

# DVB-T

(TERESTRIČKA DIGITALNA TELEVIZIJA)



**17.06.2015.**  
**00.01(CET)**

DVB-S DVB-S2 DVB-C DVB-CS DVB-T DVB-H DVB-MS DVB-MC DVB-MT DVB-DSNG DVB-SI  
DVB-TXT DVB-VBI DVB-DATA DVB-SSU DVB-TVA DVB-MPEG DVB-SUB DVB-NIP DVB-RCC  
DVB-RCP DVB-RCD DVB-RCL DVB-RCG DVB-RCCS DVB-RCS DVB-RCT DVB-RCGPRS  
DVB-MHP DVB-PCF DVB-PDH DVB-SDH DVB-ATM DVB-HAN DVB-HLN DVB-IHDN DVB-CI  
DVB-PI DVB-IRDI DVB-IPI DVB-CSA DVB-SIM DVB-M DVB-POLICY

Confidential

**TERESTRIČKA DIGITALNA TELEVIZIJA – DVB-T**

## PREDGOVOR

Digitalna obrada signala predstavlja oblast koja je dostigla izuzetnu ekspanziju u svetu i na našim prostorima. Svakako da je na ovo uticao veoma brz razvoj digitalne tehnike, bitno poboljšanje kvaliteta, koje i u najgoroj varijanti prijema mora biti bar na nivou analognog signala, kao i finansijska i tehnološka dostupnost opreme za obradu signala.

Tekst koji sledi, predstavlja svojevrsan "pionirski" pokušaj opisa digitalne zemaljske televizije. Osnovni cilj je sticanje znanja iz jedne potpuno nove oblasti radiodifuzije koja do sada nije bila zastupljena u našoj stručnoj literaturi u ovom obimu i po sadržajnosti. Materijal predstavlja rezultat višegodišnjeg rada, relativno sažet pregled nekoliko stotina stručnih radova, međunarodnih preporuka, domaćih i stranih laboratorijskih istraživanja, merenja na terenu, kao i određenih saznanja do kojih su autori samostalno došli.

Pristup materijalu vođen je logičkom celinom koja opisuje rad terestričkog digitalnog TV predajnika (DVB-T) - od kvantizacije i odmeravanja, izvornog kodiranja (kompresije), kanalnog kodiranja (metoda korekcije greške) do modulacionih postupaka koji su finalni u emisionom lancu TV slike. Za neke teme prikazani su širi pristupi. Načelni prioritet dat je postupcima obrade video, a znatno manji deo odnosi se na domen audio signala. Izostavljena su poglavlja u vezi skremblovanja (zaštite od neautorizovanih korisnika) DVB-T signala, elektronskog vodiča (*Electronic Programme Guide – EPG*), teleteksta i planskih aspekata na nivou RF.

Materijal je namenjen studentima elektrotehničkih fakulteta, inženjerima elektrotehnike i svima koji se bave problematikom digitalne TV tehnike na emisionom nivou. Svakako da će se ovim tekstom upotpuniti jedna velika praznina koja vlada u našoj stručnoj literaturi. Na rukopisu iz koje je proizašla ova knjiga utrošeno je nekoliko godina rada. I pored ogromnog vremena, za očekivanje je da tekst ima određenih nedostataka, da će pojedini delovi knjige delimično zastareti budući da se određene tehničke preporuke pa i standardi dorađuju i menjaju. S toga ovaj materijal ne treba shvatiti kao konačan, nego osnovu koja će se u bliskoj budućnosti proširivati u skladu s novim potrebama. U tom smislu, nastojalo se da se što jednostavnijim pristupom približi jedna vrlo složena materija

Kompletan tekst odnosi se najviše na zemaljsku (terestričku) digitalnu televiziju (*Terrestrial Digital Video Broadcasting - DVB-T*). Prikazane su osnovne razlike u odnosu na DVB-T za DVB-S u satelitskim opsezima (*Digital Video Broadcasting – Satellite*); DVB-C u kablovskoj distribuciji (*Digital Video Broadcasting – Cable*), DVB-H (prijem ručnim prijemnikom) portabl TV u UHF opsezima (*Digital Video Broadcasting – Hand Held*), kao i za novi DVB-T2, paralelni, sistem postojećem DVB-T.

Pored evropskog sistema DVB-T koji čini osnovu knjige, dat je kraći prikaz ostalih sistema terestričke digitalne televizije u svetu ATSC 8-VSB, ISDB-T BST i CDMB (američki, japanski i kineski).

Treba istaći da se digitalizacija u radiodifuziji ne završava na ovome, - da su u svetu uveliko prisutne ostale digitalne tehnologije u radiodifuziji – DVB-S2 (nova varijanta DVB-S), DVB-CS (*Satellite Master Antenna Television (SMATV) distribution systems*), DVB-MS (*Multipoint Video Distribution Systems (MVDS) at 10 GHz*), DVB-DSNG (*Digital Satellite News Gathering (DSNG)*) i mnoštvo drugih (videti naslovnu stranu). Poznavanjem principa rada opisanih u ovoj knjizi, čitalac će lako moći da usvoji i prihvati razlike koje postoje između ostalih sistema digitalne radio difuzije.

**TERESTRIČKA DIGITALNA TELEVIZIJA – DVB-T**

Autor duhuje veliku zahvalnost svojim kolegama iz Emisione tehnike i veza (Radio televizija Srbije) na nizu korisnih sugestija i tehničkoj podršci u realizaciji knjige.

Izuzetnu pomoć u izvođenju analitičkih izraza, proračuna datih u tabelama i tehničku obradu, pružio je Dragan D. Marković, dipl.el.inž.

Autor će sa zahvalnošću primiti svaku sugestiju.

Beograd, 18.09.2008.

mr. Dušan P. MARKOVIĆ, dipl. el. inž., YU1AX  
dule.markovic@yahoo.com  
[dule.markovic@rts.rs](mailto:dule.markovic@rts.rs)

## SADRŽAJ

1. 1. RAZLOZI ZA UVOĐENJE ZEMALJSKE DIGITALNE TELEVIZIJE	8
1.1. Razlozi za uvođenje terestričke digitalne televizije	8
1.2. Pregled DVB-T sistema u svetu	9
1.3. Stanje DVB-T u našoj zemlji	10
1.4. Frekvencijski opsezi za terestričku radio difuziju	12
1.5. Uopštena šema DVB-T predajnika	13
2. KODIRANJE VIDEO SIGNALA	17
2.1. Formiranje video signala	17
2.2. Kvantizacija	18
2.3. Digitalizacija komponentnih RGB signala	19
2.4. Digitalizacija komponentnih signala kolor diferencije	20
2.5. Digitalizacija kompozitnog signala	22
3. ODABIRANJE VIDEO SIGNALA	23
3.1. Odabiranje komponentnog video signala	23
3.2. Odabiranje kompozitnog video signala	23
3.3. Bitski protok za 4:2:2 komponentni standard odabiranja	24
3.4. Bitski protok za 4:2:0 komponentni standard odabiranja	25
3.5. Bitski protok za 4:1:1 komponentni standard odabiranja	27
3.6. Bitski protok za 4:4:4 komponentni standard odabiranja	28
3.7. Bitski protok za kompozitni standard odabiranja	29
3.8. Digitalizovanje audio signala	29
4. KOMPRESIJA (REDUKCIJA BINARNOG PROTOKA)	31
4.1. Kodiranje različitom dužinom – VLC	31
4.2. <i>Inter</i> kodiranje	33
4.3. Analiza slike	34
4.4. Diskretna kosinusna transformacija - DCT	37
4.5. Kodiranje MPEG slika	42
4.6. <i>Intra</i> kodiranje	45
4.7. MPEG-2	45
4.8. MPEG-4.10 (H.264/AVC) standard kompresije	50
5. MULTIPLESIRANJE SIGNALA	53
6. KANALNO KODIRANJE (PREVENCIJA OD GREŠKE)	55
6.1. Energetsko disperzovanje (randomizacija)	56
6.2. Spoljašnje kodiranje (R-S - kodiranje)	57
6.3. Spoljašnje proširenje kôda ( <i>Forney</i> -ev princip)	59
6.4. Konvoluciono (unutrašnje) kodiranje	60
6.5. Punktuiranje	61
6.6. Unutrašnje proširenje koda	63
6.7. Mapiranje, I-Q konstelacija	68
7. OFDM MODULACIJA	76
7.1. Opis postupka OFDM modulacije	76
7.2. Uslovi ortogonalnosti, separacije OFDM nosilaca i faznog ofseta	78
7.3. Arhitektura OFDM nosilaca (pilota)	84
7.4. Načini rada DVB-T	88
7.5. Frekvencijski odnosi	94
7.6. Potreban RF odnos C/N	100
7.7. <i>Roll-off</i> faktor	103
7.8. <i>Doppler</i> -ov efekat	104

7.9. Feding	109
7.10. Odnos snaga analognog i digitalnog predajnika	110
7.11. Statistički dobitak SFN mreže	113
8. UPOTREBLJIVIBITSKI PROTOK	115
9. IZOBLIČENJA I GREŠKE NA PRIJEMU U KONSTELACIONOM DIJAGRAMU	122
9.1. Bitska i modulaciona greška (BER/MER)	123
9.2. Ciljna greška	125
9.3. Amplitudski razbalans	126
9.4. Kvadratura greška	127
9.5. Podrhtavanje faze	128
10. OSTALI TERESTRIČKI EVROPSKI SISTEMI	130
10.1 DVB-T2	130
10.2 DVB-H	136
11. TERESTRIČKI SISTEMI DVB U SVETU	143
11.1. ATSC 8-VSB sistem	143
11.2. CDMB sistem	152
11.3. ISDB-T BST OFDM sistem	155
12. SATELITSKA I KABLOVSKA DVB	170
12.1. DVB-S	170
12.1.1. Geometrijski aspekti	170
12.1.2. Slabljenje signala u slobodnom prosoru	175
12.1.3. DVB-S predajnik	176
12.2. DVB-C	182
PRILOZI	188
PRILOG A - GRAFIČKI PRIKAZI	189
PRILOG B - <i>FOURIER</i> -OVE TRANSFORMACIJE	196
B.1 Jednodimenzionalna diskretna eksponencijalna funkcija (DET)	196
B.2 Jednodimenzionalna diskretna <i>Fourier</i> -ova transformacija (DFT/IDFT)	198
B.3 Dvodimenzionalna <i>Fourier</i> -ova diskretna transformacija (DFT/IDFT)	198
B.4 Dvodimenzionalna <i>Fourier</i> -ova diskretna kosinusna transformacija (DCT)	199
B.5 Dvodimenzionalna parna kosinusna transformacija	200
B.6 Dvodimenzionalna neparna kosinusna transformacija	200
B.7 Brza <i>Fourier</i> -ova transformacija (FFT)	204
PRILOG C - ASOCIJACIJE I ORGANIZACIJE	207
PRILOG D - PREGLED KORIŠĆENIH SKRAĆENICA	209
PRILOG E - PREGLED MEĐUNARODNIH PREPORUKA KOJE REGULIŠU DTTB	213
REFERENCE	217
A. KNJIGE	217
B. BROŠURE, PUBLIKACIJE, NAUČNI I STRUČNI RADOVI I DR.	221
INDEKS POJMOVA I IMENA	226

Confidential

# 1. RAZLOZI ZA UVOĐENJE ZEMALJSKE DIGITALNE TELEVIZIJE

## 1.1. Razlozi za uvođenje terestričke digitalne televizije

Sadašnjim sistemom televizije u boji (analogni sistem), u jednom TV kanalu (nominalne širine 7MHz ili 8MHz) moguće je preneti (samo) jedan TV program. Osim slike, paralelno se mogu emitovati dva tonska kanala (za stereofonski, dvojezični ili monofonski sistem) i teletekst. Ma koliko slika bila savršenog kvaliteta u studiju, zbog smetnji od studija do predajnika, uticaja drugih TV predajnika koji rade na istom ili susednim TV kanalima, slika koju prima krajnji konzument (gledalac) je slabijeg kvaliteta od studijskog. Promena nivoa signala tokom vremena zahteva da odnos nivoa korisnog signala i nivoa šuma na mestu prijema bude što veći, jer je na taj način kvalitet slike viši. Jasno je da će kvalitet će biti bolji što je viši nivo prijemnog signala. Ukoliko je odnos nivoa korisnog signala i nivoa šumanizak, kvalitet slike je loš tako da na mestima slabog prijema može dovesti do totalno neupotrebljive reprodukovane slike.

Imajući u vidu ovo kao i niz drugih činilaca, pristupilo se novoj vrsti televizije, koja bi nedostatke analogne TV u što većoj meri otklonila.

Sa stanovišta TV gledaoca, prednosti digitalnog prijema TV signala su:

- postojan kvalitet signala,
- veća otpornost na spoljašnje smetnje,
- relativno mala greška prijema u projektovanoj zoni DVB-T predajnika,
- visoki kvalitet zvuka na nivou CD (kompakt diska),
- visok kvalitet reprodukovane (prijemne) slike (na nivou studijskog),
- slika je bez refleksija (senki) u reprodukciji,
- format reprodukovane (odnos širine i visine) slike je 4:3 (kao sada) i 16:9 (širok ekran), mada su moguće i varijante 14:9 pa čak i 20:9 (2,22:1) .

Sa stanovišta TV stanice (TV emitera), prednosti digitalnog emitovanja TV signala su:

- veća oblast pokrivanja nego u slučaju analognog, pri jednako izračenoj efektivnoj snazi (posledica ovoga je da se ista zona pokrivanja može obezbediti sa znatno manjom efektivno izračenom snagom a to znači i manjom izlaznom snagom digitalnog predajnika, orijentaciono oko 5 - 6 puta, zavisno od varijante rada sistema).
- mogućnost emitovanja dodatnih (pratećih) "servisa" (tele-šoping, vremenska prognoza, video igre, servisne informacije, plaćanje po emisiji, izlaz na internet, digitalni i znatno brži teletekst i dr.).
- emitovanje više programa po jednom TV kanalu (4-6 u standardnoj rezoluciji slike)
- niža cena eksploatacije emisionih uređaja (TV predajnika),



## 1.2. Pregled DVB-T sistema u svetu

Prednosti koje nudi digitalna televizija u odnosu na analognu, dovele su do pokretanja više naučno istraživačkih i razvojnih projekata za emitovanjem digitalnog televizijskog signala (DVB). Generalno, svi terestrički digitalni TV sistemi (DVB-T) mogu se svrstati u sledeće četiri osnovne grupe (prilog A, slika A.7):

**PRVI SISTEM** (sistem A) je američki (ATSC) sistem s relativno velikom brzinom prenosa podataka (19,39Mb/s) [A/53]. Veličina servisne zone digitalizovanog predajnika približno je ista kao za postojeći predajnik američkog sistema na istom kanalu. Ovaj standard koristi se u SAD, Kanadi, Meksiku, Južnoj Koreji i nekim zemljama srednje Amerike.

**DRUGI SISTEM** (sistem B) razvijen je u Evropi, za TV kanale s nominalnom širinom 8MHz ali se lako prilagođava na kanal nominalne širine 7MHz (iz kojeg su dalje izvedene norme za sistem širine kanala 6MHz pa čak i 5MHz) [5], [ETS 300 744], i velikim rasponom upotrebe različitog neto bitskog protoka. Ovaj sistem je poznat pod nazivom DVB-T (tokom 2007. god. pojavili su se komercijalni zahtevi – ukupno 21, za buduću verziju DVB-T2).

**TREĆI SISTEM** (sistem C) razvijen je u Japanu (ISDB-T) i nemora da koristi ceo TV kanal već OFDM segmente (delove opsega) [91], [STD-B31], [STD-B32]. U poređenju s prethodna dva pogodniji je za mobilni prijem.

Maksimalni broj segmenata koji mogu postojati unutar pune nominalne širine TV kanala je  $N=13$ . Za prenos programske slike s brzim promenama scene, potrebno je najmanje  $N_{\min} = 4$  segmenta.

Ovaj sistem se koristi u Japanu i Brazilu - brazilska varijanta ovog sistema je SBTVD-T (*Sistema Brasileiro de Televisão Digital-Terrestre*) [47].

**ČETVRTI SISTEM** (sistem D) nastao je u Kini i poznat je pod nazivom CDMB. On je kombinacija dva sistema [93] koji su uporedo razvijani:

(1) DMB-T (*Digital Multimedia Broadcasting – Terrestrial/Handheld*) je nastao na univerzitetu Tsinghua 1999. god. Praktično, on predstavlja skromniju varijantu evropskog OFDM.

(2) Uporedo s njim je razvijan još jedan sistem ADBT-T (*Advanced Digital Television Broadcasting – Terrestrial*) na univerzitetu Jiaotong u Šangaju, koji predstavlja modifikaciju američkog ATSC-a. Dakle, CDMB je svojevrsan "hibrid" s jednim nosiocem (*Single Carrier*) i više OFDM nosilaca – 3280 (*Multi Carrier*). Osim u Kini, u upotrebi je u Makaou.

U Južnoj Koreji razvijen je sistem T-DMB kojeg treba razlikovati od kineskog DMB-T. On koristi segmente opsega namenjene za T-DAB (zemaljski radio) - tzv. blokove nominalne širine 1,75MHz. I pored brojnih ispitivanja i razvoja, opedeljenje Južne Koreje je ATSC sistem za stacionarni prijem, dok je T-DMB namenjen za mobilne uslove.

Osnovne karakteristike, date su u tabeli 1.1.

SIST.	STANDARD		IZVORNA NOMINALNA ŠIRINA KANALA	OPSEG RADA	MODULA- CIJA
	NAZIV	POREKLO			
A	ATSC	Američki	6 MHz	UHF VHF	8-VSB
B	DVB-T	Evropski	8 MHz, adaptibilan za 7, 6 i 5MHz		OFDM
C	ISDB-T	Japanski	6 MHz, adaptibilan za 7 i 8MHz		OFDM blokovi
D	CDMB	Kineski	8 MHz, adaptibilan za 7 i 6MHz		TDS-OFDM

Tabela 1.1. Osnovne karakteristike DVB-T sistema

### 1.3. Stanje DVB-T u našoj zemlji

Tokom 2005. god. ekspertski tim Radio televizije Srbije (J. Đaković, Z. Gaćinović, D. Jakšić, I. Lacković, P. Lazić, D. Marković, D. Njegovanović, M. Ostojić, D. Pantelić, R. Petrović, S. Spasić, S. Stanković, A. Todorović, M. Tomašević, S. Zlatanov) eksperimentalno je pokrenuo digitalno emitovanje TV signala u standardnoj rezoluciji (SDTV) sa svojih DVB-T predajnika na lokacijama:

- **Avala** (kota 439+30m visina antene) na 27. UHF kanalu (pušten u rad 06.04.2005.), u dva glavna pravca; ka Pančevu i Sremčici (azimuti  $330^0$  i  $030^0$ ) – s 1,5kW efektivno izračene snage (*Rohde&Schwarz*), i
- **Iriški Venac** (kota 502+60m visina antene) u jednom pravcu (azimut  $350^0$ ) - za oblast Novog Sada na 31. UHF kanalu (17. 11. 2005.) – s 500W efektivno izračene snage (*Elti*). Tokom 2007. god. revidiran je antenski sitem u dva pravca (azimuti  $315^0$  i  $045^0$ ) sa istom vrednošću efektivno izračene snage po pravcima.

Varijanta sistema je: modulaciona šema 64-QAM, zaštitni interval 1/4, kodni količnik 2/3 i mod rada 8K nehijerarhijski

**Datum 06.04.2005. uzet je od strane Radio televizije Srbije kao zvaničan početak emitovanja DVB-T u Srbiji.**

Programski paket sadrži 4 TV programa standardne rezolucije slike – SDTV (RTS-1, RTS-2, eksperimentalni program u formatu slike 16:9 (faza testiranja) sa stereofonskom reprodukcijom L/R, kao i program jedne komercijalne TV stanice s nacionalnom pokrivenošću). Iako UHF opseg u kojem se emituje DVB-T nije namenjen za to i nije reč o zemaljskom digitalnom radiju (T-DAB), u paketu se prenose i četiri nezavisna radijska programa u stereofonskoj tehnici (Radio Beograd 1, 2, 202 i program jedne komercijalne radio stanice s nacionalnim pokrivanjem) kao i teletekst na 1. i 2. TV programu RTS-a. Krajem juna 2002. god. u zdanju Radio televizije Beograd u Košutnjaku (S. Filipović, S.

