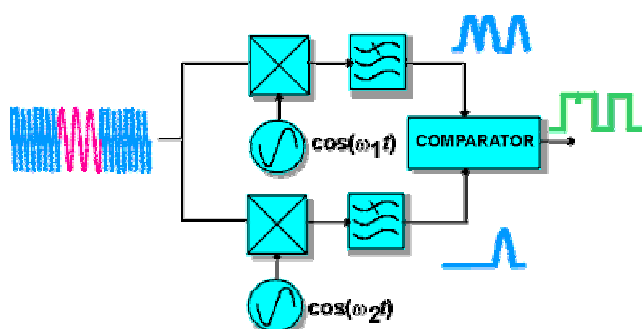
Najbolj preprost način detekcije FSK je, da peljemo signal na dve pasovni siti, uglaseni na frekvenco f_1 in f_2 . Nato izhodni signal povprečimo preko ene simbolne periode in primerjamo dobljene vrednosti (Slika 5.9). Ta demodulator je popolnoma ekvivalenten dvema nekoherentnima ASK detektorjema s primerjalnikom na izhodu.

Obstajajo še druge metode, ki na različne načine detektirajo dve različni frekvenci. Zelo preprosta metoda je, da znotraj ene simbolne periode štejemo prehode signala skozi ničlo in tako neposredno določimo frekvenco. Pogosto se uporablja tudi metoda s fazno ujeto zanko (PLL – Phase-Locked Loop).



Slika 5.9: Nekoherenten demodulator FSK modulacije

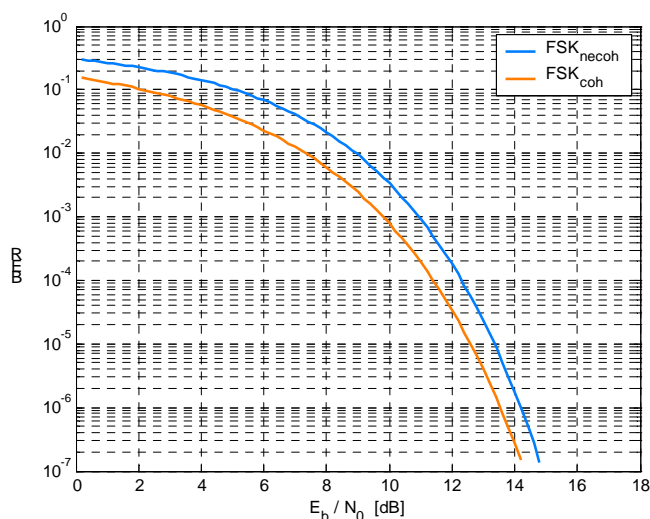
Tudi koherentna detekcija FSK signala je zelo podobna kot pri ASK, le da sta potrebna dva korelatorja, z različnim referenčnim signalom ($\cos(2\pi f_1 t)$ in $\sin(2\pi f_2 t)$), ki morata biti sinhronizirana s sprejetim signalom (Slika 5.10).



Slika 5.10: Koherenten demodulator FSK modulacije

Teoretično zmogljivost koherentne in nekoherentne detekcije FSK signala za AWGN kanal prikazuje Slika 5.11. Če FSK simbolni frekvenci izbrani tako, da sta ortogonalni, potem lahko

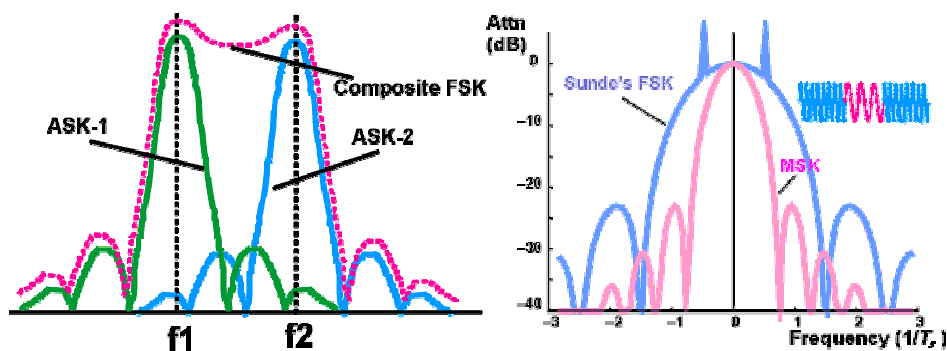
oba koherentna detektorja delujeta neodvisno drug od drugega. BER takšne koherentne FSK modulacije bo enak koherentni ASK modulaciji. Na grafu je razvidno, da je E_b/N_0 nekoherentne detekcije slabši od koherentne za samo 1dB (pri $BER = 10^{-4}$), kar je bistveno manj kot pri ASK modulaciji. ($P_{e-PSK_{COH}} = 0,5 \operatorname{erfc}[\sqrt{E_b/2N_0}]$, $P_{e-NECOH} = 0,5e^{-E_b/2N_0}$)



Slika 5.11: BER za nekoherentni in koherentni FSK na AWGN kanalu

5.2.2. Spekter BFSK signala

Določitev spektra FSK signala ni tako preprosta, saj modulacija ni linearna. Na zelo preprost način lahko spekter FSK ocenimo, če na modulacijo gledamo kot vsoto dveh BASK signalov. Spekter FSK bo torej enak vsoti spektrov BASK, centriranih v nosilni frekvenci f_1 in f_2 (Slika 5.12 - levo). ASK signala sta soodvisna, zato spekter vsote v območju prekrivanja ni enak vsoti spektrov. Dejstvo je, da bo zasedena pasovna širina FSK signala odvisna od razmika med frekvenco f_1 in f_2 oz. modulatorskega indeksa h . Z zveznimi prehodi med simboloma in minimalnim frekvenčnim skokom lahko spekter FSK signala zelo zožimo (Slika 5.12 - desno).



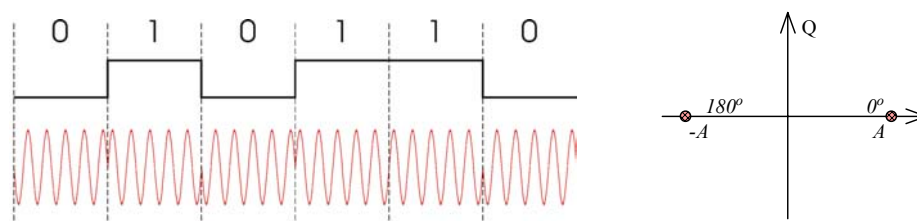
Slika 5.12: Spekter vsote dveh BASK signalov

5.3. Fazno skočna modulacija – PSK

Pri PSK modulaciji je informacija vsebovana v fazi nosilca. Ponavadi jo spreminjamo in detektiramo glede na znan fiksni nosilec – koherenten PSK. Pri binarni PSK največkrat prenašamo simbol '1' z nosilcem s fazo 0° , simbol '0' pa s fazo 180° :

$$\begin{aligned} s_1(t) &= A \cdot \cos 2\pi f_c t, & 0 \leq t \leq T, & \text{ za '1'} \\ s_2(t) &= -A \cdot \cos 2\pi f_c t & 0 \leq t \leq T, & \text{ za '0'} \end{aligned} \quad (5.8)$$

Signala sta izbrana tako, da sta si popolnoma nasprotna, torej bo njun korelcijski koeficient enak -1 . To omogoča, da dosežemo minimalni BER pri določenem razmerju E_b/N_0 . Oba signala imata enako energijo in frekvenco. Ovojnica PSK signala je tako kot pri FSK konstantna. Primer takšne modulacije prikazuje Slika 5.13.

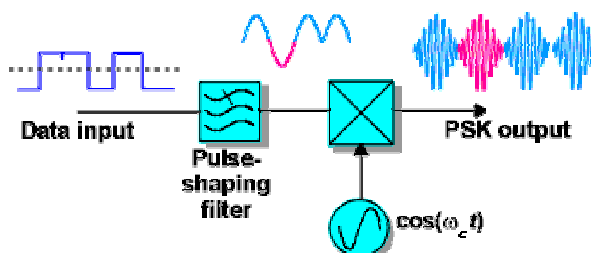


Slika 5.13: BPSK moduliran signal ter njegov konstelacijski diagram

Nekoherenten PSK ne obstaja, možno pa je zakodirati podatke tako, da je informacija vsebovana v spremembi faze. Takšno modulacijo imenujemo diferenčni PSK.

5.3.1. BPSK modulator

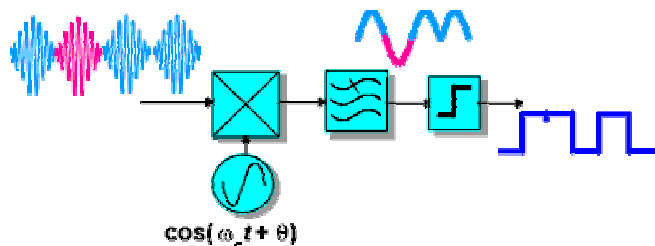
Če na BPSK modulacijo pogledamo iz vidika amplitudne modulacije, bi jo lahko opisali kot BASK modulacijo z amplitudama $-A$ in A . Torej bo pasovna širina BPSK signala enaka kot pri BASK. Modulator izvedemo na isti način, le da je vhodni signal bipolaren. Tudi tu nezvezni prehodi faze povzročajo širši spekter, zato uporabimo filter za oblikovanje impulzov, ki prehode zgladi. Slabost glajenja je v tem, da postane PSK modulacija s spremenljivo ovojnico. Kakšno bo nihanje ovojnice je odvisno od uporabljenega filtra.



Slika 5.14: BPSK modulator

5.3.2. BPSK demodulator

Kot smo že omenili, nekoherentna detekcija PSK modulacije ne obstaja. Poznavanje nosilca je nujno potrebna. Poznamo različne metode (kvadriranje signala, costasova zanka,...) regeneracije nosilca, vendar povsod obstaja možnost, da se bo zanka ujela na napačno vrednost faze (180°). V nekaterih primerih za to uporabljamo učne sekvence, vendar to na kanalih, kjer pogosto prihaja do izpada zveze, postane preveč potratno.



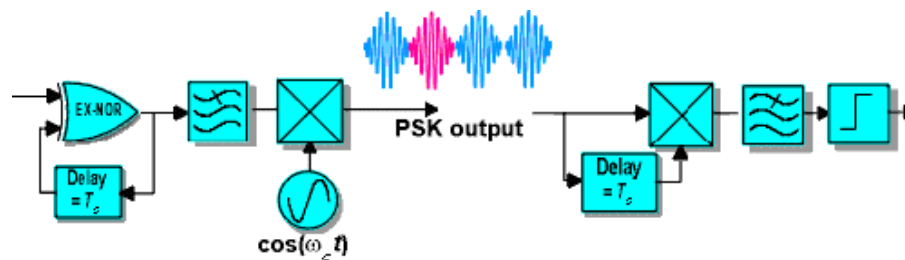
Slika 5.15: BPSK demodulator

5.3.3. Diferenčni PSK

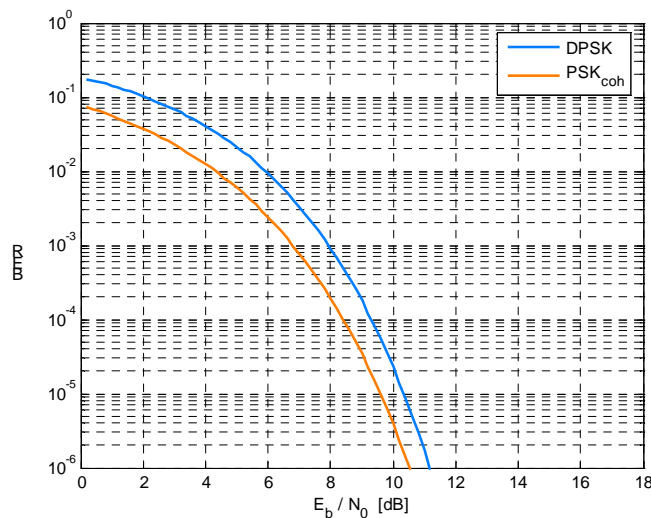
Problem regeneracije nosilca se lahko izognemo z diferenčnim kodiranjem, kjer absolutna faza ni pomembna. Pred moduliranjem moramo digitalni signal zakodirati tako, da je vsak bit odvisen od trenutnega in predhodnega bita. Slika 5.16 prikazuje DPSK modulator in demodulator, kjer so uporabljena EX-NOR (Exclusive-NOR) logična vrata, ki dajo na izhodu '1', če sta bita različna, in '0', če sta enaka. Demodulator realiziramo kot primerjalnik med fazo trenutnega in predhodnega simbola.