Vračević) obavljena demonstracija "zatvorenog" načina rada DVB-T (nije se emitovalo u eter izvan objekta) . Prikaz naslovnog slajda dat je na slici 1.



Slika 1. Naslovni slajd sa prve demonstracije DVB-T

Televizijska stanica "TV5" iz Niša sa emisione lokacije Zemun (Prvomajska 56, od juna 2005.) izvesno vreme je vršila eksperimentalno emitovanje za područje Beograda, na 21 UHF kanalu. Programski paket sadržao je dva TV programa ("TV5" i TV "Stankom" u monofonskoj audio tehnici). Varijanta sistema bila je: modulaciona šema QPSK, IFFT mod rada 8K, kodni količnik 1/2 i zaštitni vremenski (delta) interval 1/4.

Tokom 2006. god. na međunarodnoj Regionalnoj Administrativnoj radio konferenciji u Ženevi (RARC-06) utvrđen je prelazni period zemalja prvog ITU regiona tokom kojeg će paralelno moći da rade digitalni i analogni sistemi TV (prilog A, slikaA.1). Vidi se da je za UHF opseg za sve zemlje ITU-1 regiona i VHF opseg u Evropi, krajnji rok 17.06.2015. do 00,01 (ponoć i minut) - videti naslovnu stranu. Zbog šarolikosti namene VHF opsega u vanevropskim zemljama, ostavljeni su različiti rokovi prelaska sa analognog na digitalno emitovanje.

Po isteku prelaznog perioda analogni sistem se povlači iz upotrebe. Zemlje koje nisu u mogućnosti da pređu na rad s digitalnim emitovanjem, mogu nastaviti s radom u analognom sistemu, ali TV kanali na kojima će se emitovati analogna TV u boji neće biti međunarodno šticeeni odgovarajućim planovima (*Stockholm-61*). Kako DVB-T mnogo više ometa prijem analogne TV (nego u obrnutom slučaju), to praktično znači da će svaka zemlja (administracija) morati da otpočne rad s digitalnom tehnologijom emitovanja do tog perioda, ili će se suočiti s nepremostivim smetnjama na prijemu, a time i znatno užom zonom kvalitetnog prijema.

Na istoj Konferenciji ujedno je obavljeno međunarodno usaglašavanje (koordinacija) TV kanala. Naša zemlja će imati pravo da koristiti kanale za DVB-T koji su naznačeni u prilogu A, na slici A.2 za VHF i slici A.3 za UHF opseg. Teritorija svake države pa tako i Srbije izdvojena je na određen broj oblasti – *allotment* zona (15+ beogradski *sub-allotment* u UHF i 10 + beogradski *sub-allotment* u VHF području) unutar kojih je planiran određen broj TV kanala za digitalno emitovanje (po 7 u UHF i po 1 u VHF području, s tom razlikom što je na dominantnim emisionim lokacijama Jastrebac (kota Pogled), Kopaonik (kote Gobelja i Pančičev vrh), Deli Jovan (kota Crni Vrh), Tupižnica i Besna Kobila isplanirano i usaglašeno po 9 umesto 7 TV kanala).

Takođe, izvršeno je planiranje T-DAB blokova za 11. (prilog A, slika A.4.) i 12. (prilog A, slika A.5.) VHF kanal. Jedan T-DAB blok predstavlja četvrtinu VHF kanala nominalne širine

7MHz, tj. 1,75MHz, pri čemu oznaka "A" označava prvu, "B" drugu, "C" treću i "D" poslednju četvrtinu unutar VHF TV kanala.

Zemlje članice Evropske unije za radio-difuziju, u kojoj su, osim zemalja Evrope države severne Afrike i delom Azije, prikazane su u prilogu A, na slici A.6.

#### 1.4. Frekvencijski opsezi za terestričku radio-difuziju

Prema međunarodnim preporukama i planovima frekvencija, za planiranje i rad TV i FM radio difuzije, koji se odnose na region ITU-R1 namenjeni su sledeći opsezi (izuzeti su DT, ST i KT opsezi za AM difuziju) – tabela 1.2.:

FREKVENCIJA [MHZ]	PODRUČJE	OPSEG	KANAL	EMITOVANJE	
				ANALOGNO	DIGITALNO
(1)	(2)	(3)	(4)	(5)	(6)
41(47)-68	VHF	I	E2-E4	TV	---
87,5-108		II	1- 205 <sub>(100KHZ)</sub>	FM RADIO	---
174-230		III	E5-E12	TV	DVB-T
216-230			E11-E12	TV	DVB-T T-DAB
470-582	UHF	IV	E21-E34	TV	DVB-T DVB-H
582-790			E35-E60		
790-862		V	E60-E69		
862-956			E69-E81		
1452-1492	L	L			T-DAB

**Tabela 1.2.** Frekvencijski opsezi za terestričku radio-difuziju

Oznake u trećoj koloni (3) u skladu su s odgovarajućim preporukama za nomenklaturu opsega. Za FM radio difuziju širina kanala je 100kHz a početak opsega je 87,5MHz (1. kanal: 87,5 - 87,6; drugi od 87,6 do 87,7 a treći kanal od 87,7 - 87,8MHz itd.). Kako je za emitovanje FM stereofonskog radijskog programa potrebna širina od 300 kHz, to sledi da je za svaku FM radio difuznu stanicu neophodno predvideti tri kanala širine 100 kHz. Za TV emisije (I i III opseg) nominalna širina kanala je 7MHz (važi za našu zemlju, PAL/B standard), a u UHF području (opsezi IV i V), iznosi 8MHz (PAL/G standard). Mada je I TV opseg planiran od 41MHz – 68MHz, on se za TV koristi od 47MHz-68MHz (kanali E2-E4) jer bi prvi kanal bio uži (svega 6MHz umesto 7MHz).

Prema starim IEC oznakama, frekvencijski opsezi za radio-difuziju imaju sledeću nomenklaturu:

- (5) dugotalasno LW
- (6) srednje-talasno MW
- (7) kratkotalasno HF
- (8) VHF FM/RTV i
- (9) UHF TV

Iz tabele 1.2, vidi se da je gornja granica V (UHF) opsega 956MHz (kanal E81). Našoj zemlji dodeljeno je pravo za korišćenje do 862MHz (kanal E69). Do do 2000. god. Korišćen je UHF opseg do 790MHz (kanal E60) jer se deo opsega od kanala E61 do E69 po prioritetojsojnovi koristio za druge namene.

Sadašnji analogni FM radio-difuzni sistemi u svetu klasifikovani su u pet grupa, zavisno od frekvencijske devijacije, sistema FM modulacije, monofonskog ili stereofonskog prenosa (tabela 1.3):

SISTEM	VRSTA FONIJE	TIP FM MODULACIJE	DEVIJACIJA (KHZ)
1	MONOFONIJA	-----	75
2			50
3	STEREOFONIJA	POLARNA	75
4		PILOT	
5			50

Tabela 1.3. FM radio-difuzni sistemi

Za našu i zemlje zapadne Evrope, predviđena je upotreba sistema "1" i "4". Sistem s polarnom modulacijom namenjen je za stereofonske prenose u istočnim i zemljama bivšeg SSSR-a i ovaj sistem se povlači iz upotrebe.

## 1.5. Uopštena blok šema DVB-T predajnika

Od izvornih modulacionih postupaka (modulacionih šema) koje se u evropskom DVB-T sistemu koriste [5], [ETSI EN 300 744] u upotrebi su:

m-QAM,

*Quadrature Amplitude Modulation*

m-PSK

*m - Diferential) Phase Shift Keying*

(gde je "m" - ceo broj; m=2,4,6,8,16, 32 ili 64) i predstavlja broj bita po odbirku

Modulacione šeme **m-PSK** i **m-QAM** mogu biti uniformne ili neuniformne. Kod uniformne modulacione šeme razmak između tačaka u konstelacionoj (I-Q) ravni (o ovome videti odgovarajući tekst kasnije) je uvek isti, za razliku od neuniformne gde to nije slučaj. Hijerarhijski prenos može koristiti uniformnu i neuniformnu modulaciju. Pri tom je kodni količnik različit za oba tipa modulacije. Za nehijerarhijski prenos, koristi se uvek uniformna modulacija.

Evropski DVB standard je skup sledećih međunarodnih preporuka:

ETSI EN 300 421: *Framing Structure, Channel Coding and Modulation for 11/12 GHz Satellite Services,*

ETSI EN 300 429: *Framing Structure, Channel Coding and Modulation for Cable Systems,*

ETSI EN 300 468: *Specification for Service Information (SI) in DVB Systems,*

ETSI EN 300 472: *Specification for Conveying ITU-R System B Teletext in DVB Bitstreams,*

ETSI EN 300 744: *Framing Structure, Channel Coding and Modulation for Digital Terrestrial Television,*

ETSI EN 301 192: *Specification for Data Broadcasting,*

ETSI EN 301 775: *Standard for Conveying VBI Data in DVB Bitstreams,*

ETSI EN 300 743: *Subtitling Systems.*

On predstavlja sistem modulacije s više frekvencijskih nosilaca (MCM), a preporuka je da to bude COFDM (*Coded Orthogonal Frequency Division Multiplex*) modulacija [30], [31], [32], [33], [34], [ETSI EN 300744]. Kodirani ortogonalni sistem s frekvencijskom raspodelom - COFDM (o čemu će biti reči kasnije), zbog postojanja zaštitnog vremenskog intervala, omogućava rad u jednofrekvencijskoj (*Single Frequency Network*, SFN, u anglosaksonskoj stručnoj literaturi sreće se i pod nazivom *Isofrequency Network*), u višefrekvencijskoj mreži (*Multi Frequency Network*, MFN) ili u kombinaciji njih dve, pri čemu ako se koriste obe, SFN obično služi kao dopuna osnovnoj MFN mreži. Za rad u jednofrekvencijskoj (SFN) mreži, potreban je samo jedan kanal za pokrivanje neke teritorije, s potrebnim brojem predajnika i dopunskih repetitora male snage (*gap-filler*), čime se znatno štedi na potrebnom broju TV kanala, u poređenju s brojem kanala za pokrivanje iste teritorije analognom televizijom. Dakle mreže DVB-T predajnika mogu biti jednofrekvencijske (isti kanal za obezbeđenje servisne zone na nekom području), multifrekvencijske (više različitih kanala za pokrivanje istog područja) ili njihova kombinacija. Jednofrekvencijska mreža (*Single Frequency Network*, SFN) naziva se još i jednokanalna a multifrekvencijska (MFN) multikanalna mreža. U daljem tekstu koriste se akronimi SFN i MFN

**Osnovne prednosti SFN mreže u odnosu na multifrekvencijsku (MFN) su [85]:**

- Visoka spektralna iskoristivost, što predstavlja osnovnu prednost, što se može pokazati na primeru. Pretpostavimo da se u VHF opsegu - kanali 2-4 (ukupno 3 TV kanala), na nekom području može emitovati najviše 3 programa u analognoj TV tehnici (na svakom kanalu po jedan TV program). Ako bi se koristila MFN mreža sa 4 TV programa standardne rezolucije (SDTV) po kanalu, na istoj teritoriji bi se moglo pratiti 12 TV programa, što je znatan dobitak. Upotrebom SFN mreže, mogući broj TV programa se utrostručava (jer je reč o tri kanala - 2, 3 i 4), tako da je mogući broj programa 36. Primer kanala 2-4 uzet je hipotetički, jer se praksi navedeni kanali neće koristiti za DVB-T (izražen šum, visok nivo industrijskih smetnji, velike daljine prostiranja troposferske komponente a time i nepoželjnog prijema DVB-T na teritoriji druge države, kao i verovatnog napuštanja ovog opsega za radio-difuziju).

- SFN mreža je robustnija od MFN, pošto ispad jednog od DVB-T predajnika (zbog mogućnosti prijema signala od ostalih u SFN) ne utiče bitno na prijem u datom području opsluživanja. Naime, u realnim uslovima, prijemni signal jednofrekvencijske mreže (SFN) predstavlja superpoziciju signala čije poreklo potiče od različitih DVB-T predajnika koji obrazuju istu mrežu. Ukupna varijacija prijemnog polja je niža, jer u uslovima kada je prijemnik ili (eksterni dodatak) *set-top box* u senci za jedan DVB-T predajnik, često se može primati signal od ostalih. Rezultat ovoga je veća verovatnoća prijema po lokacijama u poređenju s verovatnoćom prijema samo s jednim MFN predajnikom. Ovaj fenomen se naziva dobitak mreže (*Network Gain* ili *Diversity Gain*). Posledica toga je da jednofrekvencijske mreže (SFN) mogu raditi s nižim efektivnim snagama nego multifrekvencijske (MFN) – poglavlje 7.11.

- Servisna zona SFN mreže znatno je homogenija (ujednačenijeg nivoa polja) u poređenju s MFN.

- Jednostavnost realizacije dopunskog pokrivanja SFN mreže upotrebom minijaturnih DVB-T repetitora ili tzv. *gap-filler*-a.

Da bi DVB-T SFN mreža uspešno funkcionisala svi predajnici koji je obrazuju moraju da emituju:

- na istoj frekvenciji
- u isto vreme
- isti bitski sadržaj

U multifrekvencijskoj mreži (MFN) navedeni zahtevi ne važe, jer su TV programi na zasebnim televizijskim kanalima.

Zavisno od veličine zone koju treba pokriti, broj OFDM nosilaca može biti 6817 za 8K mod rada, 3409 za 4K (DVB-H) ili 1705 za 2K mod. Za lokalne mreže, što će se kasnije pokazati, dovoljan je 2K, a za veće zone potreban je 8K mod rada [94]. Varijanta 4K na određeni način predstavlja kompromis između 8K i 2K moda ali se prvenstveno koristi za DVB-H (*Hand-held*) TV, odnosno za prijem DVB putem ručnih prijemnika (ili putem 3G mobilnog telefonskog aparata).

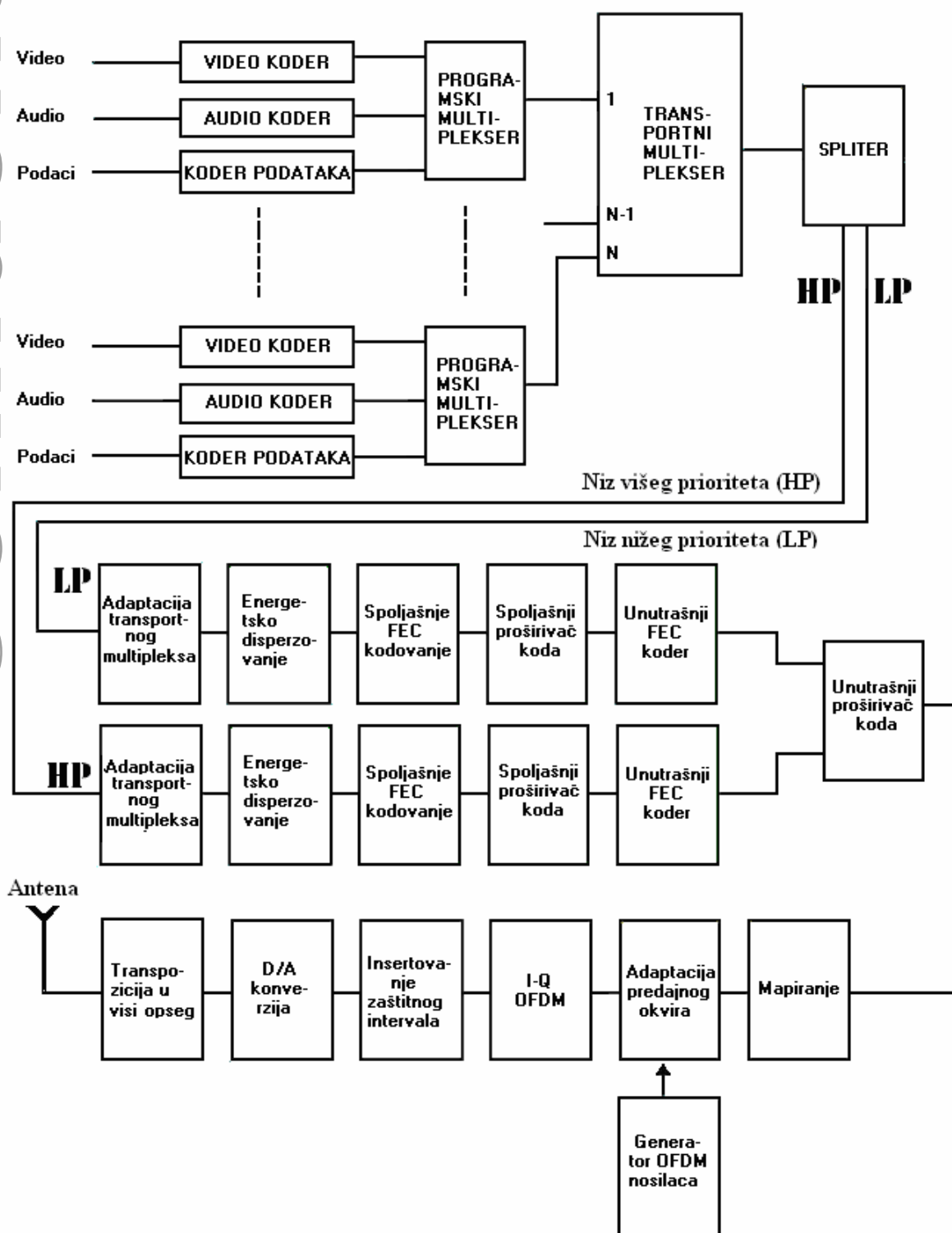
-----xxx-----

Modulacione šeme - kvaternarna PSK (QPSK), kvadraturna amplitudska modulacija sa 16 stanja (16-QAM) i kvadraturna amplitudska modulacija sa 64 stanja (64-QAM) iz praktičnih razloga, u daljem tekstu nosiće oznake (respektivno) QPSK, 16-QAM i 64-QAM. QPSK modulaciona šema u stručnoj literaturi sreće se i pod nazivima 4-PSK ili 4-QAM.

U skladu s evropskim preporukama [ETSI EN 300 744], [53], opredeljenje je takvo da će se za DVB-T u inicijalnoj fazi koristiti:

- Sistem modulacije s više nosilaca (MCM) - 2K ili 8K mod [94] a za ručni (DVB-H) portabl prijem 4K mod.
- OFDM modulacija [41]
- Modulacione šeme QPSK, 16-QAM i 64-QAM [41].
- Jednofrekvencijski, višefrekvencijski i/ili kombinovani tip mreže (SFN, MFN i/ili MFN/SFN) [41].
- Nehijerarhijski tip modulacije.

Blok šema digitalnog predajnika za hijerarhijski rad (za nehijerarhijski ne sadrži spliter i LP - *Low Priority* granu), prikazana je na slici 1.2 [ETSI EN 300 744].



Slika 1.2. Blok šema DVB-T predajnika

Ova šema biće osnova za objašnjenje principa rada DVB-T, i u skladu s njom će biti opisani postupci funkcionisanja pojedinih sklopova [14].



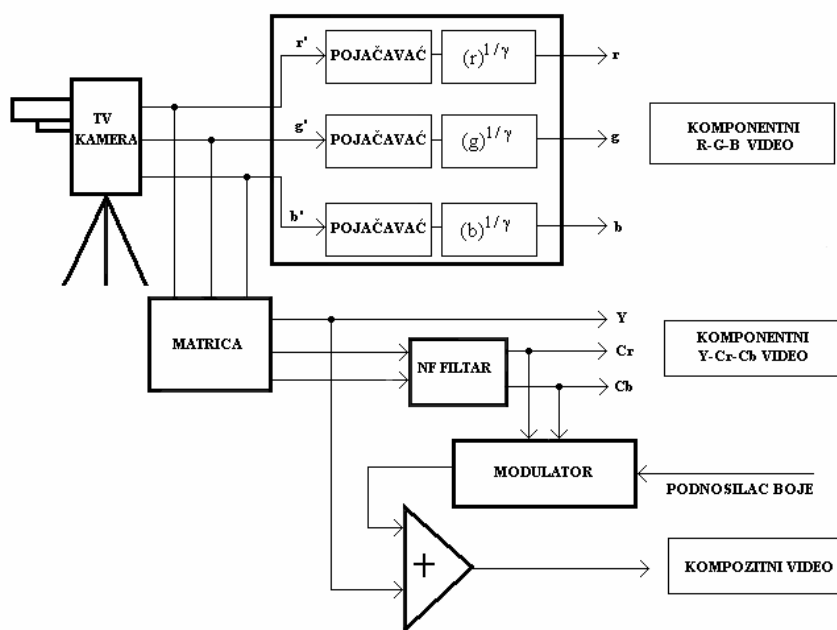
## 2. KODIRANJE VIDEO SIGNALA

### 2.1. Formiranje video signala

Signal koji daje TV kamera je analognog tipa – slika 2.1. Da bi se isti mogao koristiti u digitalnoj TV tehnici, on prvo mora da se digitalizuje.

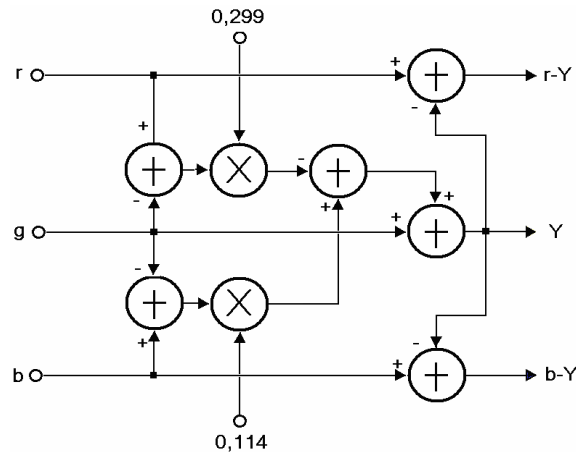
Način na koji će se formirati digitalizovani video signal, zavisiće od toga u kom delu TV lanca generisanja i transfera slike se vrši postupak digitalizacije, vrste video uređaja (tejp, kolor kamera, kajron, inserter i dr.) kao i namene tog uređaja (generisanje, arhiviranje, reprodukcija, obrada ili dalji transfer slike) [36].

U situacijama gde se slika generiše na jednom mestu, i gde je izvršeno potpuno digitalizovanje, logično je da studijsku (*off-air*) digitalizaciju signala treba obaviti na samom izvoru nastajanja slike – dakle, u TV studiju [36]. Na slici 2.1. prikazana je pojednostavljena šema TV kamere u boji. Ona se može aproksimirati sa tri monohromatske (ne crno-bele!) TV kamere, koje na svom izlazu daju odgovarajuće veličine analognih signala  $r'$ ,  $g'$  i  $b'$  (nekorigovane vrednosti) crvenog, zelenog i plavog udela slike u boji.



Slika 2.1. Formiranje analognog video signala

Analogni signali ( $r'$ ,  $g'$  i  $b'$ ) nedovoljnog su nivoa te se oni prvo moraju pojačati. Sa stanovišta potrebnog nivoa, već nakon ostvarenog pojačanja signala može se pristupiti formiranju digitalizovanog signala, ali je potrebno izvršiti "gama korekciju" (stepeni označeni sa  $(r)^{1/\gamma}$ ,  $(g)^{1/\gamma}$  i  $(b)^{1/\gamma}$ ). Korekcija se može obaviti analognim putem, pa tek tada formirati digitalizovani signal, ili da se prvo digitalizuje a potom da se izvrši "gama" korekcija. Digitalizacija (kvantizacija) uvek se obavlja nakon postupka "gama" korekcije, jer bi u protivnom bio potreban veći broj bita po odbirku, pa bi u tom slučaju greška kvantizacije bila veća, a time i vidljivost šuma u slici [36].



Slika 2.2. Optimalna YUV matrica

Prema međunarodnim preporukama za PAL sistem TV u boji [ITU-R. BT.470-4] propisuje se  $\gamma = 2,8$  (za NTSC sistem je  $\gamma = 2,2$ ). Na taj način, na izlazu gama korektora, dobijaju se korigovani "gama" naponi – u oznaci r, g i b.

Komponentni analogni "gama" korigovani signali (r, g, b) međusobno zauzimaju istu širinu frekvencijskog opsega [36], i od njih se u koderu za formiranje signala kolor diferencije i luminanse formira luminentni signal (Y) koji takođe ima istu širinu frekvencijskog spektra. Na slici. 2.2. prikazana je optimalna verzija elektronske matrice [36], koja je zasnovana na analitičkom izrazu (2.1):

$$Y = 0,299 \cdot (r - g) + g + 0,114 \cdot (b - g). \quad (2.1)$$

## 2.2. Kvantizacija

Označimo sa  $V_{pp}$  vršnu vrednost video signala, koja se kvantizuje s m koraka kvantizacije, odnosno s,

$$m = 2^n, \quad (2.2)$$

pri čemu je n - broj bita po odbirku.

U tom slučaju kaže se da je reč o n – bitnoj kvantizaciji po odbirku (odmerku, semplu, uzorku). U terestričkoj digitalnoj TV (izuzimajući međustudijsku razmenu, gde je  $n = 10, 12$  pa čak i 14) koristi se osmobaritna ( $n = 8$ ) kvantizacija, te je teoretski broj nivoa (koraka) kvantizacije

$$m = 2^8 = 256.$$

Za digitalizaciju komponenti r, g i b signala nije potreban isti broj nivoa kvantizacije za svaku komponentu ponaosob [36]. Razlog tome je nejednaka vizuelna osetljivost oka na pojedine komponente. Statistički podaci dobijeni ispitivanjem populacije pokazuju da ako se posmatra monohromatska slika sa konstantnom sjajnošću, koja sadrži samo jednu od tri primarne boje, tada je prag vidljivosti šuma u takvoj slici  $41\text{dB}_{(r)}$  za **crvenu** (r),  $43\text{dB}_{(g)}$  za **zelenu** (g) i  $46\text{dB}_{(b)}$  za **plavu** (b) boju [36].

Bez obzira na to, zbog jednostavnije realizacije i obrade video signala, usvojena je linearna kvantizacija s istim brojem ( $n = 8$ ) bita za svaku komponentu, što odgovara  $m = 2^8 = 256$  kvantizacionih nivoa. Nivo kvantizacionog šuma ( $N_Q$ ) koji se javlja u postupku kodiranja (kvantizacije), je

$$N_Q = 10,8 + 6 \cdot n + 20 \cdot \log(k) + 10 \cdot \log\left(\frac{f_S}{2 \cdot f_V}\right), \quad (2.3)$$

gde je:

- $f_S$  učestanost odabiranja (odmeravanja, semplovanja, uzorkovanja) - *sampling*,
- $f_V$  širina opsega video signala ( $\leq 0,5 \cdot f_S$ ),
- $k$  korekcionni faktor za raspoloživi amplitudski opseg (tj. odnos koji pokazuje koliko se nivoa kvantizacije koristi od mogućeg broja nivoa).

### 2.3. Digitalizacija komponentnih RGB signala

Označimo sa  $r, g, b$  analogne vrednosti "gama" korigovanih kolor primara. Tada će odgovarajuće digitalizovane vrednosti (komponente)  $R, G, B$  signala biti:

$$\begin{aligned} R &= 16 + [219 \cdot r], \\ G &= 16 + [219 \cdot g], \\ B &= 16 + [219 \cdot b]. \end{aligned} \quad (2.4)$$

Oznake  $[219 \cdot r]$ ,  $[219 \cdot g]$  i  $[219 \cdot b]$  predstavljaju celobrojnu vrednost izraza u uglastoj (srednjoj) zagradi.

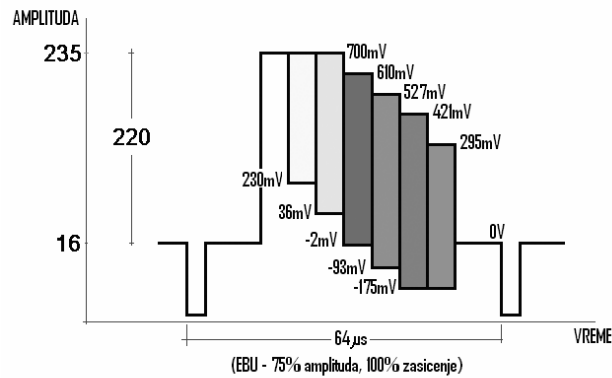
Iz komponentnih  $R, G, B$  signala mogu se dobiti digitalizovane vrednosti ( $Y - C_r - C_b$ ):

$$Y = \frac{77 \cdot R + 150 \cdot G + 29 \cdot B}{256}, \quad (2.5)$$

$$C_r = 128 + \frac{131 \cdot R - 110 \cdot G + 21 \cdot B}{256}, \quad (2.6)$$

$$C_b = 128 + \frac{-44 \cdot R - 87 \cdot G + 131 \cdot B}{256}. \quad (2.7)$$

Na slici 2.3 prikazan je raspored kvantizacionih nivoa u odnosu na nivoe analognih:  $Y, r, g$  ili  $b$  "gama" korigovanih signala za tipičan kolor-bar signal (koji se na ekranu reprodukuje u vidu obojenih pruga). Pošto je za nominalni opseg amplituda iskorišćeno svega 220, od mogućih  $m = 2^8 = 256$  koraka kvantizacije, to ostali nivoi predstavljaju marginu za slučaj premašenja. Kodne kombinacije 0 i 255 nisu dozvoljene. Uobičajen je prenos digitalizovane vrednosti aktivne linije kod koje sinhronizacioni impulsi ne ulaze u opseg kvantizacije. Luminentni signal ( $Y$ ) poseduje 220 nivoa u rasponu od 16. (nivo crnog) do 235. (nivo belog).



Slika 2.3. Komponentno kodiranje signala

## 2.4. Digitalizacija komponentnih signala kolor diferencije

Drugi način kodiranja komponentnog signala je formiranje analognih vrednosti signala limuminanse (Y) i signala kolor diferencije (razlike) (U, V) prema izrazima (2.8 - 2.10):

$$Y = 0,299 \cdot r + 0,587 \cdot g + 0,114 \cdot b, \quad (2.8)$$

$$U = 0,493 \cdot (b - Y), \quad (2.9)$$

$$V = 0,877 \cdot (r - Y), \quad (2.10)$$

odakle sledi,

$$(r - Y) = r - 0,299 \cdot r - 0,587 \cdot g - 0,114 \cdot b, \quad (2.11)$$

$$(b - Y) = b - 0,299 \cdot r - 0,587 \cdot g - 0,114 \cdot b, \quad (2.12)$$

Pošto se limuminantni signal može menjati u granicama  $0 \leq Y \leq +1$  a signali razlike boja (kolor diferencije) u rasponu  $-0,701 \leq r - Y \leq +0,701$  i  $-0,886 \leq b - Y \leq +0,886$  to je neophodno da se izvrši njihova normalizacija u opseg  $[-0,5, +0,5]$  kako bi imale istu promenu amplitude kao i signal limuminanse (limuminantni signal).

Normalizacioni faktor diferencije “crvenog”  $k_r$  i “plavog”  $k_b$  je:

$$k_r = 0,5 / 0,701 = 0,713, \quad (2.11)$$

$$k_b = 0,5 / 0,886 = 0,564, \quad (2.12)$$

pa su, normalizovane vrednosti “crvenog”  $C_r$  i “plavog”  $C_b$ ,

$$C_r = k_r \cdot (r - Y) = 0,713 \cdot (r - Y), \quad (2.13)$$

$$C_b = k_b \cdot (b - Y) = 0,564 \cdot (b - Y), \quad (2.14)$$

Digitalizovane vrednosti signala luminanse ( $Y'$ ) i hrominansi ( $C'_r, C'_b$ ), biće (2.15-17),

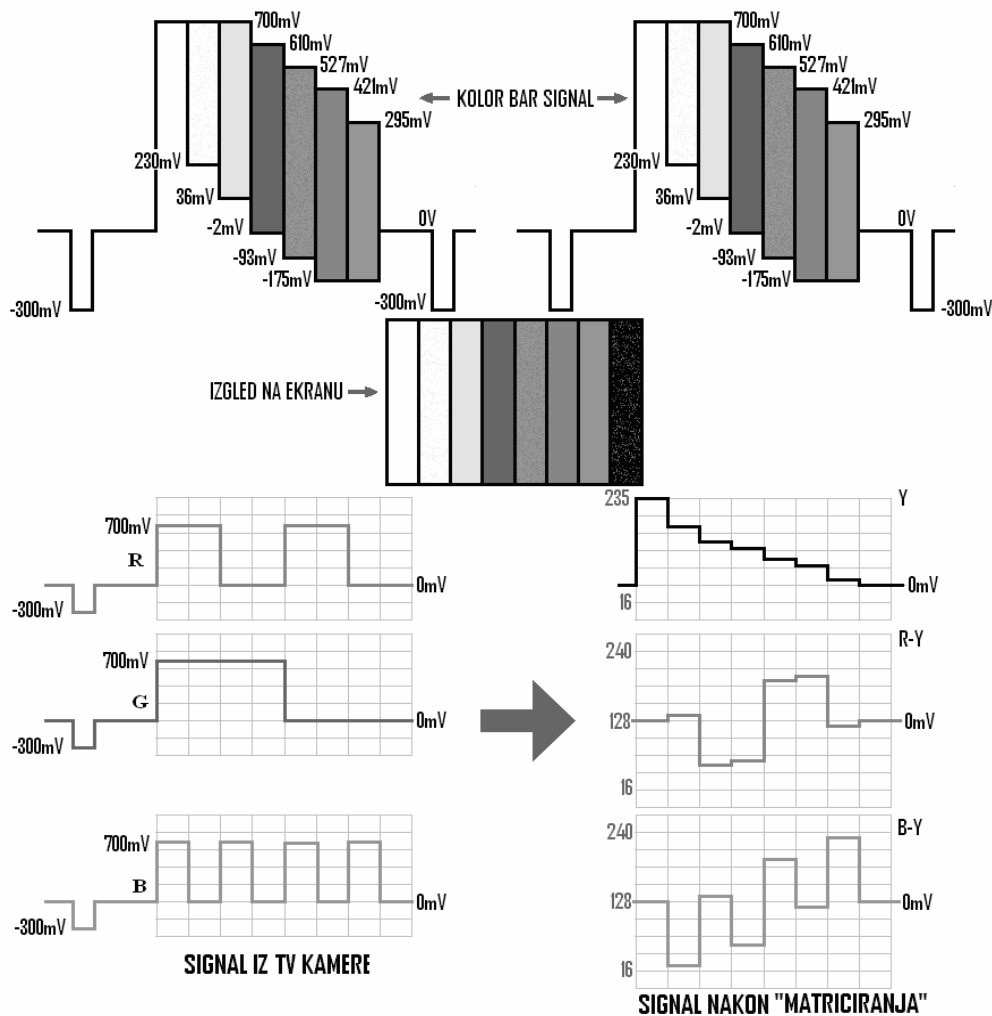
$$Y' = 16 + 219 \cdot Y, \quad (2.15)$$

$$C'_r = 128 + 224 \cdot (0,713 \cdot (r - Y)) = 128 + 160 \cdot (r - Y), \quad (2.16)$$

$$C'_b = 128 + 224 \cdot (0,564 \cdot (b - Y)) = 128 + 126 \cdot (b - Y). \quad (2.17)$$

Na slici 2.4. dat je prikaz kodiranja signala kolor diferencije  $C_r$  i  $C_b$  koji su dobijeni odabiranjem U i V signala primenom 8-bitne kvantizacije. Kako trenutne vrednosti ovih signala mogu imati pozitivne i negativne vrednosti, to signali kolor diferencije ( $C_r, C_b$ ) poseduju 225 kvantizacionih nivoa, i moraju se centrirati oko srednje vrednosti 128 (kako bi bili uvek pozitivni), što odgovara nultoj vrednosti analognog signala (tj. kolor razlike).

Hrominentne komponente znatno su užeg spektra od spektra luminantnog signala. Verovatnoća raspodele signala kolor diferencije odgovara *Gauss*-ovoj krivi raspodele. Statistička raspodela pokazuje da kada je signal luminanse najveći, signali kolor diferencije imaju vrlo male vrednosti. Takođe, signali razlike boja gotovo nikad ne dostižu istovremeno maksimalnu vrednost.

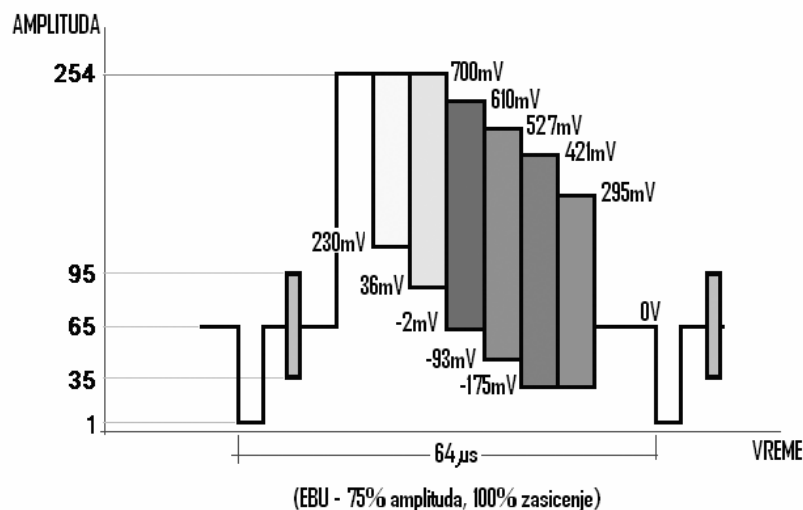


Slika 2.4. Komponentno kodiranje

## 2.5. Digitalizacija kompozitnog signala

Ovaj način digitalizacije koristi se kada je rad u studiju na analognom nivou (što je trenutno slučaj gotovo sa svim TV stanicama u našoj zemlji, izuzev RTS gde je kompletan proizvodni lanac digitalizovan), a RF izlaz u etru treba da bude digitalan – slika 2.5. U takvoj varijanti vrši se kompozitno kodiranje (složenog RF signala). Metod je izuzetno pogodan tokom perioda tranzicije (upravo sada), gde je potrebno analogni signal jednovremeno dovesti na ulaz digitalnog i analognog TV predajnika, što znači istovremeno emitovati analogni i digitalni signal (naravno, na različitim predajnicima i TV kanalima). Osim toga, kompozitnim odabiranjem ostavljena je mogućnost TV stanici da i nakon otpočinjanja rada u digitalnoj tehnici u etru, zadrži analogne uređaje do vremena kada se budu stekli uslovi za potpunom digitalizacijom. Kompozitni PAL signal je u rasponu od 1 – 254 kvantizacionih nivoea.

Digitalizovani nivo sinhro(nizacionog) impulsa (sinka) odgovara kvantizacionom nivou 1, nivo crnog 65 a podnosilac boje (*burst*) 35 – 95 .



Slika 2.5. Kodiranje kompozitnog signala

### 3. ODABIRANJE VIDEO SIGNALA

Ukoliko je najviša frekvencija video signala slike  $f_{\max}$ , tada je prema teoremi odabiranja (odmeravanja, semplovanja, uzorkovanja, engl. *sampling*) neophodno odabrati frekvenciju odabiranja  $f_s$  bar dvostruko višu ( $f_s \geq 2f_{\max}$ ) kako bi se izbegli efekti preplitanja spektra.