Takšna demodulacije je veliko bolj enostavna od koherentne, zato se je diferenčno kodiranje uveljavilo tudi v drugih faznih modulacijah. Res pa je, da je odpornost na šum pri DPSK v primerjavi s koherentno PSK malo poslabša, saj namesto čistega koherentnega nosilca, pri demodulaciji uporabimo zašumljeni zakasneni vhodni signal. Teoretično zmogljivost koherentne in diferenčne PSK za AWGN kanal, prikazuje Slika 5.17.

$$\left(P_{e-PSK_{COH}} = 0,5 \operatorname{erfc} \left[\sqrt{E_b / N_0} \right], P_{e-DPSK} = 0,5 e^{-E_b / N_0} \right)$$



Slika 5.16: DPSK modulator in demodulator



Slika 5.17: BER za koherentni in diferenčni PSK na AWGN kanalu

6. Večnivojski modulacijski postopki

Do sedaj smo za prenos v višjih frekvenčnih legah obravnavali le binarne digitalne modulacijske postopke, kjer amplituda, faza ali frekvenca alternira med dvema različnima stanjema. Videli smo, da je minimalna pasovna širina takšnih modulacijskih postopkov vsaj dvakrat večja od tiste v osnovnem pasu. Prenesemo lahko le 1 bit na simbol. Če želimo povečati frekvenčno učinkovitost modulacijskega postopka, moramo povečati število možnih stanj modulacije. To ne velja pri frekvenčni modulaciji, kjer povečevanje števila simbolov (oz. frekvenc) povečuje tudi zasedeno pasovno širino. S povečanjem števila stanj na vrednost M , se informacijski pretok poveča za faktor $\log_2(M)$. V splošnem velja, da se zaradi večjega števila stanj, zmanjšuje tudi odpornost na šum, saj se razdalje med simboli zmanjšajo. Videli bomo da obstajata dve izjemi, QPSK modulacija in ortogonalna FSK z M stanji.

Ločimo torej tri osnovne večnivojske modulacije: MASK, MPSK in MFSK. V zadnjem času se tako v žičnih kot brezžični kanalih veliko uporablja kvadraturna amplitudna modulacija QAM, ki jo ravno tako lahko razširimo na M stanj.

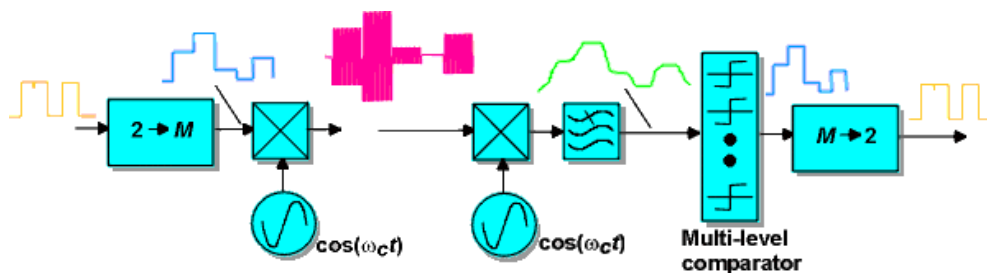
Z željo po izboljšanju lastnosti modulacije, so nastale različne kombinacije in izpeljanke osnovnih večnivojskih modulacij. V nadaljevanju bomo obravnavali le nekaj najbolj opaznih.

6.1. Večnivojska ASK - MASK

Princip razširjenja ASK na večnivojski ASK je preprost (Slika 6.1). Na vhodu modulatorja združujemo po $n = \log_2(M)$ bitov, kar nam da M različnih napetostnih nivojev A_i . Le-te enako kot pri ASK množimo z nosilcem. Dobimo M različnih simbolov, katerih simbolna perioda T je n krat večja od bitne.

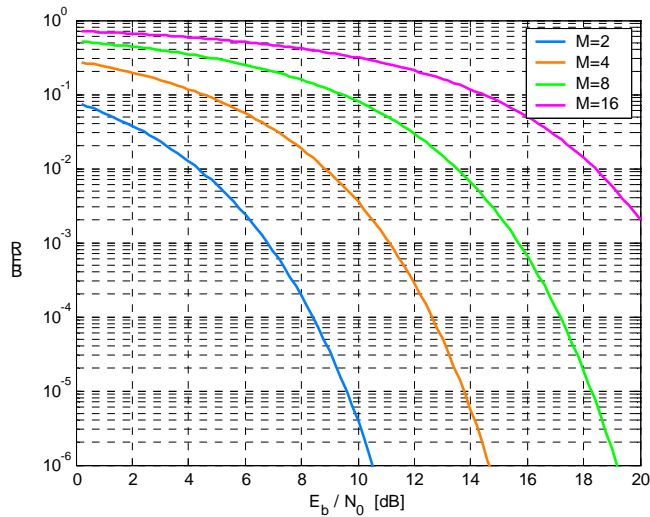
$$s_i(t) = A_i \cdot \cos 2\pi f_c t, \quad 0 \leq t \leq T, \quad \text{za } m_i, i = 1, 2, \dots, M \quad (6.1)$$

Pri demodulaciji moramo detektirano ovojnico primerjati z možnimi napetostnimi nivoji, katere pretvorimo nazaj v binarni signal. Regeneracija nosilca je enaka kot pri ASK.



Slika 6.1: MASK modulator in demodulator

Pri MASK modulaciji simboli medsebojno niso ortogonalni, kar se kaže v njeni slabi odpornosti na motnje. Z večanjem števila nivojev, se njena zmogljivost zelo poslabša (Slika 6.2). MASK je zelo občutljiva na nihanja ojačanja kanala, potrebni so tudi linearno ojačevalniki, zato se MASK modulacija razen v binarni obliki v praksi redko uporablja.



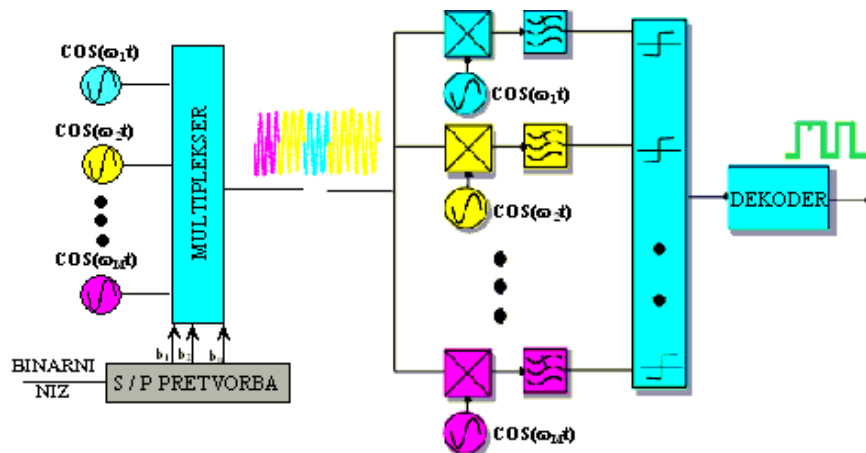
Slika 6.2: BER za MASK modulacijo na AWGN kanalu pri različnih vrednostih M

6.2. Večnivojska FSK – MFSK

Tudi pri M nivojski FSK modulaciji vhodni binarni niz razdelimo na besede po $n = \log_2(M)$ bitov, to pa pomeni M različnih besed oz. simbolov. Prenašamo jih lahko z uporabo različnih frekvenc. Signal bo imel naslednjo obliko:

$$s_i(t) = A \cdot \cos[2\pi f_i t + \phi_i], \quad kT \leq t \leq (k+1)T, \quad \text{za } m_i \quad (6.2)$$

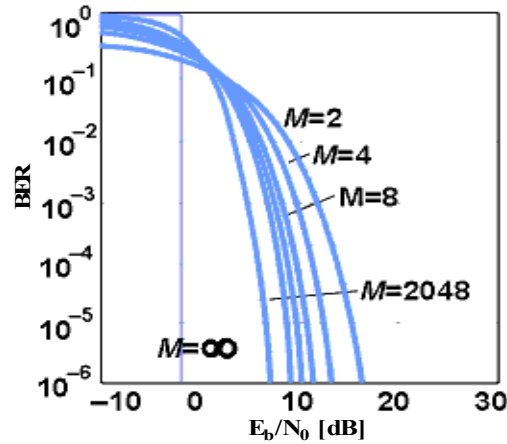
Če so začetne faze enake za vse i , potem je nabor simbolov koherenten. Ponavadi je $\phi = 0^\circ$. Primer MFSK modulatorja in demodulatorja prikazuje Slika 6.3. Modulator je sestavljen iz nabora oscilatorjev različnih frekvenc in multiplekserja, ki glede na n vhodnih bitov določi trenutno frekvenco simbola. Pri demodulaciji sprejeti signal pošljemo preko M korelatorjev. Največja vrednost na izhodu korelatorja pomeni, da je bil najverjetneje oddan ta simbol.



Slika 6.3: MFSK modulator in demodulator

MFSK je modulacija s katero lahko za razliko od drugih modulacij z večanjem števila nivojev izboljšamo odpornost na šum. Omogoča nam zanesljiv prenos kljub visoki prisotnosti šuma. To lahko dosežemo le z uporabo ortogonalnih simbolov. Kot smo videli v poglavju 5.2, morajo biti zato frekvence dveh različnih simbolov medsebojno razmaknjene za $m/2T$. Cena, ki jo plačamo za izboljšanje zmogljivosti, je velika pasovna širina signala. S takšno

modulacijo se teoretično lahko približamo Shannonovi meji (-1,6dB) vendar pri uporabi neskončne pasovne širine. Z večanjem števila simbolov, lahko za enako bitno hitrost prenosa podaljšujemo čas enega simbola. To nam omogoča daljši čas povprečenja posameznega simbola na sprejemni strani, kar izboljša razmerje S/N na izhodu detektorja.



Slika 6.4: BER za MFSK modulacijo na AWGN kanalu pri različnih M in ortogonalnih simbolih

6.3. Večnivojska PSK – MPSK

Frekvenčno učinkovitost lahko izboljšamo tudi z večnivojsko fazno modulacijo. Vsak simbol predstavlja $n = \log_2(M)$ bitov in ga prenesemo z eno od M različnih faz nosilnega signala. Na splošno lahko MPSK modulacijo analitično zapišemo takole:

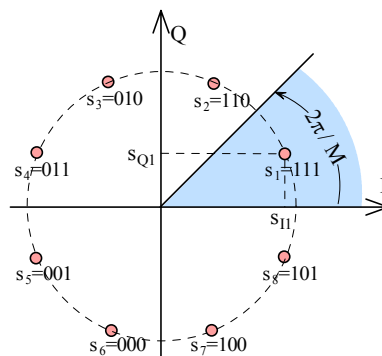
$$s_i(t) = A \cdot \cos[2\pi f_c t + \phi_i(t)], \quad 0 \leq t \leq T, \quad i = 1, \dots, M$$

$$\phi_i = \frac{(2i-1)\pi}{M} \quad (6.3)$$

Z uporabo trigonometričnih enačb lahko zgornjo enačbo zapišemo drugače:

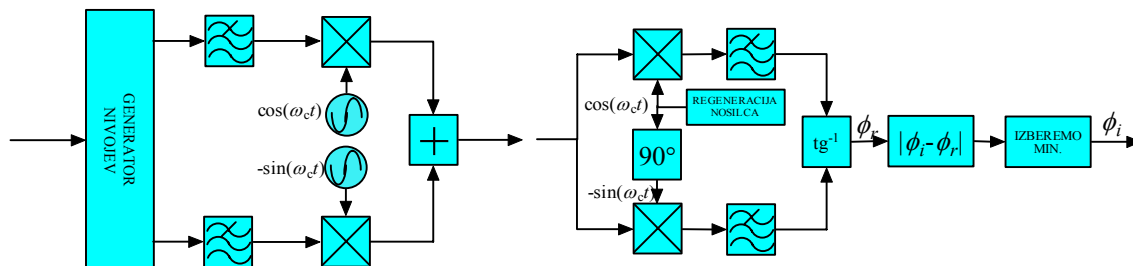
$$s_i(t) = A \cdot \cos \phi_i \cdot \cos 2\pi f_c t - A \cdot \sin \phi_i \cdot \sin 2\pi f_c t \quad (6.4)$$

Iz enačbe je razvidno, da lahko simbole generiramo s pomočjo dveh nosilcev $\cos 2\pi f_c t$ in $\sin 2\pi f_c t$, ki sta medsebojno ortogonalna. Konstelacijski diagram MFSK modulacije bo torej dvodimenzionalen, kjer nam os I predstavlja kosinusno komponento in os Q sinusno komponento signala. Vse točke ležijo na krožnici z amplitudo A in so medsebojno razmaknjene za $2\pi/M$. Primer konstelacijskega diagrama za 8PSK prikazuje Slika 6.5.