#### 3.1. Odabiranje komponentnog video signala

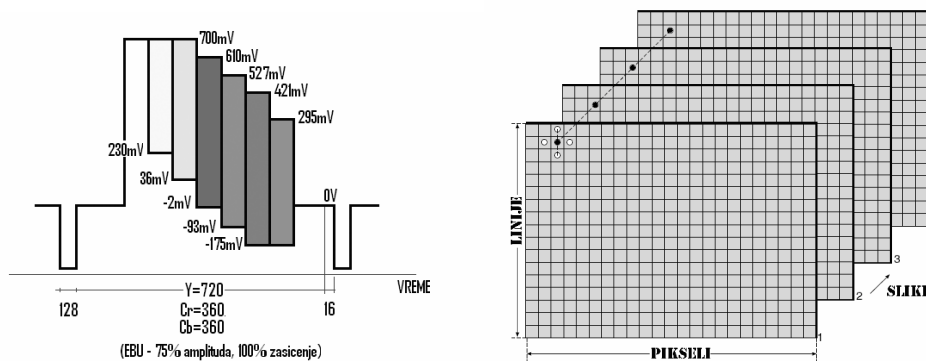
Za komponentni video signal, ITU je usvojio frekvenciju od  $f_s = 13,5\text{MHz}$  (u DVB tehnicima nosi oznaku 4), koja predstavlja određeni celobrojni umnožak linijske (horizontalne) učestanosti ( $f_h$ ) [36]. Ova vrednost odabrana je zato jer je nezavisna od sistema TV u boji (ista je za sistem PAL i NTSC analogne televizije). Dakle,

$$f_s (= 13,5\text{MHz}) = 864f_{h\text{PAL}} = 864 \cdot 625 \cdot 25, \quad \text{PAL} \quad (3.1)$$

$$f_s (= 13,5\text{MHz}) = 858f_{h\text{NTSC}} = 858 \cdot 525 \cdot 29,97. \quad \text{NTSC} \quad (3.2)$$

Ukupan mogući broj odbiraka po jednoj liniji (celobrojni umnožak linijske učestanosti) za PAL sistem iznosi  $864_{\text{PAL}}$  odnosno  $858_{\text{NTSC}}$ , dok je broj elemenata (po aktivnom delu linije) isti u oba slučaja i iznosi 720, slika 3.1.

U situaciji kada odbirci koje sadrži jedna TV linija, zauzimaju uvek istu (fiksnu) poziciju u svim linijama (polu)slike (*line-locked*) takav način odabiranja naziva se ortogonalni [3] – slika 3.2.



Slika 3.1. Odabiranje komponentnog signala Y,  $C_r$ ,  $C_b$  Slika 3.2. Ortogonalnost odabiranja

#### 3.2. Odabiranje kompozitnog signala

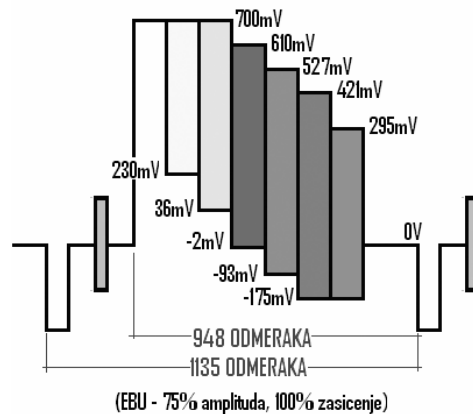
Za kompozitni video signal, frekvencija odabiranja definiše se u odnosu na (pod)nosilac boje ( $f_{sc}$ ) i linijsku (horizontalnu) učestanost ( $f_h$ ), koje međusobno treba da su u sinhronizmu, izrazi 3.3 – 3.4.

$$\begin{aligned} f_{s\text{PAL}} &= 1135 \cdot f_{h\text{PAL}} \cong 4 \cdot f_{sc\text{PAL}}, \\ &= 1135 \cdot 15625 = 17,734375\text{MHz}. \end{aligned} \quad \text{PAL} \quad (3.3)$$

$$\begin{aligned} f_{s\text{NTSC}} &= 910 \cdot f_{h\text{NTSC}} \cong 4 \cdot f_{sc\text{NTSC}}, \\ &= 910 \cdot 525 \cdot 29,97 = 14,318167\text{MHz}. \end{aligned} \quad \text{NTSC} \quad (3.4)$$

Deljenjem sa 4 oba rezultata u izrazima (3.3) i (3.4) sledi da u prvom slučaju (PAL) podnosilac boje ima vrednost  $f_{sc_{PAL}} = 4,4335937\text{MHz}$  (tačna vrednost iznosi  $4,43361875\text{MHz} \pm 5\text{Hz}$ ), a u drugom slučaju za NTSC sistem je  $f_{sc_{NTSC}} = 3,5795417\text{MHz}$  (tačna vrednost je  $3,579545\text{MHz} \pm 10\text{Hz}$ ). Dakle, one ne odgovaraju stvarnim vrednostima, što u praksi znači da je sinhronizam između podnosioca boje  $f_{sc}$  i horizontalne (linijske) frekvencije  $f_h$  blizak ali ne i potpun, tako da je struktura odabiranja skoro ortogonalna. Posledica toga je da je linija TV slike nagnuta za  $0,2^\circ$  na dole posmatrajući leva na desno, umesto da je horizontalna. U reprodukciji slike na ekranu nagib linije za  $0,2^\circ$  se ne primećuje.

Bez obzira na tip odabiranja, broj kojim se množi linijska učestanost ( $f_h$ ), predstavlja iznos odbiraka u jednom linijskom intervalu za dati tip odabiranja. Za kompozitni tip odabiranja u PAL sistemu, to je  $1135_{(PAL)}$  dok je broj aktivnih odbiraka u digitalnoj liniji manji, tj.  $948_{(PAL)}$  – slika 3.3. Za NTSC sistem, ove vrednosti bile bi, respektivno  $948_{(NTSC)}$  i  $768_{(NTSC)}$ . Ukupan broj odbiraka u jednoj PAL slici iznosi  $1135 \cdot 625 + 4 = 709379$ .



Slika 3.3. Odabiranje kompozitnog signala [3]

### 3.3. Bitski protok za 4:2:2 komponentni standard odabiranja

Ustanovljen je međunarodnim preporukama [ITU-R BT.656-2] za komponentnu formu video signala ( $Y - C_r - C_b$ ). To znači da su potrebna 4 odbirka za lumentni ( $Y$ ) i po 2 za hrominentne signale -  $C_b$  i  $C_r$ , sa po osam ( $n = 8$ ) bita po odbirku. Kako je frekvencija odabiranja  $f_s = 13,5\text{MHz}$ , u oznaci  $13,5\text{MHz} = "4"$  to znači da ona odgovara luminansi ( $Y$ ), dok se oznaka "2" odnosi na hrominansu, i iznosi  $6,75\text{MHz}$ , tj.

$$Y : C_r : C_b = 13,5 : 6,75 : 6,75 = 4 : 2 : 2.$$

Ukupan broj detalja u jednoj digitalnoj liniji je,

$$N_{PAL} = f_s / f_{h_{PAL}} = 13.500.000 / 15625 = 864. \quad \text{PAL} \quad (3.5)$$

$$N_{NTSC} = f_s / f_{h_{NTSC}} = 13.500.000 / 15734,265 = 858. \quad \text{NTSC} \quad (3.6)$$



Broj aktivnih odbiraka u jednoj digitalnoj liniji je manji i za oba sistema iznosi po 720 (šta više, 704 ako se izuzme sinhronizacioni impuls) za luminentni (Y) i po 360 za hrominentne ( $C_b$  i  $C_r$ ) signale. Pozicija hrominentnih odbiraka odgovara položaju neparnih odbiraka luminantnog signala tokom svake linije. Vertikalna rezolucija hrominentnih signala identična je (vertikalnoj) rezoluciji luminanse, i iznosi 576 (za standard s 625 linija, sistem PAL), odnosno, 480 (za NTSC sa 525 linija).

Odredimo potreban bitski protok za standard odabiranja 4:2:2. Kako je broj aktivnih odbiraka [11] - slika 3.4,

$$Y = 720 \text{ i } C_r = C_b = 360, \quad (3.7)$$

to je ukupan broj detalja (piksela) u jednoj liniji ( $N_L$ ),

$$N_L = 720 + 360 + 360 = 1440 \text{pix/lin} = 1440 \text{pel}. \quad (3.8)$$

Jedna kompletna (TV) slika sadrži 576 aktivnih linija, tj.,

$$N_F = 576 \cdot N_L = 576 \cdot 1440 = 829.440 \text{pix/frame}, \quad (3.9)$$

a ukupan broj detalja u jednoj sekundi je (koja za PAL sistem ima 25 slika u sekundi)

$$N_S = 25 \cdot N_F = 25 \cdot 829.440 = 20.736.000 \text{pix/s}. \quad (3.10)$$

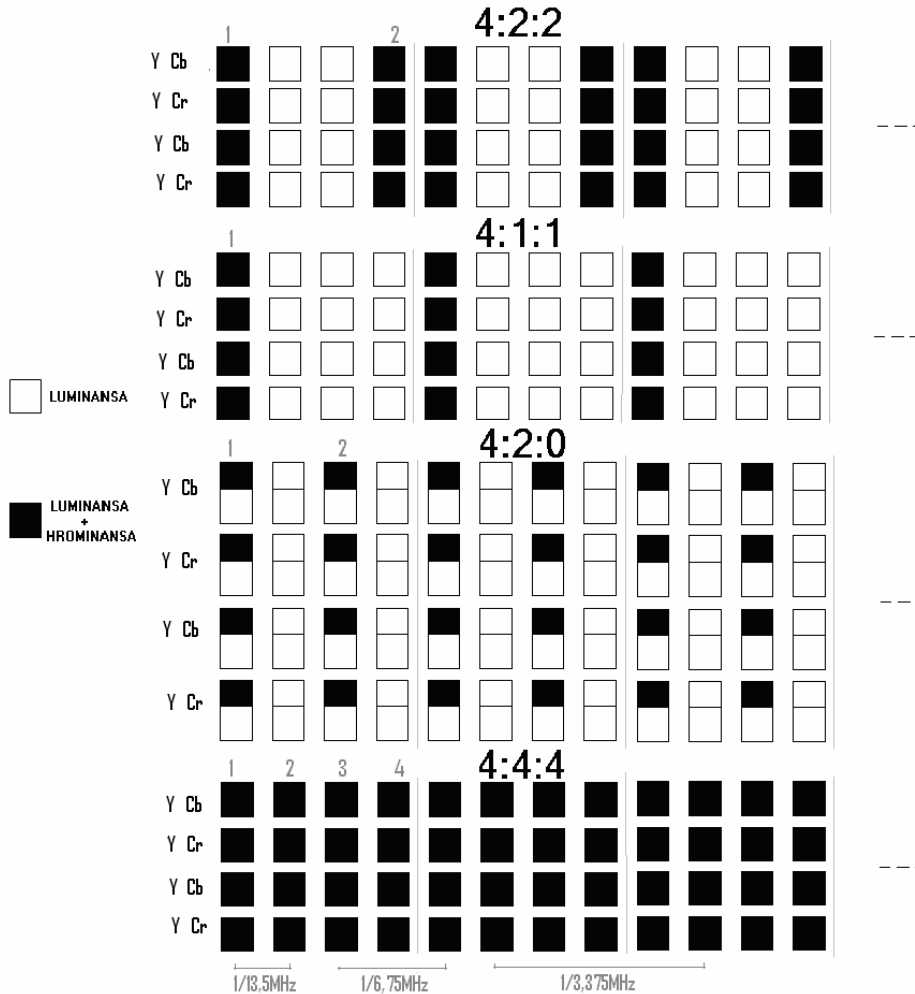
Za osmobicnu kvantizaciju, i 4:2:2 standard odabiranja bitski protok iznosi,

$$N_{4:2:2} = 8 \cdot N_S = 8 \cdot 20.736.000 = 165.888.000 \text{bit/s} \cong 158,2 \text{Mbit/s}. \quad (3.11)$$

### 3.4. Bitski protok za 4:2:0 komponentni standard odabiranja

Dobija se derivacijom formata 4:2:2 na taj način što se isti hrominentni odbirci koriste u dvema zasebnim uzastopnim linijama, čime se redukuje memorija za procesiranje [3], [12], [13]. U DVB-T televiziji standardne rezolucije slike (SDTV) u primeni je ovaj format.

Luminentni signal odabira se u svakoj liniji, a hrominentni u svakoj drugoj [11], te je u stvari, u prvom slučaju 4:0:0 (samo Y), a u drugom, 4:2:2 ( $Y - C_r - C_b$ ), tj. sve komponente slike. Rezolucija slike iznosi 576 aktivnih linija sa po 720 aktivnih odbiraka u svakoj liniji za luminantni, i 288 linija sa po 360 (aktivnih) za hrominentni signal.



Slika 3.4. Standardi odabiranja

Odredimo bitski protok za standard odabiranja 4:2:0. U svakoj liniji vrši se odabiranje luminantnog Y signala, pa je broj aktivnih odbiraka,  $Y = 720$ . Tokom svake druge TV linije pored luminantnog Y, odabiraju se i hrominantni  $C_r$  i  $C_b$  signali, tako da je

$$C_r = C_b = 360. \quad (3.12)$$

To znači da se standard 4:2:0 može "razložiti" na dva standarda odabiranja i to,

- 4:0:0** u kojem se u svakoj drugoj liniji odabira samo luminantna Y komponenta, i
- 4:2:2** gde se u svakoj drugoj liniji odabiraju luminantne i hrominantne komponente Y,  $C_r$  i  $C_b$ .

U prvom (4:0:0) slučaju ukupan broj detalja (piksela) u jednoj liniji ( $N_L$ ) je,

$$N_L = 720 + 0 + 0 = 720 \text{ pix / lin} = 720 \text{ pel} . \quad (3.13)$$

Jedna kompletna TV slika (engl. *frame* – u doslovnom prevodu "okvir") sadrži  $576/2 = 288$  aktivnih linija, tj.,

$$N_F = 288 \cdot N_L = 288 \cdot 720 = 207.360 \text{ pix / frame} , \quad (3.14)$$

a ukupan broj detalja u jednoj sekundi je,

$$N_S = 25 \cdot N_F = 25 \cdot 207.360 = 5.184.000 \text{pix/s} . \quad (3.15)$$

Za osmобitnu kvantizaciju, i 4:0:0 standard odabiranja potreban bitski protok iznosi,

$$N_{4:0:0} = 8 \cdot N_S = 8 \cdot 5.184.000 = 41.472.000 \text{bit/s} . \quad (3.16)$$

U drugom slučaju (za 4:2:2 standard odabiranja) je,

$$Y = 720 \text{ i } C_r = C_b = 360 . \quad (3.17)$$

Ukupan broj detalja (piksela) u jednoj liniji ( $N_L$ ) iznosi,

$$N_L = 720 + 360 + 360 = 1440 \text{pix/lin} . \quad (3.18)$$

Jedna kompletna TV slika (okvir) sadrži  $288 = 576/2$  aktivnih linija, tj.,

$$N_F = 288 \cdot N_L = 288 \cdot 1440 = 414.720 \text{pix/frame} . \quad (3.19)$$

Ukupan broj detalja u jednoj sekundi je

$$N_S = 25 \cdot N_F = 25 \cdot 414.720 = 10.368.000 \text{pix/s} . \quad (3.20)$$

Za osmобitnu kvantizaciju, i 4:2:2 standard odabiranja potreban bitski protok iznosi

$$N_{4:2:2} = 8 \cdot N_S = 8 \cdot 10.368.000 = 82.944.000 \text{bit/s} . \quad (3.21)$$

Ukupan bitski protok dobija se sabiranjem, odnosno,

$$N_{4:2:0} = N_{4:0:0} + N_{4:2:2} , \quad (3.22)$$

$$N_{4:2:0} = 41.472.000 + 82.944.000 = 124.416.000 \text{bit/s} \cong 118,65 \text{Mbit/s} .$$

### 3.5. Bitski protok za 4:1:1 komponentni standard odabiranja

Broj aktivnih odbiraka u jednoj aktivnoj digitalnoj liniji je manji i za oba sistema (NTSC, PAL) iznosi 720 za lumentni (Y) i po 180 za hrominentne ( $C_b$  i  $C_r$ ) signale [11], [12]. Pozicija hrominentnih uzoraka odgovara položaju neparanih odbiraka lumentnog signala tokom svake linije. Vertikalna rezolucija hrominanse identična je (vertikalnoj) rezoluciji lumentne, i iznosi 576 (za sistem s 625 linija, tj. PAL), odnosno, 480 (za NTSC, 525 linija).

Odredimo bitski protok za standard odabiranja 4:1:1. Kako je broj aktivnih odbiraka (slika 3.4),

$$Y = 720 \text{ i } C_r = C_b = 180 , \quad (3.23)$$

to je ukupan broj detalja (piksela) u jednoj liniji ( $N_L$ ),

$$N_L = 720 + 180 + 180 = 1080 \text{pix/lin} = 1080 \text{pel} . \quad (3.24)$$

Jedna kompletna TV slika (okvir) sadrži 576 aktivnih linija, tj.,

$$N_F = 576 \cdot N_L = 576 \cdot 1080 = 622.080 \text{pix / frame}, \quad (3.25)$$

a ukupan broj detalja u jednoj sekundi je (PAL sistem sadrži 25 slika u sekundi)

$$N_S = 25 \cdot N_F = 25 \cdot 622.080 = 15.552.000 \text{pix / s}. \quad (3.26)$$

Za osmobicnu kvantizaciju, i standard odabiranja 4:1:1 potreban bitski protok iznosi

$$N_{4:1:1} = 8 \cdot N_S = 8 \cdot 15.552.000 = 124.416.000 \text{bit / s} \cong 118,65 \text{Mbit / s}. \quad (3.27)$$

### 3.6. Bitski protok za 4:4:4 komponentni standard odabiranja

Ovaj standard odabiranja je prvenstveno u upotrebi na studijskom nivou [11], [12]. Broj aktivnih odbiraka je,

$$Y = 720 \text{ i } C_r = C_b = 720, \quad (3.28)$$

pa je ukupan broj detalja (piksela) u jednoj liniji ( $N_L$ ),

$$N_L = 720 + 720 + 720 = 2160 \text{pix / lin} = 2160 \text{pel}. \quad (3.29)$$

Jedna kompletna TV slika (okvir) sadrži 576 aktivnih linija, tj.,

$$N_F = 576 \cdot N_L = 576 \cdot 2160 = 1.244.160 \text{pix / frame}, \quad (3.30)$$

a ukupan broj detalja u jednoj sekundi je (koja za PAL sistem ima 25 slika u sekundi),

$$N_S = 25 \cdot N_F = 25 \cdot 1.244.160 = 31.104.000 \text{pix / s}. \quad (3.31)$$

Za osmobicnu kvantizaciju, i standard odabiranja 4:4:4 potreban bitski protok iznosi,

$$N_{4:4:4} = 8 \cdot N_S = 8 \cdot 31.104.000 = 248.832.000 \text{bit / s} \cong 29,66 \text{MB / s}. \quad (3.32)$$

Ovde treba obratiti pažnju na standard odabiranja 4:4:4, izraz 3.33 i odgovarajući rezultat formata odabiranja 4:2:2, izraz 3.11. Uzimanjem dvostruke vrednosti bitskog protoka za 4:2:2,

$$N_{4:2:2} = 165.888.000 \text{bit / s}, \quad (3.33)$$

odnosno,

$$2 \cdot N_{4:2:2} = 331.776.000 \text{bit / s}, \quad (3.34)$$

i oduzimanjem bitskog protoka za standard 4:4:4,

$$N_{4:4:4} = 248.832.000 \text{bit / s} \quad (3.35)$$

dobija se,

$$2 \cdot N_{4:2:2} - N_{4:4:4} = 331.776.000 - 248.832.000 = 82.944.000 \text{ bit/s} \cong 79,1 \text{ Mbit/s} . \quad (3.36)$$

Dobijena vrednost (izraz 3.36) dovoljna je za odabiranje jedne komponente, što se numerički lako može pokazati (videti standarde odabiranja 4:0:0, odnosno 4:2:0). U TV u boji na studijskom nivou, ona se koristi za "alpha-key" signal. S praktične strane to znači da se zadržava kompatibilnost između prenosa 4:4:4 i 4:2:2 standarda odabiranja, tako što će se koristiti dva interfejsa 4:2:2 standarda za prenos jednog 4:4:4 standarda.

Iz prethodnih rezultata, može se izvesti zaključak - da je izborom nižeg standarda (formata) odabiranja  $(4:2:0 = 4:1:1) < 4:2:2 < 4:4:4$  neophodan bitski protok manji. Takođe, zapaža se da je bitski protok za standarde 4:2:0 i 4:1:1 isti.