Slika 6.5: Konstelacijski digram 8PSK modulacije z Grayevim kodiranjem

MPSK signal je najlažje generirati s kvadraturnim modulatorjem, kjer seštejemo dve amplitudni modulaciji z ortogonalnima nosilcema. Njune napetostne nivoje izračunamo z enačbama: $S_{Ii} = A \cdot \cos \phi_i$ in $S_{Qi} = A \cdot \sin \phi_i$. Pri demodulaciji je potrebna koherentna detekcija, ki zahteva natančno regeneracijo nosilca. Z uporabo dveh korelatorjev lahko neodvisno izločimo obe komponenti simbola (I in Q), nato pa preko inverzne funkcije tangens izračunamo fazo nosilnega signala. Dobljeno vrednost primerjamo z vsemi možnimi fazami simbolov in za pravilno izberemo tisto z najmanjšim odstopanjem. Slika 6.6 grafično prikazuje območje znotraj katerega se lahko nahaja faza nosilnega signala, da bo za preneseni signal izbran simbol s_1 .

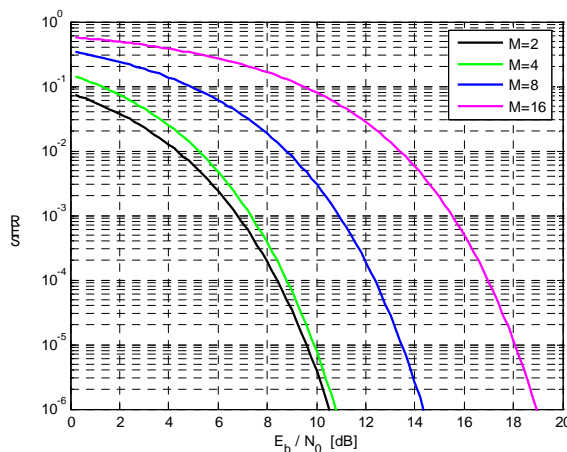


Slika 6.6: MPSK modulator in demodulator

Povečevanje števila možnih stanj oz. faz izboljšuje frekvenčno učinkovitost, vendar postajajo razdalje med simboli vedno manjše, to pa zmanjšuje odpornost modulacije na šum. Poslabšanje je še zelo majhno pri 4PSK modulaciji, kjer so simboli medsebojno ortogonalni, nato pa hitro narašča.

Tako kot pri BPSK modulaciji je tudi tu možna uporaba diferenčnega kodiranja. Vhodni niz zakodiramo tako, da informacijo prenašamo s fazno razliko dveh sosednjih simbolov. Tudi tu obstajata dve možnosti DEMPSK (Differentially Encoded MPSK) in DMPSK. Pri prvi modulaciji je vse popolnoma enako kot prikazuje Slika 6.6, le da vhodne podatke diferenčno zakodiramo, nato jih po demodulaciji na sprejemni strani ponovno dekodiramo. S tem se koherentni detekciji ne izognemo, rešimo le težavo z nepravilnim ujetjem faze (phase ambiguity).

DMPSK modulacija pa omogoča diferenčno koherentno (oz. optimalno nekoherentno) demodulacijo. Kar pomeni da potrebujemo lokalni oscilator z enako frekvenco kot nosilec, faza pa ni pomembna. Moduliranje je enako kot pri DEMPSK, demodulacija pa je malo bolj zapletena. Slabost DMPSK je, da potrebuje za 3dB večje razmerje signal šum za enak BER kot koherentna MPSK, kar je veliko več v primerjavi z binarno PSK. Pri DEMPSK pa poslabšanja BER ni, saj je detekcija kljub kodiranju še vedno koherentna.



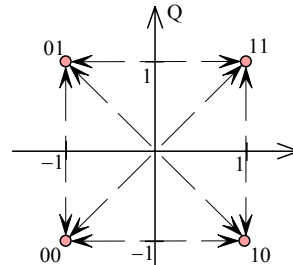
Slika 6.7: BER za MPSK modulacijo na AWGN kanalu pri različnih vrednostih M

6.3.1. QPSK

Od vseh MPSK modulacij se najbolj uporablja 4PSK modulacija oz. kvadraturna PSK (QPSK). To je poseben primer MPSK modulacije, kjer se s povečanjem števila simbolov BER ne poslabša, ostane isti kot pri BPSK modulaciji. Ta dobra lastnost QPSK se skriva v ortogonalnosti nosilcev sinusa in kosinusa, po katerih lahko sočasno in neodvisno prenašamo dve BPSK modulaciji.

QPSK modulacija loči torej štiri različne simbole oz faze, s katerimi lahko prenesemo po dva bita naenkrat (Slika 6.8).

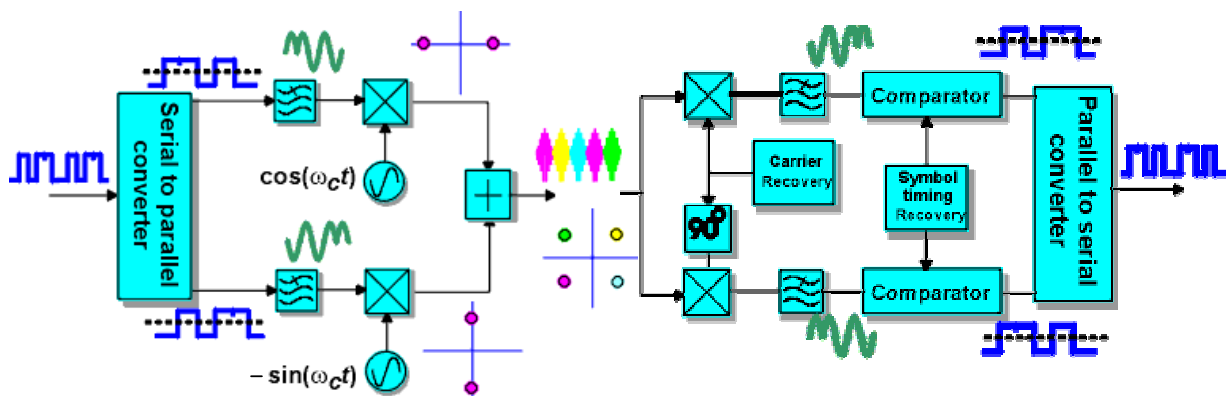
Dibit	Faza ϕ_i	S_{Qi}	S_{Ii}
11	$\pi/4$	+1	+1
01	$3\pi/4$	-1	+1
00	$-3\pi/4$	-1	-1
10	$-\pi/4$	+1	-1



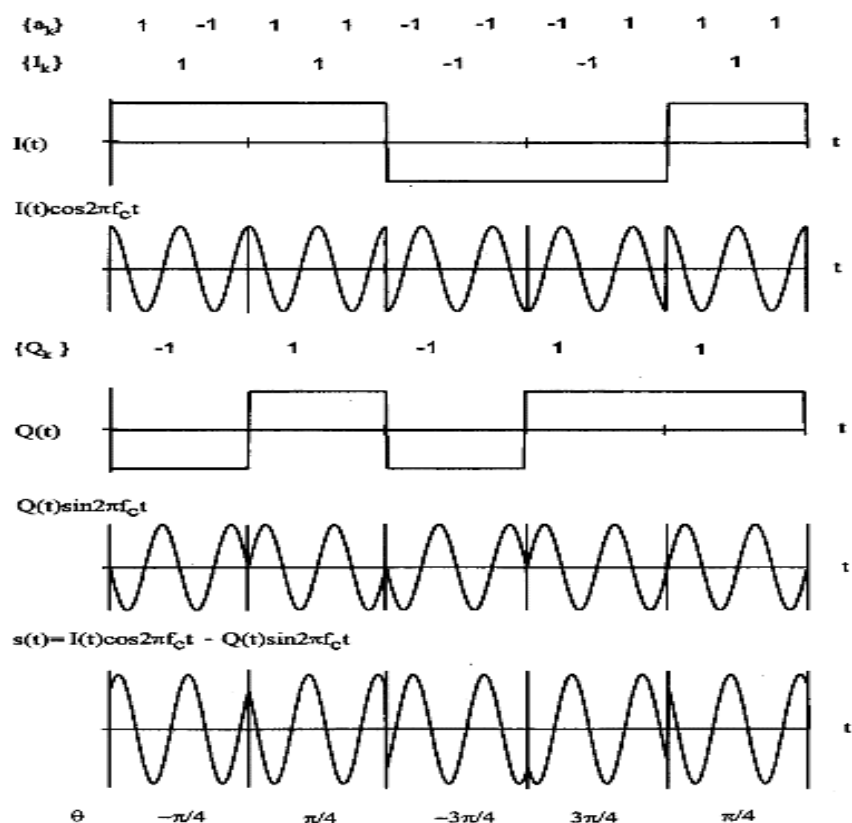
Slika 6.8: Konstelacijski diagram QPSK modulacije

QPSK modulacija ima tako kot BPSK modulacija ravno ovojnico in nezvezne fazne skoke ob spremembi simbola. Možni so vsi prehodi med simboli, kar povzroča maksimalne fazne skoke za 180° . Glede na BPSK modulacijo lahko za enak bitni pretok zmanjšamo simbolno hitrost na polovico. To pomeni, da je prenos podatkov enkrat hitrejši oz. potrebujemo za prenos enkrat manjšo pasovno širino kot pri BPSK modulaciji. Cena, ki jo plačamo za to je kompleksnejši demodulator. Iz konstelacijskega diagrama je lepo razvidno, da so razdalje med simboli manjše, zato se verjetnost simbolne napake poveča. Zanimivo pa je, da bitna napaka v primerjavi z BPSK modulacijo kljub temu ostane nespremenjena.

QPSK modulator in demodulator prikazuje Slika 6.9. Digitalni niz mora biti v NRZ obliki, kjer logično enico prenašamo s pozitivnim pulzom, logično ničlo pa z negativnim pulzom. Vhodni niz najprej razdelimo na dva vzporedna tokova, enega za I in enega za Q kanal, nato ju množimo s sinusnim oz. kosinusnim signalom nosilne frekvence in seštejemo. Vmesne oblike signalov lepo prikazuje Slika 6.10. Pri demodulaciji posebej demoduliramo I in Q, kot dve ločeni BPSK modulaciji. Na koncu združimo obe veji s paralelno serijskim pretvornikom.