### 3.7. Bitski protok za kompozitni standard odabiranja

Istovetnom analogijom može se odrediti bitski protok u slučaju odabiranja kompozitnog signala. Broj aktivnih odbiraka u jednoj liniji za PAL kompozitni signal je [11], [12],

$$N_L = 948 \text{ pix/lin} = 948 \text{ pel} . \quad (3.37)$$

Broj aktivnih detalja unutar jednog okvira (kompletne TV slike) iznosi

$$N_F = 576 \cdot N_L = 576 \cdot 948 = 646.048 \text{ pix/frame} . \quad (3.38)$$

Kako se u jednoj sekundi emituje 25 kompletnih TV slika (okvira), to je broj aktivnih detalja u sekundi jednak,

$$N_S = 25 \cdot N_F = 25 \cdot 948 = 13.651.200 \text{ pix/s} . \quad (3.39)$$

Ukupni bitski protok biće (pri osmobitnoj kvantizaciji),

$$N_C = 109.209.600 \text{ bit/s} \cong 104,15 \text{ Mbit/s} . \quad (3.40)$$

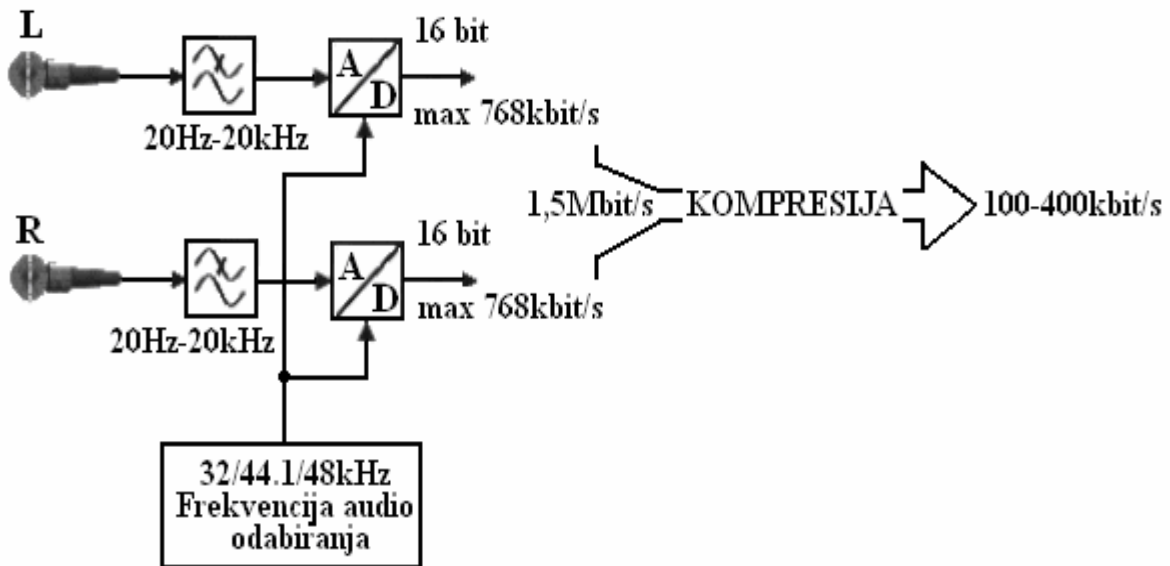
Kako je kvalitet signala u direktnoj srazmeri s bitskim protokom, zaključuje se da je kompozitni način odabiranja najslabijeg kvaliteta od svih metoda odabiranja.

### 3.8. Digitalizovanje audio signala

Čovečji sluh poseduje dinamiku audio signala (odnos najjačeg i najtišeg tona) do najviše 140dB, i raspon čujnih frekvencija od 20Hz do 20kHz [10], [11]. Naravno, ovo su ekstremne granice, i kod odraslih osoba granice opsega dinamike sluha i čujnih frekvencija su uže. Osim toga, navedena vrednost opsega dinamike se statistički retko dešava. U praktičnoj realizaciji ne moraju se poštovati ekstremne granice, već one koje su statistički verovatnije i tehnički prihvatljivije.

Princip digitalizacije prikazan je na slici 3.5. Audio signali iz levog (L) i desnog (R) izvora zvuka propuštaju se kroz niskofrekvencijske (NF) filtre propusnog opsega 20Hz – 20kHz a potom se dovode na ulaze analogno/digitalnih (A/D) konvertora. Za postupak odabiranja na raspolaganju je nekoliko standardizovanih frekvencija: 32kHz; 44,1kHz (CD) i 48kHz (R-DAT) koji predstavlja studijski kvalitet. Kod studijskih snimaka izuzetno visokog kvaliteta zahteva se frekvencija odabiranja 96kHz.

Za obezbeđenje visoke dinamike, neophodno je primeniti bar 16. bitnu kvantizaciju sa ukupno  $2^{16} = 65536$  kvantizaciona nivoa (što je 256 puta više nego u slučaju slike). Maksimalna vrednost bitskog protoka iznosi 768kbit/s po jednom audio kanalu [10], [11], što za oba čini 1,5Mbit/s (nakon postupaka kompresije, bitski protok je najviše 386kbit/s).



Slika 3.5. Digitalizacija audio signala

## 4. KOMPRESIJA (REDUKCIJA BITSKOG PROTOKA)

Na osnovu razmatranja iz prethodnog poglavlja, zaključuje se da bitski protok ima visoku vrednost i da ga je potrebno na neki način smanjiti (redukovati). Postupak redukovanja bitskog protoka naziva se izvorno kodiranje ili kraće - kompresija signala. Za redukciju bitskog protoka, postoji više metoda, koji se primenjuju ponaosob ili u kombinaciji jedan s drugim u okviru MPEG koda.

### 4.1. Kodiranje različitom dužinom – VLC

Kodiranje različitom dužinom – VLC (*Variable Length Coding*) zasniva se na činjenici da verovatnoće sadržaja slike nisu iste (t.j. nisu ekviverovatne) za pojedine elemente slike [11], [12], [13]. To znači da je potrebno da se najfrekventniji elementi koduju manjim, a manje frekventni, većim brojem bita. Na taj način srednja dužina kodne reči, generalno je manja nego da je kodiranje vršeno fiksnom dužinom (RLC - *Run Length Coding*) koje je takođe u primeni u DVB tehnici.

Kodiranje promenljivom dužinom reči pripada entropijskom kodiranju, koje se može objasniti na sledeći način. Neka se neki događaj  $\langle a \rangle$ , na primer generisanje elementa slike na određenoj poziciji, pojavljuje s verovatnoćom  $p_a$  pri čemu je  $0 \leq p_a \leq 1$ . Tada je informacioni sadržaj jednak (4.1),

$$I_a = \log_2 \left( \frac{1}{p_a} \right) = -\log_2(p_a) = -\text{ld}(p_a). \quad (4.1)$$

Ako se posmatra  $\langle m \rangle$  elemenata slike od kojih je svaki s verovatnoćom pojavljivanja  $p_k$ , prosečni sadržaj takve informacije po jednom simbolu iznosi,

$$H = - \sum_{k=0}^{m-1} (p_k \cdot \log_2(p_k)), \quad (4.2)$$

i naziva se entropija.

#### Primer 4.1.

Pretpostavimo da su verovatnoće generisanja 4 simbola **a**, **b**, **c** i **d** respektivno 0,4; 0,3; 0,2 i 0,1 [13]. Primenom (4.1) i (4.2) sadržaj događaja i entropija mogu se predstaviti [13] tabelarno, tabela 4.1.

SIMBOL	$p_i$	$I = -\log_2(p_i)$	$-p_i \cdot \log_2(p_i)$
a	0,4	1,32	0,53
b	0,3	1,74	0,52
c	0,2	2,32	0,46
d	0,1	3,32	0,33
$H = - \sum_{k=0}^{m-1} (p_k \cdot \log_2(p_k)) = 1,84 \text{ bit/simbol}$			

Tabela 4.1. Informacioni i prosečni sadržaj

U konkretnom slučaju, prosečni sadržaj informacije (entropija) iznosi 1,84bit/simbol.

Najpoznatiji algoritam entropijskog kodiranja je *Huffman*-ov čiji se postupak sastoji u sledećem [13]:

1. korak: lista elemenata aranžira se po opadajućoj verovatnoći (od najveće ka najmanjoj),
2. korak: dva elementa s najmanjom verovatnoćom grupišu se u novi sabiranje njihovih verovatnoća,
3. korak: ponavlja se korak <2> sve dok se aranžiranjem mogu kombinovati dva simbola,
4. korak: označiti svaku kombinaciju u stablu simbolom  $\begin{matrix} 0 \\ 1 \end{matrix}$ ,
5. korak: očitati *Huffman*-ov kod s desna u levo – primer 4.2.

#### Primer 4.2.

Neka su verovatnoće 0,0625; 0,75; 0,125 i 0,0625. Sortirajmo ih po opadajućoj vrednosti i radi lakšeg praćenja, dodelimo im odgovarajuće simbole [13], tj.:

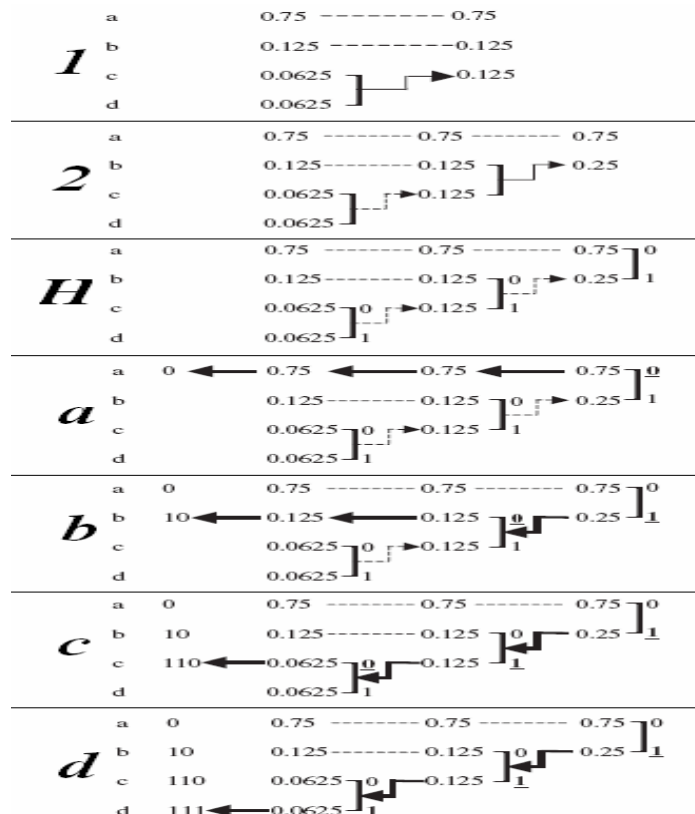
a = 0,75  
b = 0,125  
c = 0,0625  
d = 0,0625

Nakon prvog aranžiranja (u oznaci 1), najmanje verovatnoće “c” i “d” prostim sabiranjem daju vrednost 0,125. U drugoj kombinaciji (oznaka 2) zbir verovatnoća “b” i “c+d” daje zbir 0,25. Ovakvim postupkom dobijeno je *Huffman*-ovo stablo (oznaka H), slika 4.1

Verovatnoća “a” nakon *Huffman*-ovog kodiranja, krećući se stablom s desna u levo 0,75-0,75-0,75 odgovara vrednosti “0”. Dakle, u bitskoj formi je a=0

Sledeći element je “b” s verovatnoćom b=0,125. Da bi se idući s desna u levo stiglo do b=0,125 put je 1-0. Sledi da je b=10 u bitskoj formi. Po istom principu, u bitskoj formi je c=110 i d=111.

Prema tome, *Huffman*-ova kodna reč je a=0, b=10, c=110 i d=111.



Slika 4.1. *Huffman*-ov princip kodiranja i stablo



## 4.2. Inter kodiranje

Zasniva se na korišćenju principa sličnosti između dveju uzastopnih kodiranih slika [3], [7], [8], [9]. Naime, umesto da se u postupku procesiranja prenosi kompletan sadržaj dve uzastopne slike, prenosi se samo razlika naredne u odnosu na prethodnu, čime je količina informacija za procesiranje znatno manja. Povećanjem broja novih (i pokretnih) detalja biće potrebno preneti više informacija za obradu (i obrnuto).

Vizuelno, ovo se može uočiti iz realne scene prikazane na slici 4.2.



Slika 4.2. Ilustracija trenutne A, prethodne B i njihove razlike C

Da bi se mogla ustanoviti međusobna razlika uzastopnih slika, neophodno je definisati i utvrditi istovetnost (sličnost) dveju slika, koja se u matematičkom pogledu, izražava autokorelacionom funkcijom. Ona predstavlja meru varijacije razlike između piksela u odgovarajućim homolognim blokovima – slika/primer 4.3. Korelacioni koeficijent  $r$  između dva homologna bloka piksela  $A(i, j)$  i  $B(i, j)$  gde su  $(i, j)$  koordinate pozicija piksela unutar svakog bloka [13], definiše se kao (4.3),

$$r = \frac{\sum_i \sum_j [A(i, j) - \mu_A][B(i, j) - \mu_B]}{\sqrt{\sum_i \sum_j [A(i, j) - \mu_A]^2 \sum_i \sum_j [B(i, j) - \mu_B]^2}}, \quad (4.3)$$

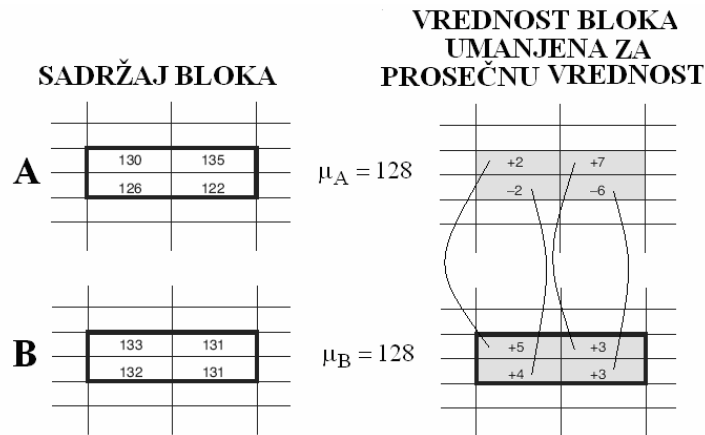
pri čemu  $\mu_A$  i  $\mu_B$  predstavljaju srednje vrednosti blokova A i B, ili se uzima celobrojna vrednost približna srednjoj, čime je izraz u brojiocu uvek pozitivan (pošto je po definiciji  $0 \leq r \leq 1$ ). Ukoliko je korelacioni koeficijent  $r$  približniji nuli, korelacija je manja, i obrnuto, ako je bliži jedinici, korelacija je veća (piksela su “istovetniji”), pa je razlika detalja između dve uzastopne slike manja.

### Primer 4.3.

Posmatrajmo dva bloka veličine  $2 \times 2$ , slika 4.3. Uzimajući u oba slučaja prosečnu vrednost  $\mu_A = \mu_B = 128$  i oduzimajući je od vrednosti iz polja bloka A i bloka B, dobija se situacija prikazana na desnoj polovini slike 4.3. Množenjem homolognih polja (polja sa istim koordinatama  $(i, j)$ ) [13], i primenom izraza (4.3) sledi,

$$r = \frac{2 \cdot 5 + 7 \cdot 3 - 2 \cdot 4 - 6 \cdot 3}{\sqrt{[2^2 + 7^2 + (-2)^2 + (-6)^2] \cdot [5^2 + 3^2 + 4^2 + 3^2]}}$$

$$r = 0,0675.$$

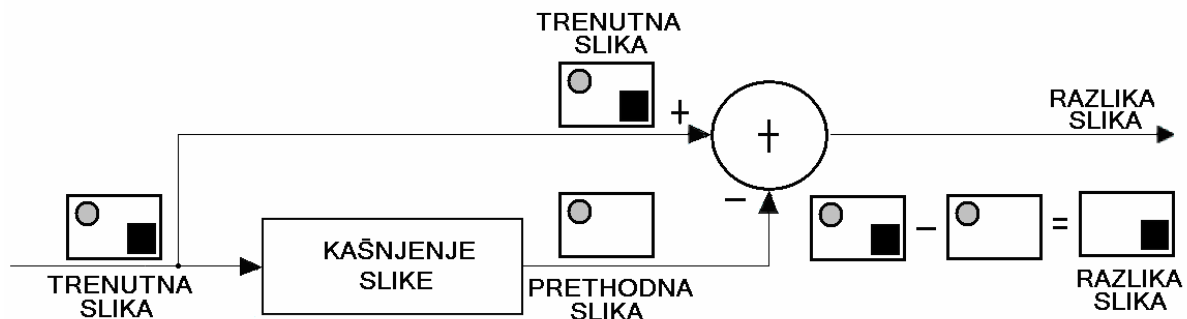


Slika 4.3. Pojašnjenje autokorelacije

U konkretnom primeru, korelacija je mala.

----- XXX -----

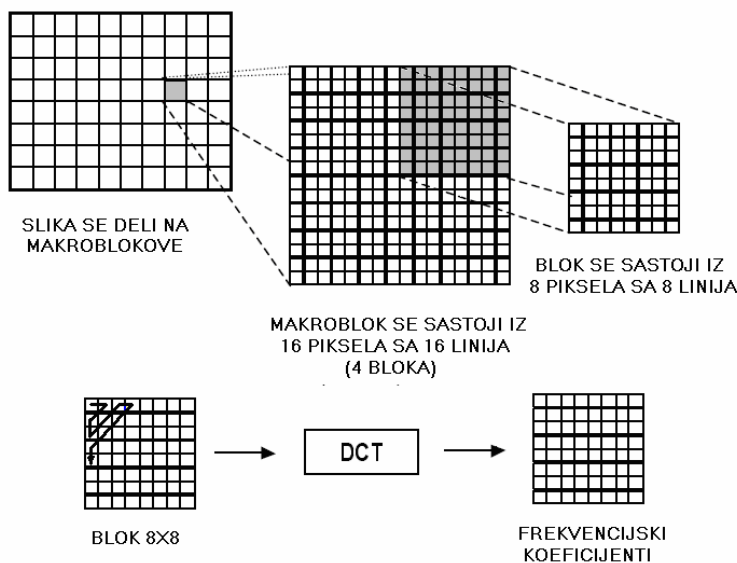
Način prenosa razlike dveju uzastopnih slika nosi u sebi opasnost akumulacije greške u naredne slike. Zbog toga se periodično, nakon nekoliko slanja razlike slika, šalje kompletan sadržaj prethodne slike - slika 4.4. Ovakve slike nazivaju se interkodirane "I" slike (o kojima će biti reči nešto kasnije). Sa slike 4.4, vidi se da ekran (tj. pravougaonik) prethodne slike (N-1) sadrži kružić u gornjem levom, trenutna slika (N) kružić i kvadratić u donjem desnom uglu. Razlika trenutne i prethodne slike predstavlja kvadratić, koji se prenosi dalje kao naredna slika (N+1).



Slika 4.4. Razlika dveju uzastopnih slika

### 4.3. Analiza slike

Od ranije je poznato da se TV slika sastoji od 576 aktivnih linija a svaka (PAL) linija od 720 piksela, iz čega proizilazi da jedna kompletna TV slika ima  $720/8 = 90$  blokova od po  $8 \cdot 8$  piksela po horizontali ( $\rightarrow$ ) i  $576/8 = 72$  bloka po vertikali ( $\downarrow$ ) ekrana što iznosi  $72 \cdot 92 = 6480$  blokova [3], [7], [8], [9]. Da bi se mogla obaviti analiza slike, ona prvo mora da se izdela u blokove od po  $8 \cdot 8$  piksela, a zatim da se izvrši očitavanje bloka (jer je blok ove veličine najpogodniji za proces diskretne kosinusne transformacije DCT u realnom vremenu). Da bi se došlo do bloka  $8 \times 8$  postupak je sledeći. Ekran se izdela u makroblokove koji sadrže po 4 DCT bloka - slika 4.5., na koje se primenjuje postupak DCT.



Slika 4.5. Koncept diskretne kosinusne transformacije (DCT)

Dakle, ekran jedne kompletne TV slike sastoji se od:

- 576 linija sa 720 detalja po liniji, odnosno,
- 36 isečaka od po 45 makro blokova ( $16 \times 16$ ), odnosno,
- 72 DCT bloka ( $8 \times 8$ ) po vertikali ( $\downarrow$ ) i 90 DCT blokova ( $8 \times 8$ ) po horizontali ( $\rightarrow$ ) ukupno 6480.

Idući obrnutim procesom, vidi se da se sekvenca slika sastoji iz grupe slika (GOP) (slika 4.6.), grupa od isečaka (slajsova, engl. *Slice*) – ukupno 36, a svaki isečak (odsečak) od makroblokova koji, kao što je rečeno, sadrže po 4 DCT bloka. Ukupan broj makro blokova u jednom odsečku je 45. Ovaj postupak definiše hijerarhiju MPEG-2 video slojeva (engl., *layer-a*), a značenja su sledeća:

#### Sekvenca (Sequence)

Predstavlja najviši sloj kojim je određen (definisano) sadržaj slike (osnovni video parametri i dr.)

#### Grupa slika (Group of picture - GOP)

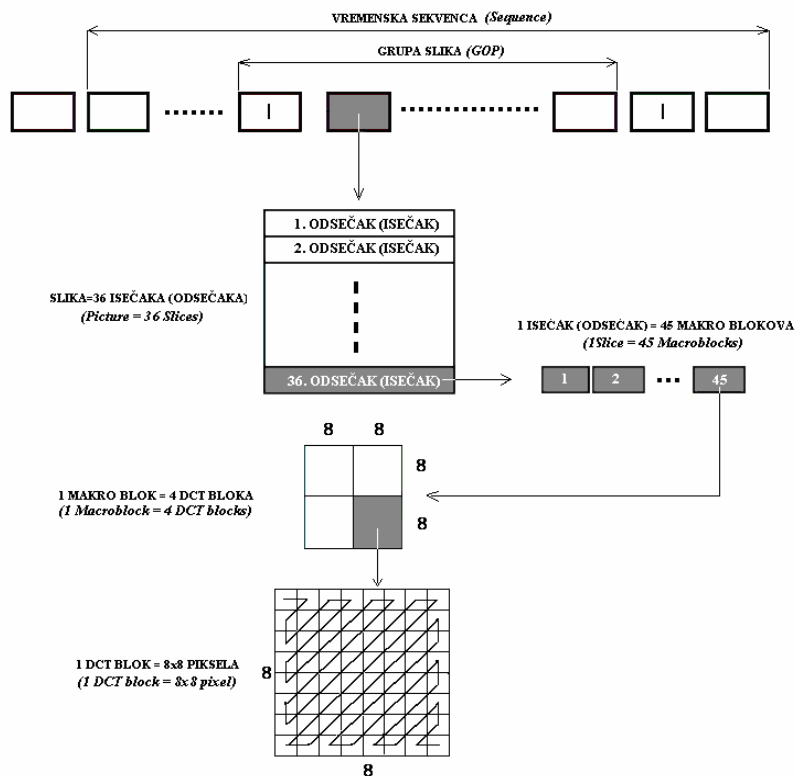
Definiše proces slučajne (*random*) sekvence. On uvek startuje s **I** okvirom – videti tekst koji sledi. Neophodna informacija za formiranje GOP je najmanje jedan **I** okvir. U konkretnom slučaju je  $M=3$ ,  $N=7$  (slike 4.11/12) pa se GOP sastoji od najviše 7 slika.

#### Slika (Picture)

Ovo je elementarna slikovna (na displeju ekrana) jedinica, koja se sastoji iz jednog od tri moguća okvira (*Frame*) **I**, **P** i **B** (slike 4.11/12). Potrebna informacija - tip okvira.

#### Isečak, odsečak, kartica - slajs (Slice)

Namenjen je za adresiranje između sukcesivnih okvira (*inter frame*) i postupak resinhronizacije (na primer, pri pojavi greške). Predstavlja seriju (grupu) makroblokova. Veličina slajsa nije fiksirana MPEG-om. Tipična kartica za DVB-T ima 45 blokova od po  $16 \times 16$  piksela, odnosno, 45 makroblokova, tako da ih u jednom okviru ima ukupno 36. Potrebna informacija - DCT kvantizaciona matrica.



**Slika 4.6.** Hijerarhija MPEG-2 lejera (slojeva)

Makroblok (Macroblock)

Predstavlja sloj (lejer, engl. *layer*), koji se koristi za procenu i predikciju pokreta. Jedan makroblok sastoji se iz 16x16 piksela koji sadrže podatke o sjajnosti (Y) i kolor diferenciji ( $C_r$ ,  $C_b$ ), odnosno za format odabiranja:

Format **4:2:0**            6 blokova    ( $4Y$ ,  $1C_b$ ,  $1C_r$ )

Rezolucija hrominentnih komponenata je dvostruko manja od lumentne u H- i V-smeru.

Format **4:1:1**            6 blokova    ( $4Y$ ,  $1C_b$ ,  $1C_r$ )

Rezolucija hrominentnih komponenata je dvostruko manja od lumentne u H- i V-smeru.

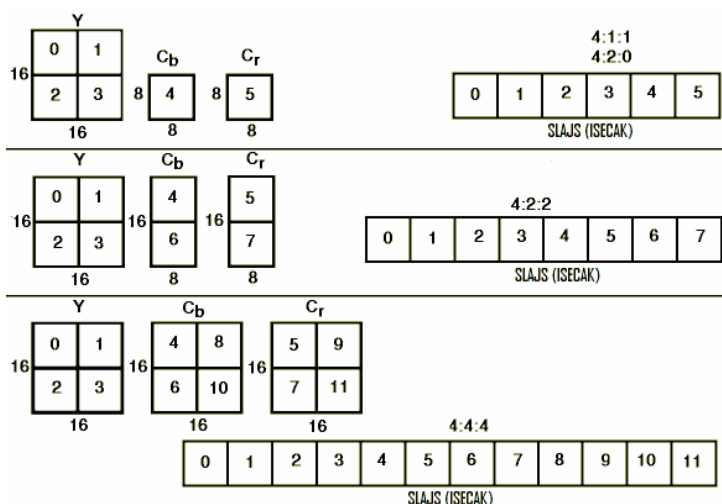
Format **4:2:2**            8 blokova    ( $4Y$ ,  $2C_b$ ,  $2C_r$ )

Rezolucija hrominentnih komponenata je dvostruko manja od lumentne u H-smeru.

Format **4:4:4**            12 blokova   ( $4Y$ ,  $4C_b$ ,  $4C_r$ )

Rezolucija hrominentnih komponenata jednaka je rezoluciji lumentne komponente

Na slici 4.7 prikazan je raspored lumentnih i hrominentnih komponenata za standarde odabiranja 4:2:2, 4:2:0, 4:1:1 i 4:4:4 kao i redosled skeniranja DCT blokova 8x8 (brojevi u kvadratićima, 0 – 11).



Slika 4.7. Pozicija makroblokova Y, C<sub>b</sub> C<sub>r</sub> za različite standarde odmeravanja

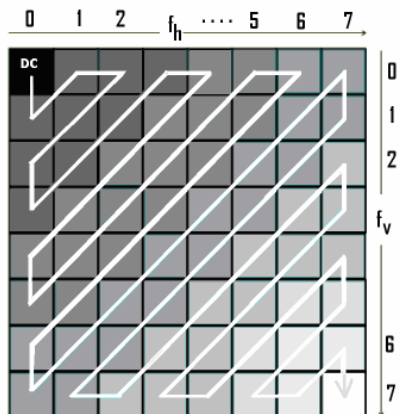
#### Blok (*Block*), DCT blok

Sastoji se iz 8x8 piksela i služi za (DCT) očitavanje bitskog niza. Potrebna informacija - podaci o bloku i vektoru pokreta. Postupak očitavanja DCT bloka dat je u narednom tekstu

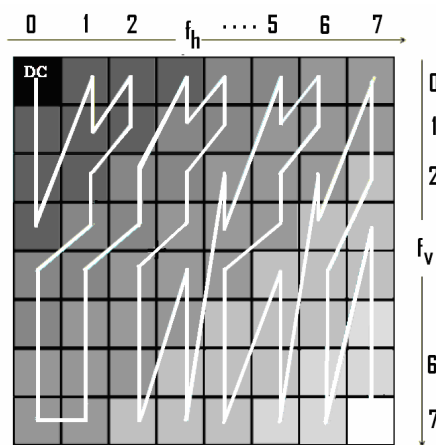
### 4.4. Diskretna kosinusna transformacija - DCT (*Discrete Cosine Transform*)

Diskretna kosinusna transformacija (DCT - *Discrete Cosine Transform*) predstavlja *Fourier*-ovu transformaciju primenjenu na diskretne signale (odbirke). Njome se vrši dekompozicija složenog signala u seriju prostoperiodičnih (sinusoidalnih i kosinusoidalnih) signala viših harmonika [15], [17], [18], [19], [20], [21], [23]. Pod određenim uslovima, moguće je izvršiti dekompoziciju složenog signala samo na kosinusoidalne članove, koji su u fazi s osnovnim signalom, čime se redukuje potrebna količina koeficijenata za polovinu (50%) jer je kosinus parna funkcija. U slučaju slike, originalni signal je dvodimenzionalan, tako da je neophodna bidirekciona (dvostrana) diskretna kosinusna transformacija u horizontalnom i vertikalnom smeru. Signali luminanse i hrominanse transformišu se iz diskretnih vrednosti blokova od po  $N \times N$  piksela u drugi blok (matricu)  $N \times N$  koeficijenata, koji predstavljaju amplitude svakog od kosinusoidalnih članova (harmonika).

U transformacionom bloku (dimenzija  $8 \times 8$ ), koeficijenti po horizontalni (s leva na desno), predstavljaju horizontalnu ( $f_h$ ) prostornu učestanost u rastućem nizu od 0 do 7 a po vertikalni (odozgo na dole), prostornu vertikalnu ( $f_v$ ) takođe u rastućem nizu od 0 do 7 (pri tom, obe frekvencije treba razlikovati od horizontalne (linijske) učestanosti  $f_H = 15625\text{Hz}$  i vertikalne  $f_V = 25\text{Hz}$  u analognoj TV tehnici) - slika 4.8 i 4.9. Na taj način, gornji levi član matrice (koordinate (0,0) imaće najnižu vrednost prostorne učestanosti, tj. jednosmernu komponentu (DC), a donji desni (koordinate (7,7) - najvišu prostornu frekvenciju. Izgled očitavanja koeficijenata DCT bloka dat je na slici 4.8. To je putanja oblika "cik-cak". Kod sistema s progresivnom analizom slike preporučuje se "cik-cak" putanja - slika 4.8, dok bi za slike s poredom više odgovarala putanja, prikazana na slici 4.9 ("alternativna") kod koje je vertikalna prostorna frekvencija skeniranja dvostruko viša nego nego u prethodnom slučaju, pa je pogodnija kod analize slike s poredom (uporediti broj vertikalnih i horizontalnih skokova na obe slike 4.8 i 4.9).



**Slika 4.8** Očitavanje bitskog niza cik-cak putanjom



**Slika 4.9.** Očitavanje bitskog niza alternativnom putanjom

Zavisno od broja detalja, sadržanih u izvornom bloku dobijeni VF koeficijenti mogu biti veći ili manji[37], [38], [39], [40] ali generalno posmatrano, amplitude se udaljavanjem od koordinatnog početka (0,0) – gornjeg levog ugla matrice 8x8, vrlo brzo smanjuju s porastom prostorne učestanosti (harmonika). Diskretna kosinusna transformacija (DCT) poseduje značajnu povoljnu mogućnost koncentracije energije blokova, na relativno mali broj koeficijenata koji su locirani u gornjoj levoj polovini bloka (matrice), koji su u dekorelaciji su sa ostalim koeficijentima, tako da se broj procesirajućih podataka znatno smanjuje. Do ovog momenta u postupku kompresije, proces je reverzibilan, i nema gubitaka informacije. Celokupan postupak ilustrovan je tabelarno, primer 4.4.

**Primer 4.4.**

Primena diskretne kosinusoidalne transformacije ilustrovaće se primerom [12]. Pretpostavimo da je osvetljenost svakog od 64 piksela ( $N \times N = 8 \times 8$ ) u rasponu od 0 do 255, data u formi matrice (tabele 4.2) dimenzija 8x8.

183	198	220	239	244	236	222	211
198	209	222	231	229	215	198	186
144	154	170	184	190	190	185	180
162	164	166	167	165	161	157	154
195	191	185	180	178	178	179	181
174	168	161	156	160	170	183	192
174	160	138	1193	112	115	125	133
152	138	119	105	104	115	133	146

**Tabela 4.2.** Blok od 8x8 piksela

Oduzimajući 128 od svake vrednosti polja u tabeli 4.2., dobija se forma prikazana u tabeli 4.3.

55	70	92	111	116	108	94	83
70	81	94	103	101	87	70	58
16	81	42	56	62	62	57	52
34	36	38	39	37	33	29	26
67	63	57	52	50	50	51	53
46	40	33	28	32	42	55	64
46	32	10	-9	-16	-13	-3	5
24	10	-9	-23	-24	-13	5	18

**Tabela 4.3.** tabelarna forma bloka 8x8 piksela umanjen za vrednost

Na ovako dobijene tabelarne vrednosti primenjuje se dvodimenzionalna diskretna kosinusoidalna transformacija, čiji je rezultat dat u tabeli 4.4.

1384	0	0	0	0	0	0	0
216	-36	-99	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0
99	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0
-58	0	0	0	0	0	0	0
0	-60	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0	1

**Tabela 4.4.** tabelarna forma bloka 8x8 nakon primene diskretne kosinusoidalne transformacije

Sledeći postupak je kvantizacija DCT vrednosti, tabela 4.6, primenom kvantizacionih faktora (tabela 4.5). MPEG-2 standard definiše kvantizacione tabele koje se (u praktičnoj realizaciji) mogu zameniti u koderu sopstvenim tabelama.

8	16	19	22	26	27	29	34
16	16	22	24	27	29	34	37
19	22	26	27	29	34	34	38
22	22	26	27	29	34	37	40
22	26	27	29	32	35	40	48
26	27	29	32	35	40	48	58
26	27	29	34	38	46	56	69
27	29	35	38	46	56	69	83

**Tabela 4.5.** kvantizacioni faktori

Kako psihofiziološke osobine čovečjeg vida dozvoljavaju eliminisanje viših (prostornih) frekvencija bez primetne degradacije kvaliteta slike, to je moguće eliminisati sve vrednosti ispod zadatog praga (što praktično znači "svesti" ih na vrednost  $<0>$ ) a ostale (iznad praga) kvantizovati. Na taj način, određen je najdominantniji član u gornjem levom uglu tabele 4.6, koji odgovara vrednosti jednosmerne komponente (DC), tj. za  $i = j = 0$  sledi  $f_h = f_v = 0$ . Udaljavajući se desno i na dole od gornjeg levog ugla (tabela 4.6), koeficijenti matrice imaju vrednost nula (0).

173	0	0	0	0	0	0	0
6	-1	2	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0
2	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0
-1	0	0	0	0	0	0	0
0	1	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0

**Tabela 4.6.** kvantizacija nakon primene diskretne kosinusoidalne transformacije

Primenom putanje skeniranja oblika "cik-cak", na vrednosti u tabeli 4.6. sledi (tabela 4.7.).

173	6	0	0	-1	0	2	0
-2	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0

**Tabela 4.7.** matrična forma nakon cik-cak skeniranja

Iz tabele 4.6, odnosno 4.7, zaključuje se da se korišćenjem DCT, dobijaju značajne vrednosti koeficijenata u okolini koordinatnog početka (gornjeg levog ugla) tabele, a udaljavanjem od njega (ka višim prostornim frekvencijama) energija koeficijenata je sve manja i manja.

Očitavanjem bitskog niza po vrstama u tabeli 4.7, dobija se bitski niz:

173,6,2\*0,-1,1\*0, 2,1\*0,-2,6\*0,-1,13\*0,-1,34\*0

**Tabela 4.8.** VLC kodiranje - matrična forma nakon cik-cak skeniranja

Iz tabele 4.8. vidi se da bitski niz u poseduje nule nakon određenih očitanih vrednosti, koje se pri korišćenju VLC izvornog kodiranja ne prenose, pa se blok od 64 bajta završava kodiranim *End-Of-Block* signalom s nulama.

Opširnije o diskretnim *Fourier*-ovim transformacijama čitalac može naći na kraju knjige u prilogu B.

Prema preporuci [ETSI 300 401], **diskretna kosinusna transformacija** za bilo koju od diskretizovanih komponenti ( $Y, C_B, C_R$ ), definisana je anličkim izrazom,



$$Z(k, m) = \frac{1}{4} \cdot C_k \cdot C_m \cdot \sum_{i=0}^7 \sum_{j=0}^7 (z(i, j) \cdot \cos \frac{(1+2 \cdot i) \cdot k \cdot \pi}{16} \cdot \cos \frac{(1+2 \cdot j) \cdot m \cdot \pi}{16}) \quad (4.4)$$

dok je **inverzna transformacija**,

$$z(i, j) = \frac{1}{4} \cdot \sum_{k=0}^7 \sum_{m=0}^7 (C_k \cdot C_m \cdot Z(k, m) \cdot \cos \frac{(1+2 \cdot i) \cdot k \cdot \pi}{16} \cdot \cos \frac{(1+2 \cdot j) \cdot m \cdot \pi}{16}), \quad (4.5)$$

gde su

$$C_k = \frac{1}{\sqrt{2}} = 0,707 \quad k = 0, \quad C_m = \frac{1}{\sqrt{2}} = 0,707 \quad m = 0,$$

$$C_k = 1 \quad k \neq 0, \quad C_m = 1 \quad m \neq 0.$$

$$i, j, k, m \in \{0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7\}. \quad (4.6)$$

Značenja pojedinih članova su:

$z(i, j)$	Blok od $8 \cdot 8$ piksela u "intra-field" modu (mod između dve poluslike) - osvetljenost $z(i, j)$ piksela na poziciji $(i, j)$ ,
$(i, j)$	Koordinate izvorne slike,
$i$	Indeks linije $0 - 7$ , u smeru s leva na desno ( $\rightarrow$ ),
$j$	Indeks kolone $0 - 7$ , u smeru odozgo na dole ( $\downarrow$ ),
$Z(k, m)$	<b>DCT</b> blok od $8 \times 8$ koeficijenata u "intra-field" modu (između dve poluslike),
$(k, m)$	Koordinate domena transformacije,
$k$	Indeks linije ( $0 - 7$ ),
$m$	Indeks kolone ( $0 - 7$ ).

Osnovni parameter u DVB-T je DCT (IFFT) frekvencija odabiranja, koja zavisi od nominalne širine TV kanala (8MHz za UHF ili 7 MHz za VHF opseg) iznosi:

$$f_{\text{IFFT}(8\text{MHz})} = 9,142.857.143\text{MHz}_{(8\text{MHz})} = 1/T_{\text{IFFT}(8\text{MHz})} \quad (4.7)$$

$$f_{\text{IFFT}(7\text{MHz})} = 8\text{MHz}_{(7\text{MHz})} = 1/T_{\text{IFFT}(7\text{MHz})} \quad (4.8)$$

Iz ovih relacija mogu se izvesti ostali relevantni parametri – razmak između OFDM nosilaca, trajanje OFDM simbola, zauzeta širina opsega u TV kanalu i dr. (videti poglavlje o OFDM modulaciji),.