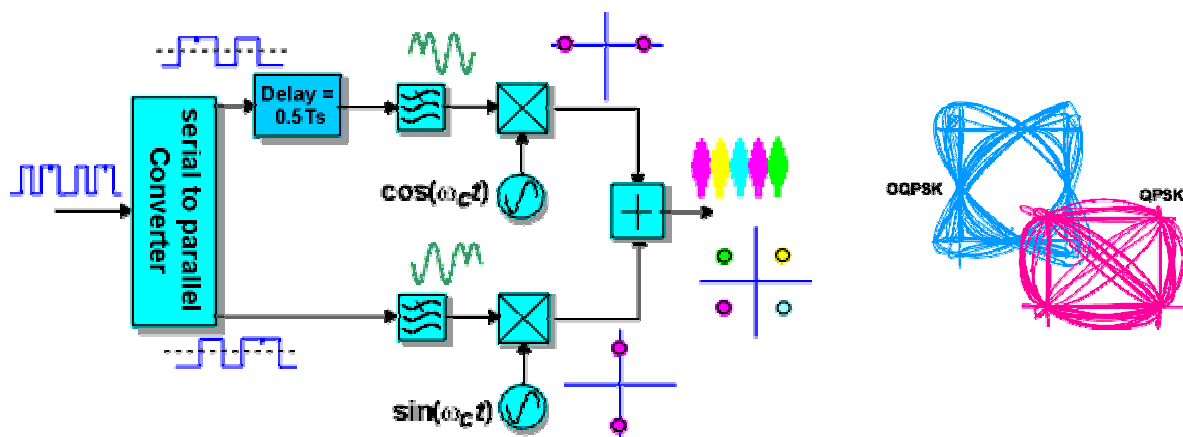
Slika 6.9: QPSK modulator in demodulator



Slika 6.10: Generiranje QPSK signala

6.3.2. QPSK z zamikom – Offset QPSK

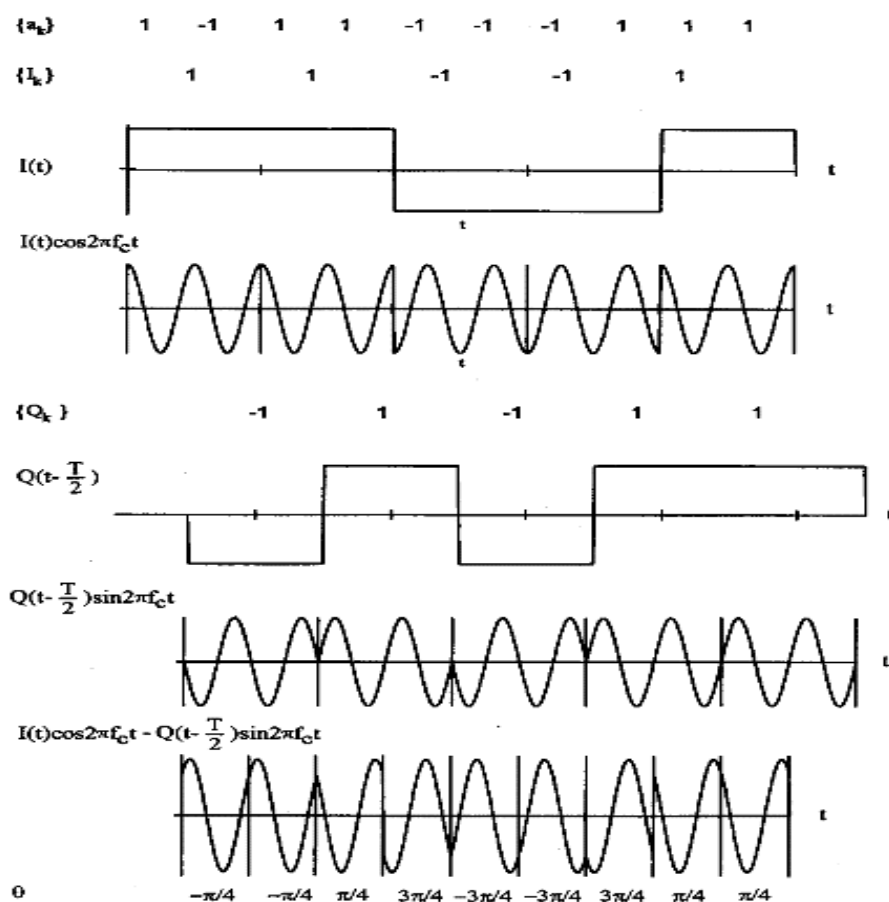
OQPSK modulacija je v osnovi popolnoma enaka QPSK modulaciji, razlikuje se le v tem, da eno od vej (I ali Q) zakasnimo za eno bitno periodo vhodnega niza oz. polovico simbolne periode T_b (Slika 6.11). Ta zakasnitev ne vpliva ne na spekter signala in ne na odpornost na šum, zato oboje ostane enako kot pri QPSK modulaciji.



Slika 6.11: OQPSK modulator

Postopne faze generiranja OQPSK signala nazorno prikazuje Slika 6.12. Opazimo lahko, da ima OQPSK signal sedaj periodo kar enako vhodni bitni periodi T_b . Ob vsakem prehodu simbola se v paru (I_k, Q_k) spremeni le en bit, zato se lahko faza spremeni le za 0° ali $\pm 90^\circ$, za razliko od QPSK, kjer je možen tudi skok za 180° . Takšen prehod povzroči, da pade ovojnica signala v trenutku na nič, kar povečuje razmerje maksimalne moči proti povprečne moči

modulacije (PAPR – Peak to Average Power Ratio). To razmerje je zelo pomembno pri izbiranju ojačevalnika za nek prenosni sistem. Težavam bi se lahko izognili, če bi imeli na voljo ustrezne linearne ojačevalnike, vendar običajno to ni mogoče. Prehod signala z velikim PAPR preko nelinearnega ojačevalnika povzroči nelinearna popačenja, kar se kaže kot povečanje spektralnih komponent v stranskih snopih spektra signala. To pa predstavlja motnjo za sosednje prenosne kanale. Z OQPSK modulacijo smo dosegli, da ovojnica ne bo nikoli prečkala ničle, s čimer smo zelo zmanjšali težave z nelinearnim popačenjem.



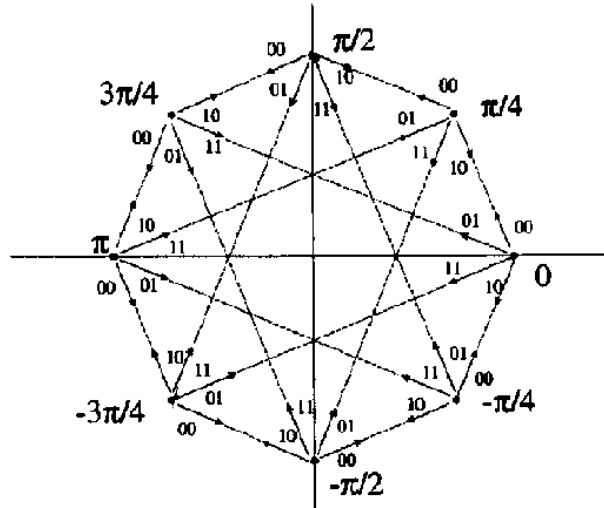
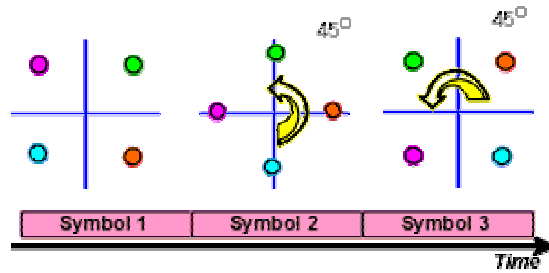
Slika 6.12: Generiranje OQPSK signala

6.3.3. $\pi/4$ QPSK

Slabost OQPSK modulacije je, da ne omogoča diferenčnega kodiranja in dekodiranja. V praksi se je zato bolj uveljavila $\pi/4$ QPSK modulacija, ki poleg izločitve faznih skokov za 180° , omogoča tudi to. Zelo je primerna za mobilne komunikacije in je bila sprejeta v standardu za digitalno celično telefonijo v ZDA in na Japonskem.

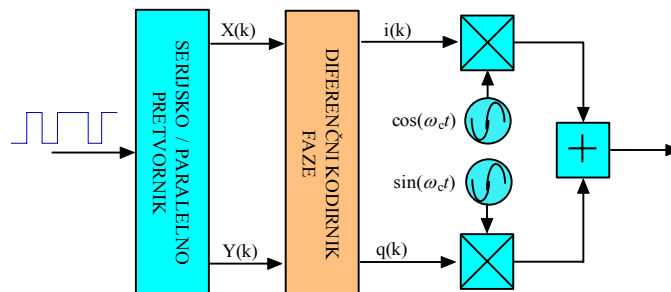
$\pi/4$ QPSK modulacija je zelo podobna diferenčno kodirani QPSK modulaciji, le da so pravila kodiranja nekoliko spremenjena. Vsaka kombinacija vhodnih dabitov povzroči spremembo faze za D_Φ , ki je večkratnik $\pi/4$. Fazni prehodi so neodvisni od trenutne faze nosilca, njihova maksimalna vrednost pa je enaka $3\pi/4$. Vsi možni fazni prehodi so podani v tabeli in grafično na sliki 6.13. Konstelacijski diagram loči osem različnih faz, vendar je potrebno poudariti, da so v vsakem trenutku možni le štirje fazni prehodi. Razdelimo ga lahko na dva QPSK konstelacijska diagrama, ki sta medsebojno zamaknjena za $\pi/4$. Tako se lihi simboli prenesejo s prvim konstelacijskim diagramom, sodi pa z drugim.

Dibit	D_Φ
00	$\pi/4$
01	$3\pi/4$
11	$-3\pi/4$
10	$-\pi/4$



Slika 6.13: Konstelacijski diagram $\pi/4$ QPSK modulacije

$\pi/4$ QPSK kodirnik prikazuje Slika 6.14. Vhodni bitni niz razdelimo na dva vzporedna tokova s polovično hitrostjo, nato ju z diferenčnim kodirnikom zakodiramo tako, da zadostimo tabeli na sliki 6.13. Pri demodulaciji lahko poleg standardne koherentne detekcije, uporabimo tudi diferenčno koherentno demodulacijo, ki ima za 2 do 3 dB slabšo zmogljivost.



Slika 6.14: $\pi/4$ QPSK modulator

6.3.4. Modulacija z minimalnim skokom - MSK

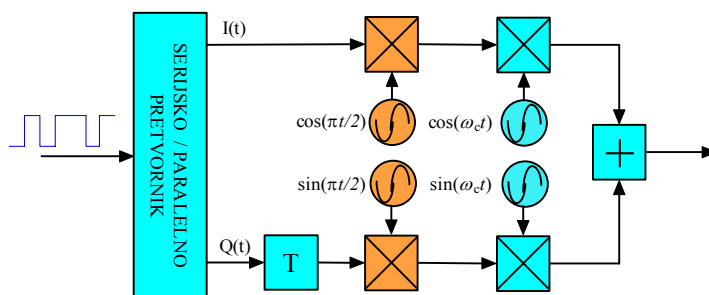
Modulacija z minimalnim skokom je izpeljanka OQPSK modulacije in sicer tako, da impulze v I in Q veji pred množenjem z nosilcem oblikujemo s polovičnim kosinusom oz. sinusom periode $4T$ (Slika 6.15). Prenášani MSK signal ima torej naslednjo obliko:

$$s(t) = A \cdot I(t) \cdot \cos(2\pi/4T) \cdot \cos 2\pi f_c t + A \cdot \sin(2\pi/4T) \cdot \sin 2\pi f_c t \quad (6.5)$$

če je T , perioda vhodnega bitnega niza.