U Evropi DVB-T standard je razvijen za nominalnu širinu UHF TV kanala od 8MHz, iz kojeg su izvedene norme za VHF kanal 7MHz. Kako je evropski DVB-T prilagodljiv za ostale širine kanala, to su dalje izvedene norme (za vanevropske zemlje) s rasterom TV kanala od 6MHz - izraz 4.9, pa čak i za 5MHz (izraz 4.10), koji kao standard s tom širinom TV kanala ne postoji, ali se može iskoristiti za frekvencijske "restlove" (TV kanale nepotpune širine) – izraz 4.10.

$$f_{\text{IFFT}(6\text{MHz})} = 6,857.142.857\text{MHz}_{(6\text{MHz})} = 1/T_{\text{IFFT}(6\text{MHz})} \quad (4.9)$$

$$f_{\text{IFFT}(5\text{MHz})} = 5,714.286\text{MHz}_{(5\text{MHz})} \quad (4.10)$$

Iz izraza (4.7 – 4.10) sledi da trajanje jednog IFFT DVB-T nosioca (simbola) jednako,

$$T_{\text{IFFT}(8\text{MHz})} = \frac{7}{64\mu\text{s}} = 109,375\text{ns}, \quad (4.11)$$

$$T_{\text{IFFT}(7\text{MHz})} = \frac{7}{56\mu\text{s}} = 125\text{ns}, \quad (4.12)$$

$$T_{\text{IFFT}(6\text{MHz})} = \frac{7}{48\mu\text{s}} = 145,833\text{ns}, \quad (4.13)$$

$$T_{\text{IFFT}(5\text{MHz})} = \frac{7}{40\mu\text{s}} = 175\text{ns}. \quad (4.14)$$

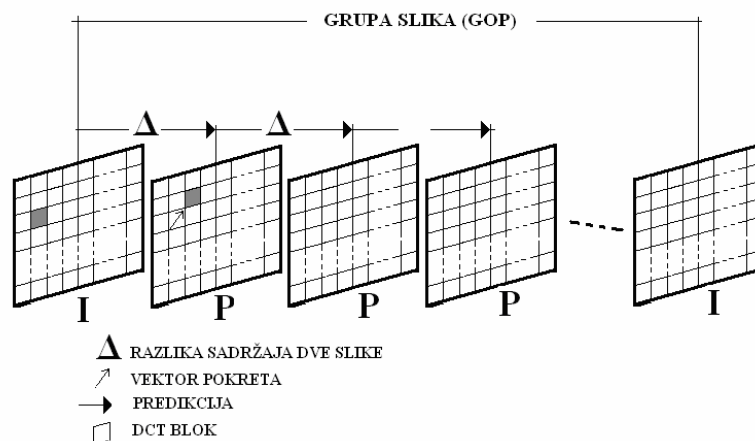
## 4.5. Kodiranje MPEG slika

U poglavlju 4.3 rečeno je da se video bitski niz sastoji iz video sekvenci (slika 4.5). Svaku sekvencu sačinjava promenljivi broj grupa slika (engl. *GOP – Group of pictures*), a svaku grupu određeni broj slika. Postoje tri vrste slika zasnovanih na tipu kompresije odnosno, u MPEG-2 standardu definisane su tri vrste slika (**I**, **P**, **B**) – frejmova (engl. *frame*), u doslovnom prevodu “okvira”, koje obrazuju jednu grupu. Na slici 4.12 prikazana je grupa od 7 slika, tj.  $N = 7$ . Svaka od **I**, **P** ili **B** slika predstavlja jednu od prediktovanih slika koju vidimo na TV ekranu, ali ih MPEG-2 koder iz razloga predikcije ne prenosi istim redom kako ih šalje TV kamera, nego redosledom prikazanim na slici 4.12.

To znači da se se u datom primeru sa slike 4.12, treća TV slika (**B**) dobija iz prve (**I**) i druge (**B**), druga (**B**) iz četvrte (**P**), a četvrta (**P**) iz prve (**I**). Druga TV slika (**B**) je referentna za sedmu (**P**) i šestu (**B**) sliku, i tako dalje. Značenja **I**, **P** i **B** slika su sledeća:

- **I** (*inter, intra*) slike se prenose bez referentnosti u odnosu na ostale – dakle, same za sebe, sa sadržajem onakvim kakav jeste. One nose kompletnu informaciju neophodnu za rekonstruisanje drugih slika. Kod ove vrste prenosa slika nivo kompresije je vrlo nizak.

- **P** (*predicted*) slike dobijaju se na osnovu sadržaja prethodne bilo **I** bilo **P** slike. Da bi se ovo postiglo koristi se tehnika **predikcije pokreta**, putem matematičkog modela kojim se predviđa pokret. **P** slika može se koristiti kao osnova za narednu prediktovanu (predviđenu) sliku, ali kako predviđanje pokreta nije savršeno, odnosno kako se javlja kumulativna greška, to je nepraktično koristiti veliki broj **P** slika između dve uzastopne **I** slike (obično 3-5). Na slici 4.10 ilustrovan je postupak predikcije.



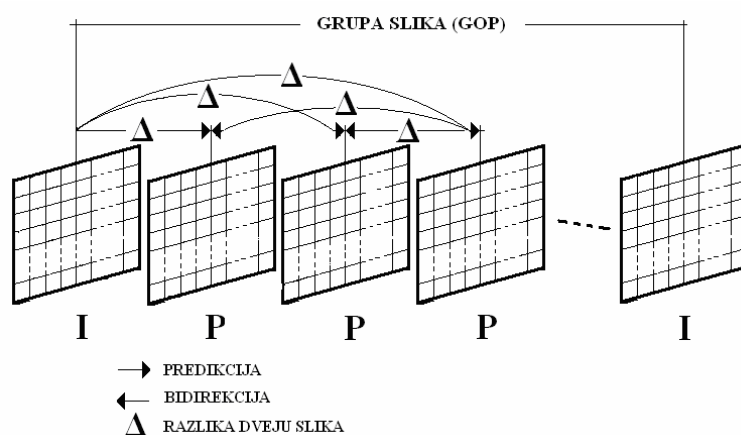
Slika 4.10. Predikcija slika

Na slici 4.12, predikcija se obavlja nakon svake treće slike ( $M=3$ ). Stepenn kompresije je znatno viši nego u slučaju (samo) I slika.

- **B** (*bidirectional*) slike ( $N$ ) koduju se tzv. bidirekcijom, tj. na osnovu sadržaja **I** i **P** slika koje prethode ( $N-1$ ) i koje slede ( $N+1$ ). Bidirekzione **B** slike omogućavaju najviši stepenn kompresije. Na slici 4.11 prikazan je postupak bidirekcije i predikcije.

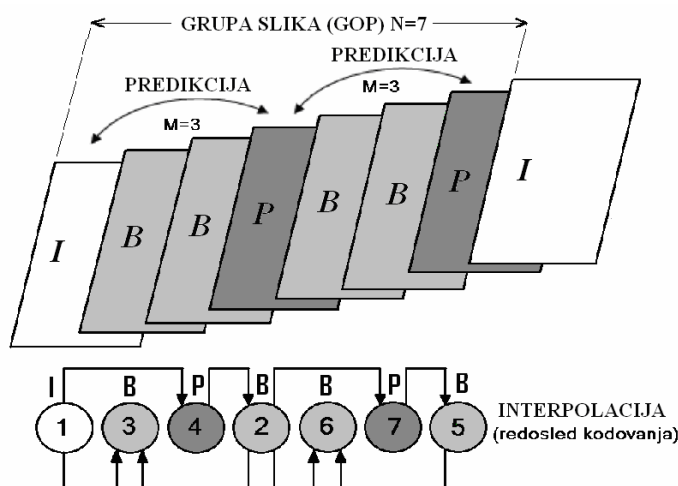
Moguće su sledeće kombinacije slika,

- (1) **I**,
- (2) **I i P**
- (3) **I, P i B**



Slika 4.11. Bidirekcija i predikcija slika

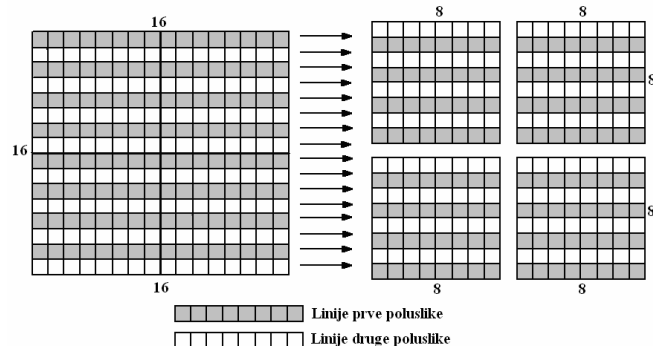
Broj **P** i **B** slika između dve uzastopne **I** slike, čini grupu slika. U slučaju sa slike 4.12 grupa slika sastoji se od  $N=7$  slika.



Slika 4.12. Grupa od  $N=7$  slika s predikcijom 3. slike ( $M=3$ )

Pored navedenih, MPEG-2 format omogućava specifične modove predikcije, poput izbora jedne od dveju struktura slike - u vidu okvira (engl. *frame*, kompletne TV slike) i vidu polja (engl. *field*, poluslike).

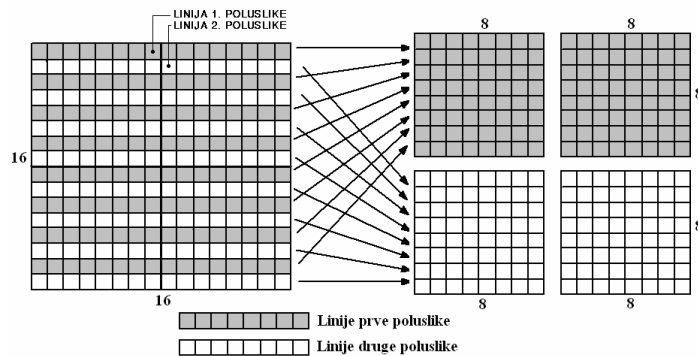
**Struktura okvira** (*frame*) tj. slike (naziva se i progresivna) je pogodna za primenu u slučaju neznatnih pomeraja između dva sukcesivna polja (poluslike). Makroblokovi i blokovi se u tom slučaju "isecaju" iz kompletnih okvira, tako da se DCT primenjuje na odgovarajuće vertikalne tačke pomerene jedna u odnosu na drugu za 20ms (u sistemu poluslike 50Hz). Ovaj postupak ilustrovan je na slici 4.13.



**Slika 4.13.** Isecanje iz makroblokova 16\*16 u blokove 8\*8 – slučaj slike (progresivna analiza)

U ovom modu moguće je kodiranje blokova s pokretnim detaljima (*inter-field*) a to znači pozicioniranje blokova unutar samo jednog polja (poluslike).

**Struktura polja** (*field*) (poluslike, poznata i pod **nazivom struktura slike s proredom**) poželjna je kada postoje značajni pokreti (razlike) između sukcesivnih polja (poluslike). U tom slučaju donekle se eliminiše sadržaj viših vertikalnih prostornih učestanosti čime se redukuje efikasnost (iskoristivost) kompresionih koraka. DCT makroblokovi se isecaju iz polja (poluslike) slika 4.14, koja se u daljoj obradi tretiraju kao nezavisne slike (blokovi).



**Slika 4.14.** Isecanje iz makroblokova 16\*16 u blokove 8\*8 – slučaj poluslike (analiza s proredom)

U ovom slučaju moguća je procena vektora pokreta, različiti modovi rada, a makroblok se može prediktovati kao:

- okvir, ili
- poluslika, ili
- kombinovano.

U modu slike, makroblok se uzima iz neparne slike i koristi za predikciju odgovarajuće neparne slike, a potom ga drži za parne slike. Vektor pokreta tada ima trajanje dve poluslike (polja, tj. 40ms za sistem poluslike 50Hz).

U slučaju moda poluslike (polja) predikcija makrobloka vrši se na osnovu sadržaja prethodne poluslike, a trajanje vektora pokreta iznosi 20ms.

U kombinovanom modu (*mixed*) predikcija se vrši na osnovu makroblokova koji pripadaju dvoma okvirima.

## 4.6. Intra kodiranje

Poznato je da niže frekvencije nose informaciju o energiji, a više o čitljivosti slike (ili razumljivosti tona) [5], [8]. To znači da:

- sve frekvencije koje jedna slika sadrži (svetlosna ili zvučna) nisu isto zastupljene. Posledica toga je da bi trebalo preneti slike različitom dužinom – niže frekvencije koje odgovaraju tamnijim detaljima u slici i nižim tonovima u audio signalu, koduju se manjom a više frekvencije - koje odgovaraju svetlijim detaljima, odnosno višim tonovima, koduju se većom dužinom, i
- više komponente frekvencija slike (svetlosne ili zvučne) sadrže manju energiju, tako da se ti koeficijenti pogodnim izborom i u određenom iznosu, mogu odbaciti iz postupka kodiranja, jer je njihov uticaj na reprodukovanu sliku (svetlosnu ili zvučnu) neznatan – doprinose samo finijim detaljima slike i boljoj razumljivosti zvuka.

Na taj način, primenjujući postupak intra kodiranja, ukupan broj detalja koje treba preneti je manji.

## 4.7. MPEG-2

Skraćenica MPEG (*Motion (Moving) Pictures (Photographic) Experts Group*) odnosi se međunarodno telo formirano od strane ISO (Međunarodne organizacije za standarde). Poznato je i pod alternativnim nazivom ISO/IEC JTC 1/SC 29/WG 11. Sve do pojave MPEG-4.10, kompresioni postupak MPEG-2 je predstavljao najvažniji standard (ISO/IEC13818) za kompresiju slike (i zvuka) u digitalnoj televiziji. Njega čine 9 standarda,

ISO/IEC 13818-1	sistemi
ISO/IEC 13818-2	video
ISO/IEC 13818-3	audio
ISO/IEC 13818-4	standardi testiranja
ISO/IEC 13818-5	softverske simulacije
ISO/IEC 13818-6	DSM-CC ( <i>Digital Storage Media Command and Control</i> ) proširenja
ISO/IEC 13818-7	napredno audio kodiranje
ISO/IEC 13818-9	RTI (Real Time Interface) proširenja
ISO/IEC 13818-10	DSM-CC standardi

Osnovne karakteristike MPEG-2 standarda za su [16], [22], [35], [38]:

**1. Analiza - način ispisivanja slike**

- sa proredom (engl. *Interlaced*)
- bez proreda (engl. *Progressive*)

**2. Standard odabiranja (engl. *Sampling*) – frekvencije odabiranja**

- 4 : 2 : 2      13,5:6,5:6,75MHz
- 4 : 2 : 0      13,5:6,75:(0/6,75)MHz

**3. Širok raspon rezolucije – broj detalja u jednoj liniji \* broj linija**  
(*Spatial Formats*):

- 1920×1152,
- 1920×1080,
- 1920×1035,
- 1440×1152,
- 1280×720,
- 960×576,
- 720×576,      - sadašnji evropski standard standardne TV
- 720×480,
- 704×480,
- 640×480,
- 352×240.

**4. Različitost standarda vertikalne učestanosti slike – broja celih slika u sekundi**  
(*Temporal Formats*):

- 23,976Hz      (*3-2 Pulldown* NTSC) – američki standard za konverziju filma u TV sliku.
- 24Hz      (*Film*).
- 25Hz      (PAL/SECAM 625/50) - evropski standard učestanosti slike..
- 29,97Hz      (NTSC) - novi američki standard učestanosti slike u boji.
- 30Hz      (*drop-frame* NTSC) - stari američki standard učestanosti slike crno bele TV.
- 50Hz      (*double rate* PAL) – frekvencija poluslika (evropski standard).
- 59,94Hz      (*double rate* NTSC) – frekvencija poluslika u boji (novi američki standard).
- 60Hz      (*double rate drop-frame* NTSC) – frekvencija poluslika (stari američki standard za crno belu TV).

**5. "Ekstraktivnost" kodiranja (*Scalability*)** - iz signala (naj)višeg nivoa (HDTV) može se dobiti signal koji je nižeg ranga (tj. HDTV→EDTV→SDTV→LDTV).

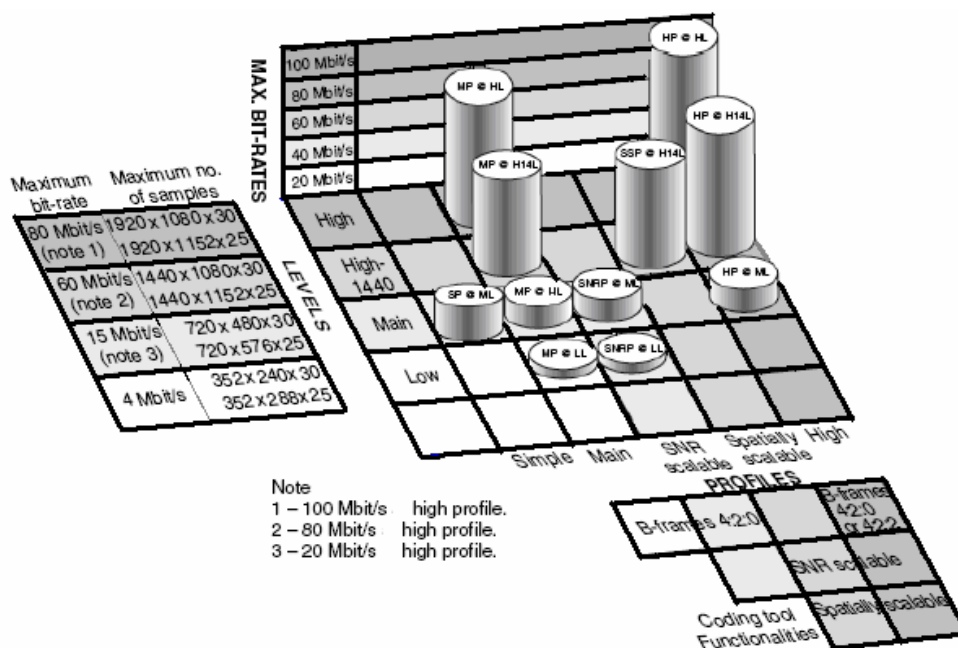
MPEG-2 standard, poseduje četiri nivoa ( $\downarrow$  *levels*) koji, kojima se definiše rezolucija slike (broj detalja u jednoj liniji i broj linija u slici) i šest profila ( $\rightarrow$  *profiles*) kojima se definiše način rada – vrsta slika (I, P, B) i bitski protok. Kompletne karakteristike date su u tabeli 4.9.

Confidential

PROFILES →	SIMPLE	MAIN	4:2:2 PROFILE	SNR SCALABILITY (HIERACHY)	SPATIAL SCALABILITY (HIERACHY)	HIGH SCALABILITY (HIERACHY) (Professional)
LEVELS ↓	4:2:0 (SP)	4:2:0 (MP)	4:2:2 (422P)	4:2:0 (SNRP)	4:2:0 (SSP)	4:2:2 (HSP)
	niži	glavni	422	SNR	prostorni	visoki
HIGH (HL) (HDTV - 16:9) 1920x1152x25 DVB-T 1920x1080x30 8-VSB		80Mb/s I-P-B	1920x1080x25 300Mb/s I-P-B			100Mb/s I-P-B
HIGH-1440 (H14L) (EDTV - 16:9) 1440x1152x25 DVB-T 1440x1080x30 8-VSB		60Mb/s I-P-B		60Mb/s I-P-B		80Mb/s I-P-B
MAIN (ML) (SDTV - 16:9 & 4:3) 720x576x25 DVB-T 720x480x30 8-VSB	15Mb/s I-P	15Mb/s I-P-B	720x576x25 50Mb/s I-P-B		15Mb/s I-P-B	20Mb/s I-P-B
LOW (LL) (LDTV - 16:9 & 4:3) 352x288x25 DVB-T 352x240x30 8-VSB		352x288x25 4Mb/s I-P-B		4Mb/s I-P-B		

Tabela 4.9. MPEG-2 profili i nivoi

U literaturi se često navodi da MPEG-2 standard, poseduje četiri nivoa i pet (umesto šest) profila, jer su dva profila “spojena” u jedan. Na slici 4.15 prikazana je prostorna predstava za takav slučaj.



Slika 4.15. Prostorna predstava MPEG-2 profila i nivoa

Nivoi (*levels*) definišu **kvalitet** (rezoluciju) slike, broj slika/poluslika u sekundi, bitski protok, i to:

**Niski** nivo (*low level* - LL) – uslovno prevedeno **niži**, poseduje najmanju rezoluciju - 288 aktivnih linija i 352 detalja po liniji. Namijenjen je samo za TV niske rezolucije (LDTV) što je pogodno u uslovima mobilnog prijema DVB-T. Podržava bitski protok do 4Mbit/s.

**Glavni** nivo (*main* - ML) - uslovno prevedeno **osnovni**, predviđen je za standard 4:2:0 (odgovara I-P slici, s 576 aktivnih linija i 720 detalja po jednoj liniji). Predviđen je za televiziju standardne rezolucije (SDTV). Bitski protok je 15-20Mbit/s.

**Visoki 1440** nivo (*high-1440* - H14L) - uslovno prevedeno **viši**, namenjen je za EDTV (TV proširene rezolucije) s 1152 aktivne linije i 1440 (aktivnih) detalja po liniji, bitskog protoka 60-80Mbit/s.