Za boljše razumevanje si pogledjmo oblike signalov za konkretni primer (Slika 6.16). Graf *a* prikazuje bitni niz $I(t)$, katerega perioda je $2T$. Ta signal pomnožimo s kosinusno funkcijo periode $4T$ (graf *b*). Na koncu tako utežen niz simbolov (*c*), še moduliramo z nosilnim

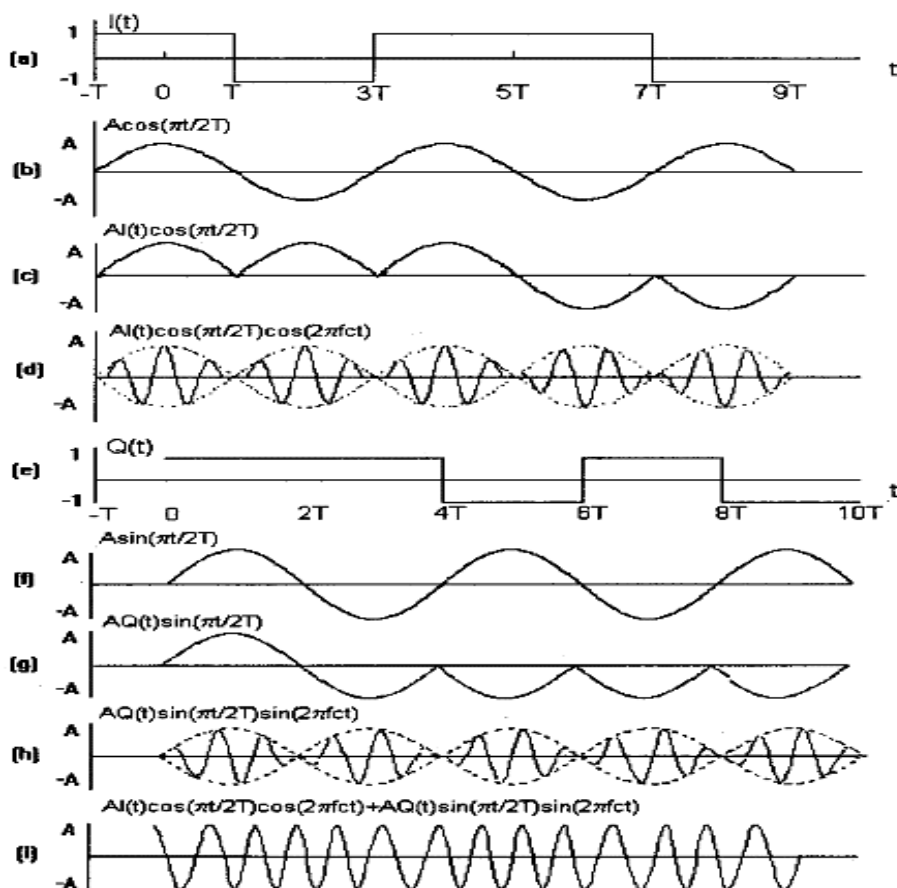
signalom (*d*). Dualno naredimo tudi v veji Q, le da je tu vse zakasnjeno za periodo T (grafi *e-h*). Na koncu seštejemo signala *d* in *h*, kar nam da MSK signal (*i*).



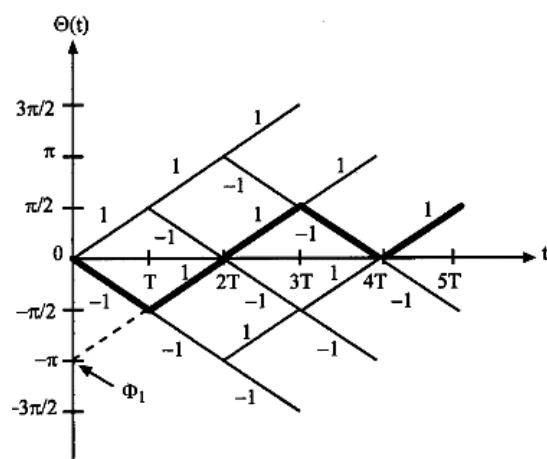
Slika 6.15: MSK modulator

Če pogledamo njegove lastnosti, hitro lahko ugotovimo, da ima ravno ovojnico, nima nobenih faznih skokov kot naprimer QPSK ali OQPSK. MSK zato uvrščamo med modulacije z zvezno fazo (CPM). Faza MSK signala se v času ene periode T spreminja linearno s časom. Če je vhodni bit '1', se faza poveča za $\pi/2$, če je '0', se zmanjša za $\pi/2$. Fazni prehodi večji od $\pi/2$ v času ene periode niso možni (Slika 6.17).

MSK modulacijo lahko interpretiramo tudi kot BFSK modulacijo z zvezno fazo. Kadar se kazalec vrta v nasprotni smeri urinega kazalca potem ima trenutni simbol enak frekvenco $f_c + 1/(4T)$, če se vrta v smeri urinega kazalca, pa $f_c - 1/(4T)$. Modulacijski indeks takšne modulacije bo enak 0.5, kar pa predstavlja minimum, ki še omogoča, da sta simbola medsebojno ortogonalna. Odtod tudi izhaja ime modulacija z minimalnim skokom.



Slika 6.16: Generiranje MSK signala

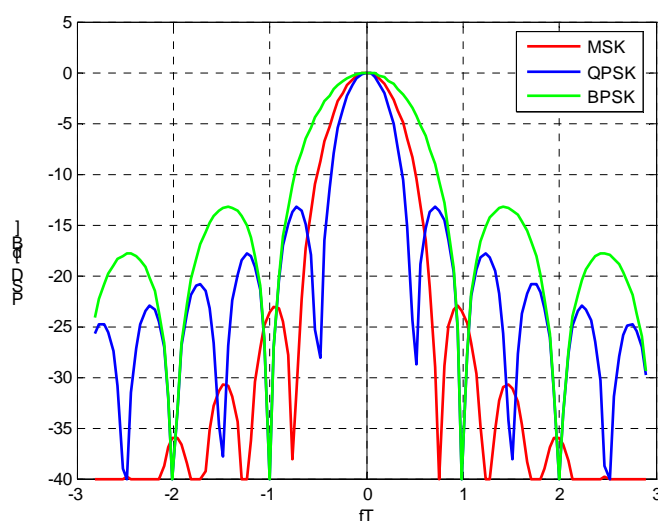


Slika 6.17: MSK fazno drevo

Spekter MSK signala prikazuje Slika 6.18, kjer sta za primerjavo narisana še spektra QPSK in BPSK modulacije. Vse tri modulacije imajo ravno ovojnico, zato so odporne na nelinearna popačenja ojačevalnika. Vendar lahko opazimo, da so širine njihovih glavnih frekvenčnih pasov različne, ter da moč v stranskih pasovih upada različno hitro. Najožji glavni pas ima QPSK modulacija, medtem ko ima BPSK enkrat širšega. MSK se nahaja nekje vmes. Prve ničle pri BPSK, MSK in QPSK so pri normiranih frekvencah fT je 1.0, 0.75 ter 0.5. Torej bo pasovna širina ničla-ničla enaka $2R_b$ za BPSK, $1.5R_b$ za MSK in $1R_b$ za QPSK.

Če na grafu opazujemo upadanje moči izven glavnega pasu ugotovimo, da najhitreje upada MSK. Ta lastnost je zelo pomembna, saj to določa kako blizu se lahko nahaja naslednji prenosni kanal. Z numeričnim računanjem lahko izračunamo pasovno širino znotraj katere se nahaja 90% (99%) moči posamezne modulacije. Daleč najhitreje upada moč MSK modulacije, 99% moči se nahaja v pasu $1,2R_b$, kar pa lahko še dodatno izboljšamo, s predhodnim filtriranjem vhodnih impulzov (GMSK-poglavje 6.4). Rezultate prikazuje spodnja tabela:

	B_0	$B_{90\%}$	$B_{99\%}$
BPSK	$1,0 R_b$	$1,7 R_b$	$20 R_b$
MSK	$0,75 R_b$	$0,76 R_b$	$1,2 R_b$
QPSK	$0,5 R_b$	$0,8 R_b$	$10 R_b$



Slika 6.18: Spekter MSK signala

6.4. Modulacija z zvezno fazo

CPM signal je definiran takole:

$$s(t) = A \cdot \cos(2\pi f_c t + \Phi(t, \mathbf{a})), \quad -\infty \leq t \leq \infty \quad (6.6)$$

Amplituda takega signala je konstantna. Do sedaj smo pri vseh modulacijah signal definirali samo na intervalu ene periode, tu pa je signal podan za celotno časovno os. To je zaradi zvezne, časovno spremenljive faze $\Phi(t, \mathbf{a})$, ki je ponavadi odvisna od več kot samo enega simbola. Prenašana sekvenca $\mathbf{a} = \{a_k\}$ se torej skriva v celotni fazi:

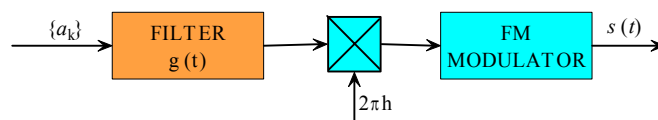
$$\Phi(t, \mathbf{a}) = 2\pi h \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k q(t - kT) \quad (6.7)$$

$$q(t) = \int_{-\infty}^t g(\tau) d\tau$$

a_k je binaren NRZ signal, v primeru, da gre za večnivojske modulacije pa lahko zasede vrednosti: $\pm 1, \pm 3, \dots, \pm(M-1)$, kjer je M ponavadi potenca števila 2. Faza je sorazmerna modulačijskemu indeksu h . Fazna funkcija $q(t)$ skupaj z modulačijskim indeksom in vhodnimi podatki a_k določajo, kako se bo s časom spreminjala faza nosilca. Odvod funkcije $q(t)$ je funkcija $g(t)$, ki določa obliko frekvenčnega impulza. $g(t)$ je ponavadi zvezen impulz na intervalu $0 \leq t \leq LT$, izven tega območja pa je enak nič. Če je $L \leq 1$ potem govorimo o impulzu s polnim odzivom, če je $L > 1$, pa o impulzu z delnim odzivom, saj se v času ene simbolne periode nahaja le del impulza.

Modulačijski indeks h lahko v splošnem zasede poljubno realno število. Za detekcijo z največjo verjetnostjo pa moramo za h izbrati neko razumno število, da bo imela modulacija končno število faznih stanj.

Shema neposrednega CPM modulatorja prikazuje Slika 6.19. Vhodno podatkovno sekvenco $\{a_k\}$ najprej pošljemo preko oblikovnega filtra in množilnika, da dobimo frekvenčni impulz z obliko $2\pi h a_k g(t - kT)$. Ta impulz moduliramo s frekvenčnim modulatorjem, ki proizvede želeno fazo $\Phi(t, \mathbf{a})$. Frekvenčni modulator moramo uporabiti namesto faznega, ker imamo na vходу frekvenčne impulze $g(t)$ in ne fazne impulze $q(t)$. Za frekvenčni modulator največkrat uporabimo kar napetostno krmiljeni oscilator VCO.



Slika 6.19: CPM modulator

6.4.1. Različne oblike impulzov

Z izbiro različnih oblik impulzov $g(t)$, spreminjanjem modulačijskih indeksov h in velikostjo simbolnega nabora M je možno dobiti kar nekaj različnih CPM modulacij. Nekaj najbolj pogostih oblik impulzov $g(t)$ in pripadajočih $q(t)$ prikazuje Slika 6.20. Časovna os je normirana z osnovno periodo T .

Prvi graf uvrščamo v skupino LREC, kjer so impulzi pravokotni dolžine L . Naprimer 3REC ima $L = 3$. $g(t)$ za LREC lahko zapišemo z enačbo:

$$g(t) = \begin{cases} \frac{1}{2LT}, & 0 \leq t \leq LT \\ 0, & \text{drugje} \end{cases} \quad (6.8)$$

1REC je le poseben primer iz te skupine, ki jo največkrat opišemo kot CPFSK modulacijo. Če postavimo dodatno omejitev, da je $M=2$ (binarne modulacije), in da je modulaijski indeks $h=0.5$, potem 1REC postane MSK modulacija (poglavje 6.3.4). Funkcija faze pri pravokotnem impulzu je linearna in doseže maksimum na koncu periode.

Naslednji graf prikazuje dvignjeni kosinusni impulz definiran na intervalu $[0, 3T]$. Faza $q(t)$ na istem intervalu narašča nelinearno in doseže maksimum v $3T$. Takšen impulz uvrščamo v skupino dvignjenih kosinusnih impulzov različnih dolžin (LRC), katere v splošnem lahko zapišemo:

$$g(t) = \begin{cases} \frac{1}{2LT} \left[1 - \cos\left(\frac{2\pi t}{LT}\right) \right], & 0 \leq t \leq LT \\ 0, & \text{drugje} \end{cases} \quad (6.9)$$

Naslednja podobna skupina impulzov so spektralno dvignjeni kosinusi dolžine L (LSRC). V časovnem prostoru je impulz definiran na intervalu $[-\infty, \infty]$, vendar se večina energije nahaja v območju $[-2T, 2T]$. V splošnem lahko impulz $g(t)$ zapišemo:

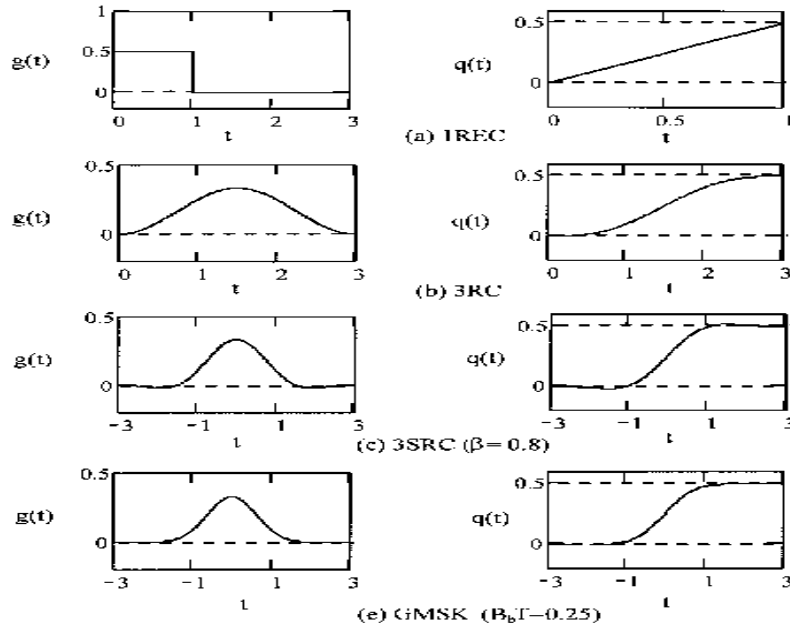
$$g(t) = \frac{1}{LT} \frac{\sin\left(\frac{2\pi t}{LT}\right) \cos\left(\beta \frac{2\pi t}{LT}\right)}{\frac{2\pi t}{LT} 1 - \left(\frac{4\beta t}{LT}\right)^2}, \quad 0 \leq \beta \leq 1 \quad (6.10)$$

Vhodne impulze pogosto oblikujemo tudi z Gaussovimi filtrom, ki se uporablja pri GMSK modulaciji. Njegove lastnosti so podobne kot pri LSRC impulzu in ima $g(t)$ z naslednjo obliko:

$$g(t) = \frac{1}{2T} \left[Q\left(2\pi B_b \frac{t-T/2}{\sqrt{\ln 2}}\right) - Q\left(2\pi B_b \frac{t+T/2}{\sqrt{\ln 2}}\right) \right], \quad 0 \leq B_b T \leq 1 \quad (6.11)$$

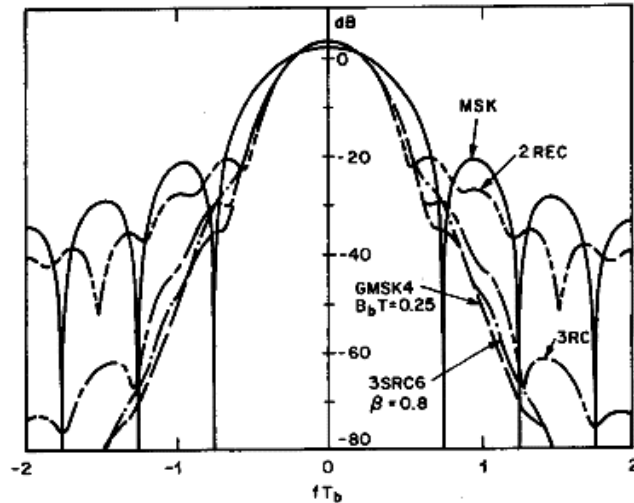
kjer B_b predstavlja 3dB pasovno širino Gaussovega impulza. Manjši kot bo produkt $B_b T$, ožji bo spekter bo spekter modulacije.

Ker je dolžina frekvenčnih impulzov pri SRC in GMSK neskončna, jih moramo vedno omejiti na neko končno dolžino.



Slika 6.20: Različne oblike frekvenčnih impulzov

Sedaj si pogledjmo še rezultate oblikovanja impulzov v frekvenčnem prostoru (Slika 6.21). Graf prikazuje frekvenčne spektre štirih binarnih CPM modulacij pri uporabi različno oblikovanih impulzov z modulačijskim indeksom 0.5, v primerjavi z MSK modulacijo. Številka 4 pri GMSK in 6 pri SRC povesta, da smo dolžino impulza $g(t)$ omejili simetrično na dolžino 4 oz. 6 simbolov. Vidimo, da imajo vse štiri modulacije boljši spekter kot MSK, saj pri vseh z naraščanjem frekvence spekter hitreje upada. Glede na rezultate lahko sklepamo, da daljši kot bo $g(t)$ in bolj ko bo gladka njegova oblika, ožji bo močnostni spekter, pri enakem h in M .



Slika 6.21: Frekvenčni spektri različnih CPM modulacij

6.5. Kvadratura amplitudna modulacija - QAM

Do sedaj smo obravnavali le modulačijske postopke, kjer smo spreminjali le eno veličino nosilnega signala, amplitudo, fazo ali frekvenco. Logično nadaljevanje razvoja modulacij je spreminjanje več veličin hkrati. Ena takšnih modulacij je kvadratura amplitudna modulacija (QAM), kjer posamezni simbol iz celotnega nabora M simbolov določimo z amplitudo (A_i) in fazo (ϕ) nosilnega signala:

$$s_i(t) = A_i \cdot \cos[2\pi f_c t + \phi_i] \quad i = 1, 2, \dots, M \quad (6.12)$$

Podobno kot pri MPSK modulaciji lahko QAM signal zapišemo kot linearno kombinacijo dveh ortogonalnih signalov, sinusa in kosinusa.

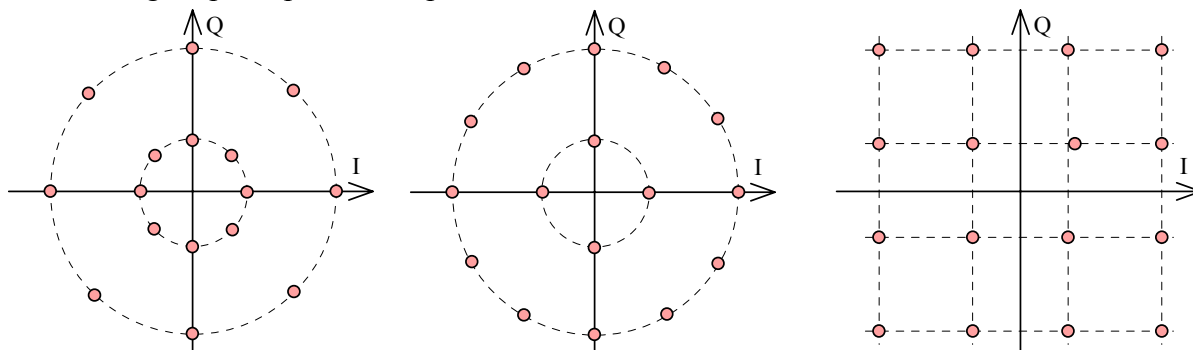
$$s_i(t) = A_i \cdot \cos \phi_i \cdot \cos 2\pi f_c t - A_i \cdot \sin \phi_i \cdot \sin 2\pi f_c t \quad (6.13)$$

Tudi tu je najbolj nazorno predstaviti modulacijo grafično v konstelacijskem diagramu, kjer os I predstavlja $\cos 2\pi f_c t$, os Q pa $\sin 2\pi f_c t$. Različne tipe QAM konstelacijskih diagramov prikazuje Slika 6.22. Pri prvem so točke razporejene na koncentrične kroge, na katerih je enakomerno razporejenih enako število simbolov. Imenujemo ga tudi zvezda. Opazimo lahko, da so točke na notranjih krogih bistveno bolj skupaj, zato jih težje ločimo in prihaja do večjega števila napak. To so izboljšali pri tipu 2, kjer je število simbolov na krogu izbrano tako, da so razdalje med simboli povsod približno enake velike.

Pri načrtovanju konstelacijskega diagrama, moramo upoštevati naslednje parametre:

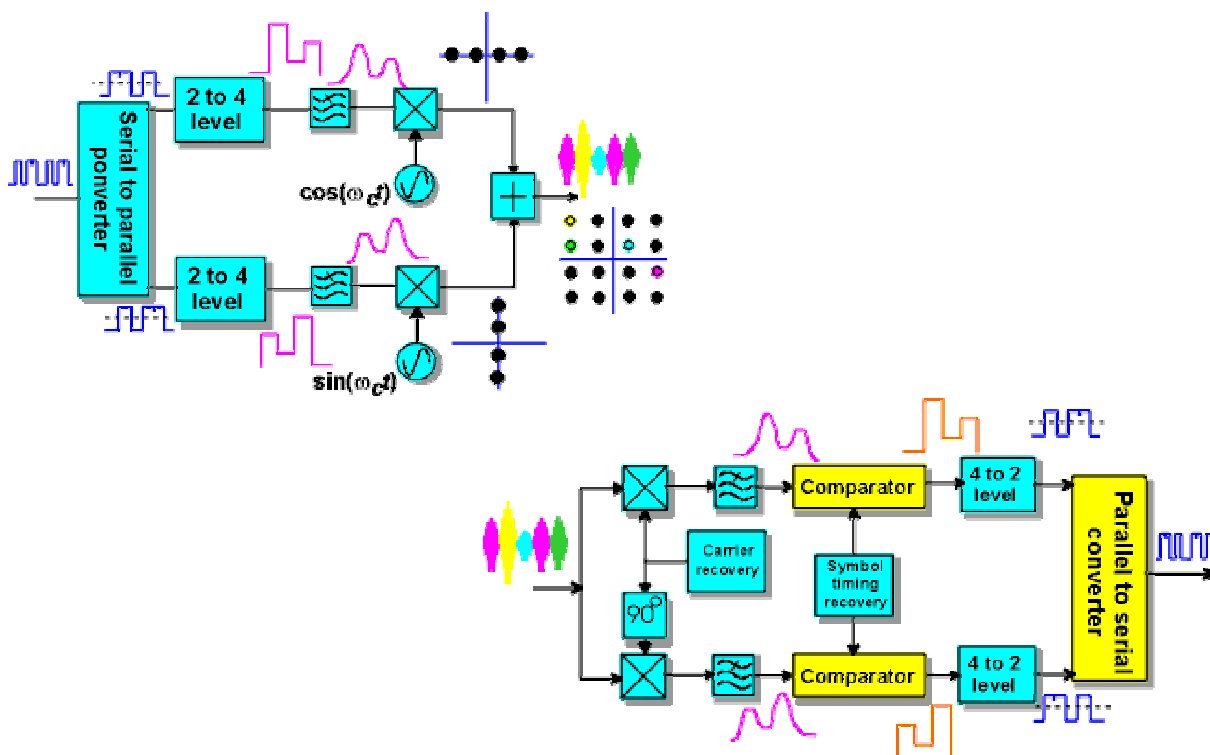
- Minimalna Evklidska razdalja d_{\min} med simboli, ki naj bo čim večja, saj je od nje odvisno razmerje SER.

- Fazna razlika med simboli, ki naj bo tudi čim večja, zaradi boljše odpornosti na tresenje, slabe regeneracije ali zamik faze.
- Povprečna moč simbolov, ki pa naj bo čim manjša.
- Razmerje maksimalne proti povprečni moči simbolov, ki predstavlja odpornost sistema na nelinearna popačenja ojačevalnikov. Želimo, da je čim bližje vrednosti 1.
- Kompleksnost realizacije sistema.
- Drugo, npr. odpornost na presih,...



Slika 6.22: Različni primeri QAM konstelacijskih diagramov

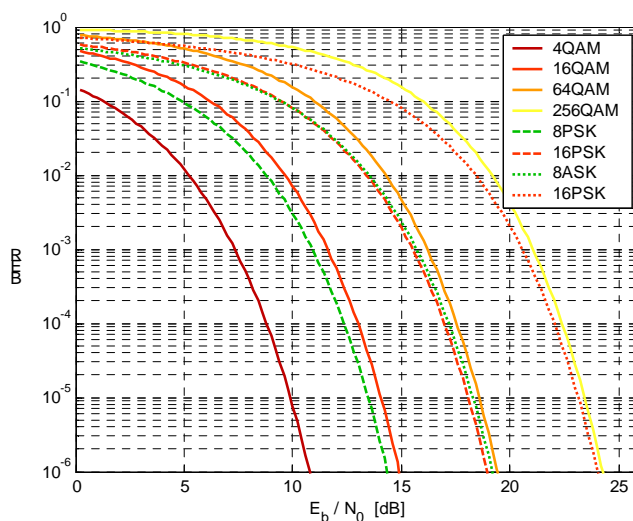
Prednost zvezdastega konstelacijskega diagrama je v tem, da ga je možno diferenčno zakodirati, zato je primeren za uporabo na mobilni kanalih. V praksi pa se največ uporablja kvadratni konstelacijski diagram, saj se po zmogljivosti lahko primerja s tipom 2 in je bistveno bolj preprost za realizacijo. Naredimo ga lahko z vsoto dveh MASK modulacij. Najbolj preprosta QAM modulacija je 4QAM, ki je kar enaka QPSK modulaciji. QAM modulator je skoraj identičen MPSK modulatorju, saj ste oba kvadraturna. Razlikujeta se le v generiranju napetostnih nivojev v posamezni veji. Za primer si pogledjmo 16QAM modulator-demodulator (Slika 6.23).



Slika 6.23: 16QAM modulator in demodulator

Takšna oblika modulatorja je primerna za poljubno vrednost M . S serijsko-paralelnim pretvornikom, vhodni niz razdelimo v dva tokova. Nato združujemo ustrezno število bitov, tako da dobimo \sqrt{M} različnih napetostnih nivojev. Sledi oblikovanje impulzov za ožji spekter modulacije, nakar sledi množenje z nosilnim signalom in seštevanje. Pri koherentni demodulaciji uporabimo dva korelatorja, nato pa različne napetostne nivoje po dualni poti pretvorimo nazaj v bitni niz.

Če bi primerjali konstelacijska diagrama PSK in QAM modulacije pri enaki povprečni moči na simbol bi ugotovili, da so simboli pri QAM skoraj za polovico bolj razmaknjeni kot pri PSK. Pri QAM imamo simbole razporejene po celotni I-Q ravnini, medtem ko se pri PSK modulaciji nahajamo izključno na krožnici. QAM modulacija je zato bolj odporna na šum, kar dokazujejo tudi BER krivulje (Slika 6.24). Če primerjamo 16QAM in 16PSK ugotovimo, da je razlika približno 4dB, medtem ko so rezultati 16ASK še veliko slabši. Res pa je, da je maksimalna moč simbola QAM modulacije večja od tiste pri PSK, da signal nima ravne ovojnice in, da se moramo pri detekciji boriti tako z amplitudnim kot faznim popačenjem kanala.



Slika 6.24: BER za kvadratno MQAM v primerjavi z MASK in MPSK

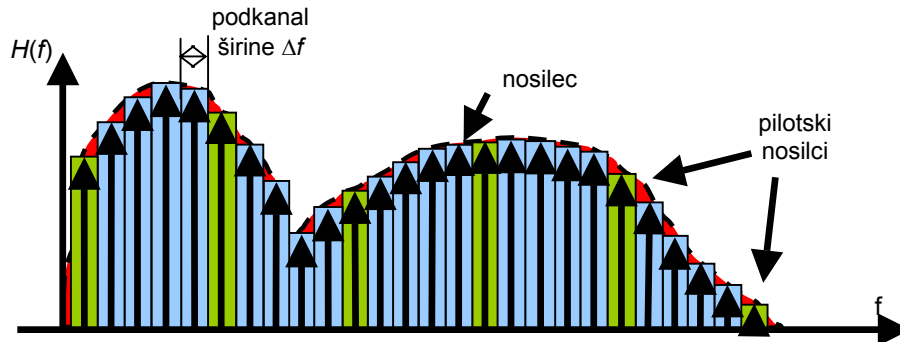
7. Ortogonalno frekvenčno multipleksiranje – OFDM

OFDM (Orthogonal Frequency-Division Multiplexing) je večkanalna modulacija, ki dodeljeno pasovno širino razdeli v več vzporednih podkanalov oz. podnosilcev (Slika 7.1), tako da lahko sočasno prenašamo več različnih simbolov. Širina posameznega podkanala Δf mora biti tako ozka, da je njegova karakteristika čim bolj konstantna, nato lahko na relativno preprost način izločimo tako intersimbolno interferenco (ISI) kot interferenco med nosilci (ICI).

Začetki večkanalnih sistemov (FDM) segajo v petdeseta leta prejšnjega stoletja. Ideja o ortogonalnem FDM prenosu se je porodila 20 let kasneje, vendar je koncept zaradi praktičnih razlogov ostal le na papirju vse do leta 1980, ko so vpeljali uporabo diskretne Fourierove transformacije in ciklične predpone. OFDM je spektralno zelo učinkovit in je zaradi svojih lastnosti zelo primeren za prenos po disperzijskem kanalu.

Leta 1995 je bila razvita podobna večkanalna modulacija za statične kanale (x-DSL) imenovana DMT (Discrete Multitone) modulacija, ki omogoča prenos različnega števila bitov preko enega podkanala. Karakteristika prenosnega podkanala je tu oddajniku znana, zato lahko na podkanalu z boljšim razmerjem signal/šum uporabi modulacijo z več nivoji kot na

podkanalu s slabim SNR, s čimer lahko zelo povečamo pretok skozi kanal. Radijski kanal se stalno spreminja, zato takšen način prenos ni možen. Uporaba kodiranja za vnaprejšnje popravljanje napak (FEC-Forward Error Correcting) je zato nujno potrebna. Tak sistem imenujemo kodirani OFDM (COFDM). Z uporabo prepletanja med nosilci, lahko močni nosilci pomagajo šibkim.



Slika 7.1: Dodeljeno pasovno širino razdelimo na več enakih podkanalov

OFDM ima tudi slabe lastnosti. Ker celoten frekvenčni pas razdelimo na večje število relativno ozkih pasov, je zelo občutljiv na frekvenčne spremembe. Poleg tega moramo za ohranjanje ortogonalnosti med nosilci, uporabljati linearne ojačevalnike. Dodatne težave povzroča še veliko razmerje PAPR OFDM signala.

7.1. OFDM modulator in demodulator

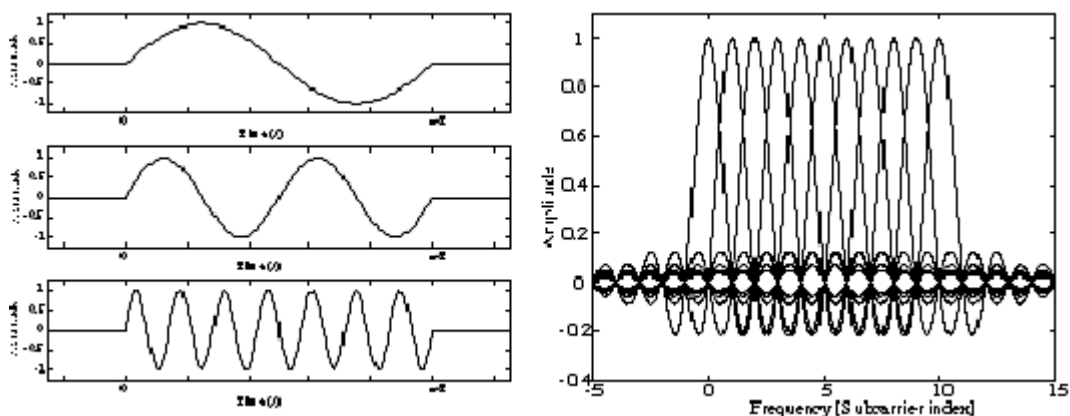
Vsakemu podakanalu lahko dodelimo nosilno frekvenco:

$$F_k(t) = e^{2\pi f_{ck} t}, \quad k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (7.1)$$

kjer je f_{ck} centralna frekvenca k -tega podkanala. Če za simbolno hitrost $1/NT$ določimo tako vrednost, da bo enaka razmiku med kanali (Δf), potem bodo nosilci na intervalu T medsebojno ortogonalni, neglede na njihovo medsebojno fazo.

$$f_k = \frac{k}{NT} \quad (7.2)$$

Nosilci se nahajajo zelo skupaj, zato je OFDM prenos frekvenčno zelo učinkovit. Spektri nosilcev se celo prekrivajo, vendar tako, da se med seboj ne motijo (Slika 7.2).



Slika 7.2: Nosilci so medsebojno ortogonalni, njihovi spektri se prekrivajo

Če vsakega od N vhodnih kompleksnih podatkovnih simbolov X_k , $k = 0, 1, \dots, N-1$ (ponavadi so vzeti iz PSK ali QAM konstelacije) moduliramo s pripadajočo nosilno frekvenco dobimo OFDM simbol dolžine NT :

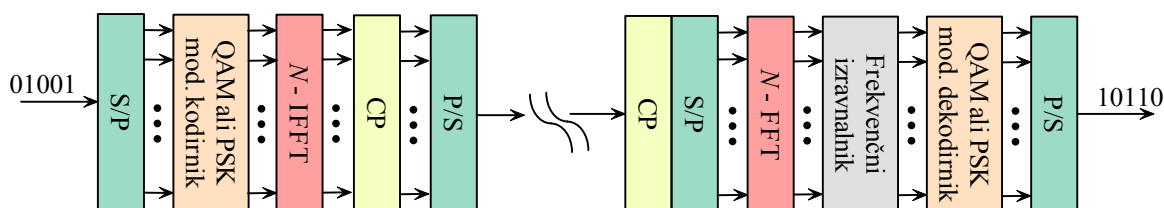
$$s(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X_k F_k(t), \quad 0 < t < NT \quad (7.3)$$

Zgornja enačba predstavlja idealen OFDM signal, ki bi ga lahko generirali z naborom oscilatorjev, kar pa je pri malo večjih vrednostih N praktično neizvedljivo. V praksi se zato poslužujemo inverzne diskretne Fourierove transformacije (IDFT), s čimer dosežemo skoraj enak učinek. Za čas T razmaknjene vzorce sofazne in kvadraturene komponente OFDM signala lahko zapišemo takole:

$$s(nT) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{j2\pi kn/N}, \quad 0 \leq n \leq N-1 \quad (7.4)$$

kar predstavlja IDFT signala X_k . Torej lahko za demodulacijo OFDM signala uporabimo DFT. V praksi ponavadi DFT implementiramo kot hitri Fourierov transform – FFT.

Par modulator in demodulator prikazuje Slika 7.3, kjer vhodni digitalni signal najprej razdelimo na N vhodnih nizov, nato pa vsak niz pretvorimo v QAM ali pa PSK simbole. Takšen kompleksen signal pretvorimo v časovnega z inverznim FFT ter mu dodamo ciklično predpono. Zakaj je to potrebno bomo videli v nadaljevanju. Digitalni signal moramo za prenos po analognem kanalu najprej interpolirati in pretvoriti v analogen signal z D/A pretvornikom. Pri demodulaciji poteka vse dualno, dodaten je le frekvenčni izravnalnik, kjer signal množimo z inverzno karakteristiko kanala.



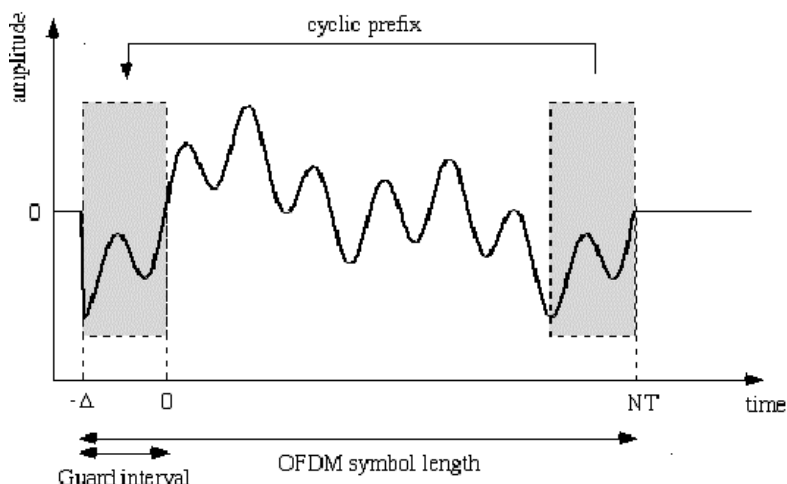
Slika 7.3: OFDM modulator in demodulator

7.2. Lastnosti OFDM signala

Pri prenosu po radijskem kanalu se signal širi po več poteh. To pa poruši ortogonalnost med nosilci in povzroči medsebojno interferenco (ICI). Poleg tega pa pride tudi do prekrivanja zaporednih OFDM simbolov, kar imenujemo intersimbolna interferenca (ISI). Tej se izognemo, če pred vsak simbol vrinemo prazen interval, ki mora biti večji od največje zakasnitve na kanalu. Če namesto praznega intervala pred simbol vrinemo ciklično predpono (varovalni interval) kot prikazuje Slika 7.4, lahko poleg ISI izločimo tudi ICI. Sedaj lahko vplive presiha preprosto izločimo s frekvenčnim izravnalnikom. Potrebno je poznavanje frekvenčne karakteristike kanala, ki se na radijskem kanalu stalno spreminja. Pogosto se v ta namen uporabi pilotske nosilce (Slika 7.1), na katerih prenašamo znan signal. Iz sprejetih vrednosti izračunamo ojačanje pilotskega simbola, nato pa s pomočjo interpolacije določimo še ojačanja za vse ostale podkanale.

Tako ciklična predpona kot pilotski nosilci zahtevajo dodatno energijo, obenem pa zmanjšujejo celotno bitno hitrost sistema. Dolžina varovalnega intervala ter število pilotskih nosilcev je zato potrebno izbrati čim bolj racionalno. Naprimer v standardu 802.16 je za

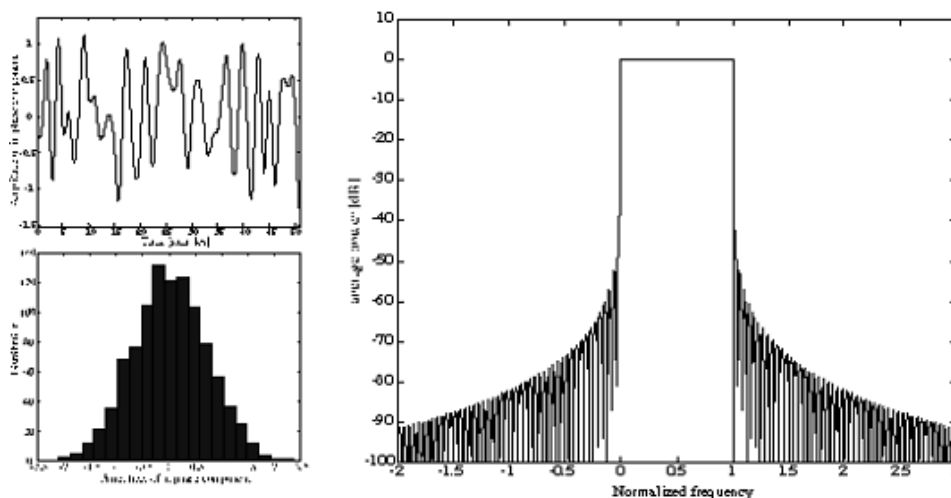
256 OFDM predlaganih 8 pilotskih nosilcev in štiri različne dolžine varovalnih intervalov: 1/4, 1/8, 1/16 in 1/32 OFDM simbola.



Slika 7.4: Dodajanje ciklične predpone OFDM simbolu

Za OFDM sistem so najbolj pomembni štirje parametri: število nosilcev N , pasovne širine posameznega podnosilca $1/NT$, celotna pasovna širina $B \approx 1/T$ ter varovalni čas Δ . Vsi so medsebojno povezani. Ciklična predpona mora predstavljati čim manjši delež OFDM simbola, da zmanjšamo izgubo v SNR (oz. bitnem pretoku). Ker pa je velikost varovalnega intervala neposredno povezana z zakasnitvijo kanala τ , mora za dolžino OFDM simbola veljati $NT \gg \tau$ oz. $N \gg \tau B$. Po drugi strani pa OFDM simboli ne smejo biti predolgi, ker nam začne povzročati težave Dopplerjev premik in pride do ICI. Da ne pride do težav mora biti razmik med nosilci $1/NT$ veliko večji od Dopplerjeve frekvence f_d ($1/NT \gg f_d$ oz. $N \gg B/f_d$). Določitev parametra N je torej odvisna od pasovne širine sistema in karakteristik kanala (f_d, τ) po katerem bomo signal prenašali.

Slika 7.5 prikazuje časovne in frekvenčne karakteristike OFDM signala s 1024 nosilci. OFDM signal je vsota velikega števila neodvisnih, enako porazdeljenih komponent, zato je njegova amplituda porazdelitev po centralnem limitnem teoremu enaka Gaussovi. Tak signal ima veliko razmerje maksimalne moči proti povprečni (PAPR), zato je uporaba nelinearnih ojačevalnikov neprimerna, saj ti povzročijo povečanje bočnih spektralnih komponent OFDM signala.



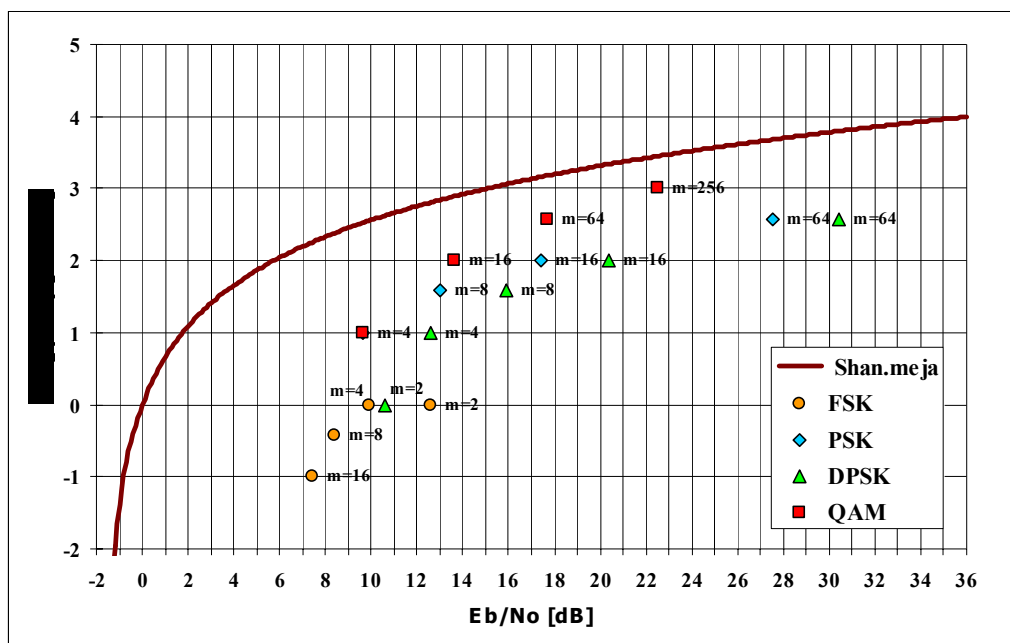
Slika 7.5: Lastnosti 1024 OFDM signala v časovnem in frekvenčnem prostoru

8. Izbira modulacijskega postopka

V seminarski nalogi je bilo predstavljenih kar nekaj različnih digitalnih modulacijskih postopkov. Katerega izbrati za določeno aplikacijo je kompleksen postopek. Kot prvo je najbolj pomembna vrsta prenosnega kanala (žični, radijski) in razmer na njem (šum, presluhi, motnje, odboji,...), vendar ključno vlogo igrajo še mnogi ostali parametri kot so: oddajna moč, pasovna širina, hitrost prenosa, razdalja prenosa, ipd.

Kot je bilo že povedano v poglavju 3, modulacije medsebojno največkrat primerjamo po njihovi spektralni in močnostni učinkovitosti, kar prikazuje tudi Slika 8.1. Na njej so narisane spektralne učinkovitosti (v dvojiškem logaritmu) v odvisnosti od razmerja E_b/N_0 za štiri vrste večnivojskih modulacij pri različnih vrednostih m . Rdeča odebeljena črta prikazuje Shannonovo teoretično mejo preko katere ne moremo. Še najbolj se ji približa 256 QAM modulacija, na približno 6 dB. Veliko bližje meji lahko pridemo z uporabo FEC kodiranja. Do sedaj so se meji najbolj približali s turbo kodiranjem in BPSK modulacijo, in sicer na samo 0,5 dB.

Iz grafa je lepo razvidno, da so spektralno najbolj učinkovite QAM modulacije, vendar se z večanjem števila nivojev slabša močnostna učinkovitost. QAM modulacije se zato veliko uporabljajo v žičnih povezavah, kjer je kvaliteta kanala v primerjavi z radijskim kanalom veliko boljša. V drugo skrajnost gre frekvenčna modulacija, kjer za ceno slabše spektralne učinkovitosti izboljšujemo močnostno. Z večanjem števila nivojev se zelo počasi približujemo spodnji teoretični meji razmerja E_b/N_0 (-1,6 dB). MFSK modulacija je zato zelo primerna za prenose, kjer je moč šuma zelo velika, na primer vesoljske odprave.



Slika 8.1: Prikaz spektralne in močnostne učinkovitosti različnih modulacij

Pri izboru modulacije je zelo pomembna tudi ovojnica moduliranega signala. Veliko razmerje PAPR namreč zahteva uporabo linearnih ojačevalnikov, kar pa v mobilnih komunikacijah ni najbolj primerno. Zato se danes v mobilnih komunikacijah najpogosteje uporablja GMSK, MSK in $\pi/4$ QPSK modulacijski postopki, ki pa imajo relativno nizko spektralno učinkovitost.

Vse bolj pomembno vlogo ima OFDM (oz. DMT) modulacija, ki lahko doseže zelo veliko spektralno učinkovitost, poleg tega pa se lahko na dokaj preprost način bojuje proti širjenju radijskega signala po več poteh. Največja slabost je, da zahteva linearne ojačevalnike. Za konec si pogledjmo še nekaj konkretnih primerov izbire modulacije v nekaterih telekomunikacijskih sistemih:

MODULACIJA	TK APLIKACIJA
GMSK	GSM
QPSK, $\pi/4$ DQPSK, OQPSK	CDMA, TETRA, DVB-S, kabelski modemi, sateliti
FSK, GFSK	DECT, pozivniki, radijske komunikacije
8PSK	satelitske zveze, letalski sistemi
16QAM	mikrovalovni digitalni radio, modemi, DVB-C, DVB-
32QAM	zemeljske mikrovalovne zveze, DVB-T
64QAM	DVB-C, modemi
256QAM	modemi, DVB-C(Europa), Digitalni video(US)
1024QAM	kabelski modem
OFDM	brezžične komunikacije - standard 802.16
DMT	ADSL

SEZNAM UPORABLJENIH VIROV

- [1] B.Sklar, Digital communications, Fundamentals and applications, SE, Practice Hall, 2004
- [2] F.Xiong, Digital modulation techniques, Artech House, 2000
- [3] A. Bateman, Digital Communications, Addison-Wesley, 1999, <http://lkn.fe.uni-lj.si/vaje/gtk/GRADIO/dc.zip>, april 2005
- [4] Digital modulation in communication systems – an introduction, Hewlett Packard, Application note 1298, www.web-ee.com/primers/files/5965-7160E.pdf, april 2005
- [5] J.Beek, P.Odling, Orthogonal Frequency-Division Multiplexing (OFDM), <http://www.s3.kth.se/signal/grad/OFDM/ursiofdm9808.html>, april 2005
- [6] T.Javornik, G.Kandus, Pregled modulacijskih postopkov v integriranih mobilnih sistemih, ERK 1995