**Visoki** nivo (*high level* - HL) - uslovno prevedeno **najviši**, optimizovan je za HDTV primene (TV visoke rezolucije) s širokim ekranom (*wide-screen*) i rezolucijom od 1152 aktivne linije sa 1920 aktivnih detalja po liniji. Maksimalni bitski protok je 80-100Mbit/s.

Profili (*profile*), određuju algoritam - **način rada** (hijerarhijski/nehijerarhijski) i kompresioni odnos, tj.:

**Jednostavni** (*simple* - SP) profil namenjen je za jednostavnije kodere na strani predajnika (a time i dekodere na strani prijemnika). Cena toga je smanjenje bitskog protoka (brzine prenosa), i nemogućnost bidirekcionog predikcije (**B** slike). Podržava samo **I** i **P** predikciju. Kao takav pogodan je isključivo za televiziju niske rezolucije (LDTV - *Low Definition TV*).

**Glavni profil** (*main* - MP) predstavlja optimalan kompromis između kompresionog odnosa i cene. Podržava sve tri vrste predikcije (**I**, **P**, **B**) što ima za posledicu usloznavanje kodača i dekodera. Većina radio-difuznih aplikacija predviđena je za rad u glavnom (**MP**) profilu. Terestrička digitalna televizija koristi MP&ML sa standardnom rezolucijom slike (SDTV- *Standard Definition TV*).

**Prostorni** (*spatial* - P), 4:2:2 (422P) i SNR (SNRP) profili s hijerarhijskim kodiranjem (nazivaju se **skalabilni profili**), namenjeni su za buduću namenu. Oni omogućavaju prenos osnovnog kvaliteta slike u zavisnosti od prostorne rezolucije (*spatial*) ili kvantizacije tačnosti (*SNR scalable profile*) uz dodatak prateće informacije (*Enhanced Layer*). Time je omogućeno istovremeno emitovanje nekog programa u višoj (na primer 64-QAM ili 16-QAM modulacionoj šemi) i nižoj modulacionoj šemi (QPSK), tako da se u slučaju otežanih uslova prijema može primati signal slabijeg kvaliteta QPSK namesto višeg (64-QAM ili 16-QAM). Namijenjeni su za televiziju proširene rezolucije (EDTV - *Extended Definition TV*).

**Visoki** (*high* - HSP) profil (naziva se i **profesionalni** - *Professional*) predviđen je za kasniju upotrebu s hijerarhijskim kodiranjem za aplikacije izuzetno visoke definicije (HDTV - *High Definition TV*) u formatu odabiranja 4:2:2 ili 4:2:0.



Između profila postoji jednosmerna rastuća kompatibilnost, tako da dekođer višeg nivoa mora da prihvati profil nižeg (obrnuta kompatibilnost nije moguća). Na sadašnjem stepenu razvoja, koristi se MP & ML kombinacija profila i nivoa (*Main Profile at Main Level*). Neke od kombinacija nisu dozvoljene, i one su u tabeli 4.9 prikazane praznim poljem. MPEG-2 dekođer mora biti u stanju da dekoduje niže profile i nivoe (rastuća kompatibilnost).

Za potrebe audio signala definisana su tri audio MPEG kodna sloja - lejera (*layer*) koji se međusobno bitno razlikuju. To su:

**Lejer 1** (*Layer-1* ili tzv. *pre-MUSICAM* sistem). Moguć je izbor do 14 fiksnih bitskih protoka (32kb/s - 448kb/s). Za realizaciju stereofonskog prenosa klasične muzike, neophodan je protok 192kb/s po kanalu, odnosno, 384kb/s ukupno, dok je za narodnu i zabavnu muziku dovoljno 128kb/s po kanalu, tj. 256kb/s ukupno. Za prenos isključivo govornih informacija (na primer, sednica narodne skupštine, fudbalskih utakmica, i dr.) dovoljno je svega 32kb/s.

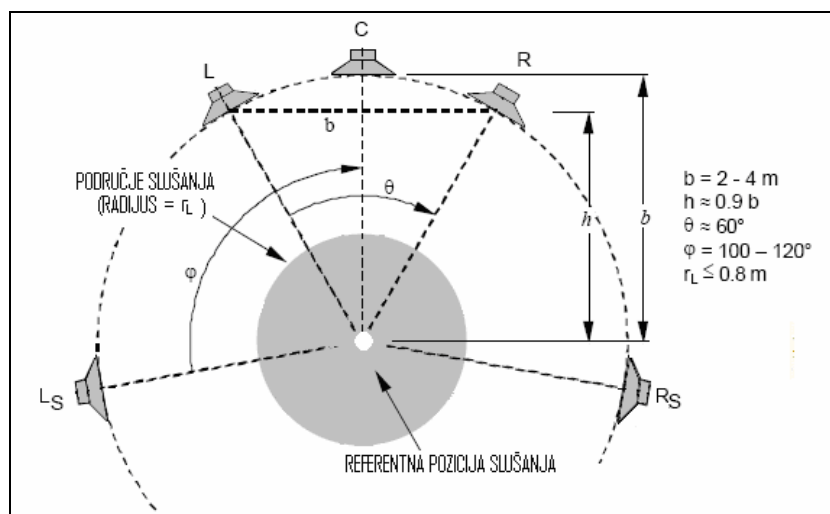
**Lejer 2** (*Layer-2*) je najbitniji u zemaljskoj digitalnoj televiziji. Za isti kvalitet tona, u odnosu na prethodni slučaj, koristi se niži protok do 50%, ali je zato MPEG koder tehnički složeniji. Za stereofonski prenos klasične muzike dovoljno je 128kb/s (umesto ranijih 192kb/s) po kanalu, odnosno 256kb/s ukupno, što je svega 66% u odnosu na lejer 1.

**Lejer 3** (*Layer-3*) je poboljšana verzija prethodna dva. Za stereofonski prenos, potrebno je svega 64kb/s po kanalu, što je svega 50% protoka lejer 2, ali je MPEG-2 koder znatno skuplji. Zato se ipak koristi protok od 128kb/s po kanalu, odnosno 256kb/s ukupno.

Kod audiofila, ovaj nivo poznat je pod nazivom MP3 (ekstenzija ".mp3")

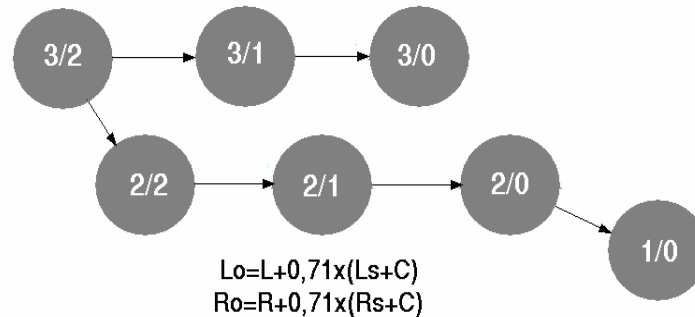
Kao i kod video signala, moguća je isključivo "rastuća" kompatibilnost audio signala.

Za reprodukciju zvuka koristi se sistem **3/2** (3 zvučnika napred, 2 pozadi) sa okružujućom (*Surround*) reprodukcijom - slika 4.16 (mogući su i drugi aranžmani - sistem **5.1**. – tri zvučnika napred, dva pozadi i *subwoofer* bilo napred ili nazad).



**Slika 4.16.** Aranžman zvučnika sistema **3/2** u sobnim uslovima (EBU Tech. 3276 supplement)

Sistem 3/2 se može primeniti i na sistem 5.1 s tom dopunom što se *subwoofer* nalazi u centralnoj pozadinskoj poziciji. Iz konfiguracije 3/2 lako se mogu dobiti ostale kombinacije tzv. "Downmix" postupkom, slika 4.17. - preporuka [ITU-R Rec. BS. 755-1].



Slika 4.17. Down-mix postupak

One su namenjene za buduće audio sisteme, i lako se dobijaju primenom relacija (4.15),

$$\begin{aligned}
 L_0 &= L + C/\sqrt{2} + L_S/\sqrt{2} \\
 R_0 &= R + C/\sqrt{2} + R_S/\sqrt{2}
 \end{aligned}
 \tag{4.15}$$

Na taj način, zavisno od audio konfiguracije DVB-T prijemnika, moguće je pratiti audio reprodukciju u bilo kojem stereofonskom pa čak i u monofonskom formatu.

## 4.8. MPEG-4.10 (H.264/AVC) standard kompresije

Novi standard kompresije MPEG-4.10 predstavlja rezultat rada JVT (*Joint Video Team*) i VCEG (*Video Coding Expert Group*) od strane ITU-T sektora s jedne, i MPEG (*Motion (Moving) Pictures (Photographic) Experts Group*) ispred ISO-IEC s druge strane. Na taj način, standard ima dva naziva H.264 i MPEG-4.10 a registrovan je pod brojem ISO-IEC 14496-10. Standard H.264 označava se i sa H.264/AVC (*Advanced Video Coding*).

U odnosu na MPEG-2, kompresioni standard MPEG-4.10 ima veću kompresionu efikasnost za 50%, što je je od naročite važnosti za HDTV aplikacije. To je i bio razlog što je septembra 2004. god. DVB konzorcijum usvojio ovaj standard kao znatno bolju alternativu MPEG-2.

MPEG-4.10 standard konstituisan je iz dva lejera,

- \* VCL lejer (*Video Coding Layer*) koji u najvećoj mogućoj meri reprezentuje video sadržaj, i
- \* NAL lejer (*Network Abstraction Layer*) koji VCL formatira u najpogodniji oblik za transport i snimanje.

Podatke dobijene VCL kodiranjem, NAL lejer formatira iste u NAL jedinice (*units*), koje sadrže određeni broj bajtova. Zavisno od destinacije generisanog niza, tj. da li je transportni ili "čisto" bitski (binarni) niz, NAL jedinice mogu prethoditi ili ne, startnom prefiksu.

VCL deo reprezentuje odgovarajući tip H.264 kodiranja. Poput MPEG-2 (pa i MPEG-1), on je hibrid *inter-frame* kompresije (temporalne razlike između sukcesivnih slika) i *intra-frame* kompresije koja koristi predikcione metode.

Kao i u slučaju MPEG-2, H.264 podržava kodiranje slike sa i bez proreda u formatu odabiranja 4:2:0, s tom razlikom što H.264 sekvenca sadrži oba tipa slika.

Poslednje proširenje standarda H.264 je mogućnost kodiranja slika u 4:2:2 i 4:4:4 formatu odabiranja s različitim kolor prostornim kombinacijama (Y-Cr-Cb, R-G-B, ...) kao i mogućnost 10. ili 12. bitnog kodiranja (umesto samo 8. bitnog, kao u slučaju MPEG-2).

MPEG-4.10 standard kompresije nije rezultat novih revolucionarnih inovacija na algoritmu, već činjenica da je izvršeno dodavanje više, relativno manjih poboljšanja. To je postignuto:

- \* znatno sofisticiranijim predikcionim modovima, koji variraju unutar slike i mogu se primeniti na veći broj sukcesivnih slika, nego u slučaju MPEG-2.
- \* celobrojna transformacija namesto DCT, upotrebom blokova dimenzija 4x4 i 8x8.
- \* znatno efikasnije adaptivno entropijsko kodiranje koje koristi dva moda:
  - CAVLC - *Context Adaptive Variable Length Coding* i,
  - CABAC – *Context Adaptive Binary Arithmetic Coding*. Primenom CABAC kodiranja, redukuje se bitski protok za 10-15% u odnosu ekvivalentni kvalitet slike u poređenju s CAVCL kodiranjem, koji je znatno efikasniji od VLC kod MPEG-2 standarda.
- \* korišćenjem novih “alata” (*tools*):
  - PicAFF - *Picture Adaptive Frame Field* i,
  - MBAFF – *Macro Block Adaptive Frame Field*,omogućena je optimizacija procesiranja slika s proredom.
- \* deblokirajući filter koji omogućava redukovanje u vidljivosti blokova i makro-blokova, čime se postiže smanjenje bitskog protoka za 5-10% bez subjektivne degradacije kvaliteta slike.

Kao i MPEG-2, kompresioni standard H.264 poseduje profile – tabela 4.10 (indicirani simbolom “\*”).

Visoki (*High*) profil (HP) je relativno kasno implementiran kao standard za MPEG-4 koji je u prvobitnoj verziji imao tri osnovna profila. On predstavlja proširenje glavnog (*main*) profila (MP), tako što mu je efikasnost povišena upotrebom FRExt-a (*Fidelity Range Extensions*). HP poseduje četiri podprofila, od kojih je u tabeli 4.10 prikazan samo prvi (HP1) jer je jedino on namenjen za radiodifuzne aplikacije.

U tabeli 4.11, oznaka "i" u rezoluciji slike odnosi se na samo za analizu s proredom, a "p" samo na progresivnu, dok se bez oznake odnosi na oba načina analize slike.

KODNI ALAT	PROFIL			
	OSNOVNI <i>Baseline</i>	GLAVNI <i>Main</i>	PROŠIRENI <i>Extended</i>	VISOKI (1) <i>High (1)</i>
I i P odsečci	*	*	*	*
CAVLC	*	*	*	*
CABAC		*		*
B odsečci		*	*	*
Slike s proredom (PicAFF, MBAFF)		*	*	*
Otpornost na grešku	*		*	
Povećana otpornost na grešku			*	
SP i SI odesčci			*	
Transformacija na blokove 8x8 ili 4x4				*
Kvantifikacione adaptacione matrice				*
Odvojene QP kontrole za Cb i Cr				*
Monohromatski video format				*

**Tabela 4.10** MPEG-4.10 profili

Nivoi (tabela 4.11) definišu rezoluciju slike, počev od najniže QCIF (H.264 *level 1 & 1b*) do nivoa 5.1. Za EDTV i HDTV aplikacije predviđeni su nivoi 4, 4.1 i 4.2.

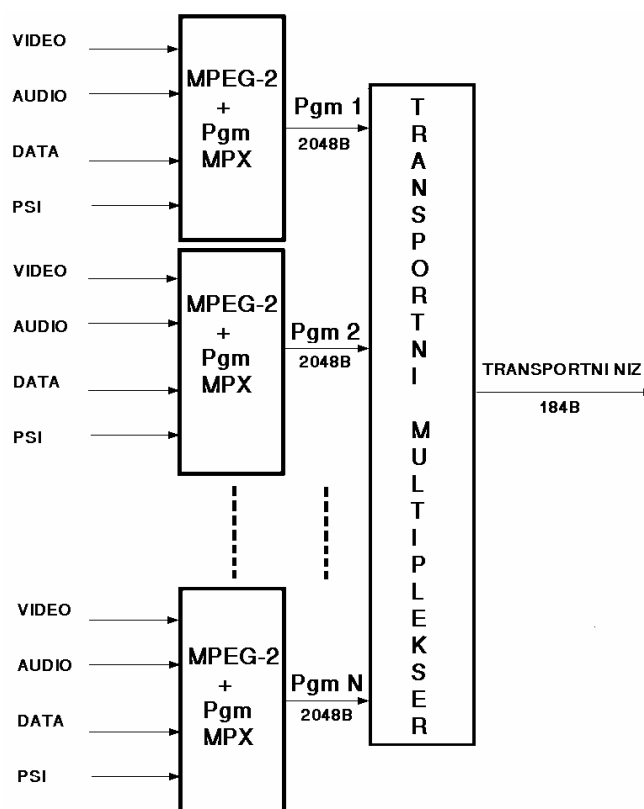
H.264 nivo ( <i>level</i> )	Format slike	Broj slika u sekundi	max biarni protok [b/s]	maksimum referentnih slika
1	QCIF	15	64k	4
1b	QCIF	15	128k	4
1.1	CIF QCIF	7,5 (CIF) 30 (QCIF)	192k 192k	2 (CIF) 9 (QCIF)
1.2	CIF	15	384k	6
1.3	CIF	30	768k	6
2	CIF	30	2M	6
2.1	HHR (480i/576i)	30 ili 25	4M	6
2.2	SD (720·480i/576i)	15	4M	5
3	SD (720·480i/576i)	30 ili 25	10M	5
3.1	1280·720p	30	14M	5
3.2	1280·720p	60	20M	4
4	720p/1080i	60 ili 50 30 ili 25	20M 20M	4 4
4.1	720p/1080i	60 ili 50 30 ili 25	50M 50M	4 4
4.2	1920·1080p	60	50M	4
5	2048·1024	72	135M	5
5.1	2048·1024 4096·2048	120 ili 30 120 ili 30	240M 240M	5 5

**Tabela 4.11.** MPEG-4.10 nivoi

## 5. MULTIPLEKSIRANJE SIGNALA

Nakon kompresije signala sledi postupak multipleksiranja (slika. 5.1). Multipleksiranje signala predstavlja postupak "pakovanja" bitskih nizova u paket (bitski niz) odgovarajuće dužine [5], [11], [12], [13], [14].

Podaci koje sadrži jedan TV program (audio, video, ..) pakuju se u jedan niz, i takav multiplekser naziva se programski multiplekser. Kada se više digitalizovanih programa (na primer tri programa RTS i jedan program komercijalne televizije) pakuje u jedan bitski niz, to se onda obavlja transpotnim multiplekserom – slika 5.1. Pri tom, programski paket (niz) je dužine 2048 bajta, a transportni paket (niz) je 184 bajta.



Slika 5.1. Multipleksiranje

U opštem slučaju problem multipleksiranja, može se rešiti na dva načina:

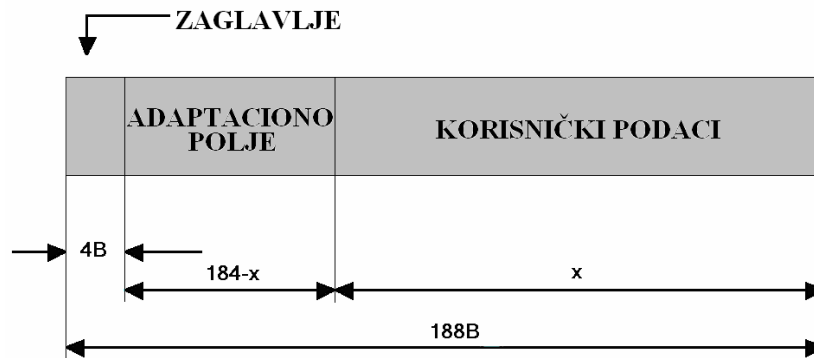
1. korišćenjem paketa promenljive dužine,
2. upotrebom paketa fiksne dužine.

Obe šeme multipleksiranja uslovljene su različitim aplikacionim zahtevima.

Postupak multipleksiranja je vrlo složen, jer su digitalizovani elementarni nizovi audio, video i ostalih podataka različite dužine, koje je neophodno sve zajedno objediniti (multipleksirati) u složeni signal u formi transportnog niza, koji se dalje pakuju u transportne pakete podataka.

**Programski paket** se sastoji iz jednog ili više paketizovanih elementarnih (video, audio) nizova ukupne dužine 2048B sinhronizovanih na isti takt (PCR) i on odgovara jednom televizijskom programu koji sadrži audio, video i dr. podatke. Ovakav tip niza može da se koristi samo kod prenosnog kanala s vrlo niskom bitskom greškom  $BER \leq 10^{-10}$ . Takav tip medija naziva se QEF kanal koji (gotovo da) ne sadrži bitsku grešku (*Quasi Error-Free*), i u RTV studijskim aplikacijama uobičajen je kod DVD, CD, R-DAT i dr. Dakle, pogodan je samo u medijima zvuka/slike za transfer podataka od programskog do transportnog multipleksera, s relativno malom mogućnošću pojave greške ili gubitaka podataka.

U DVB-T aplikacijama, mogućnost pojave bitske greške je znatno veća (reda  $BER = 10^{-4}$ ), jer se prijem signala obavlja u manje-više, interferentnim sredinama i s toga se mora primeniti bitski niz manje dužine - **transportni paket** (pošto je kraći, i lakše se koriguje greška) u koji se pakuje (multipleksuje) više kompletnih TV programa. Dakle, transportni paket je pogodan za rad u situacijama gde postoje smetnje koje mogu dovesti do pogrešnog prijema ili čak i gubitaka dela podataka kada se greška više ne može korigovati. Ovakav kanal se naziva "kanal s greškom" (*Error-prone*), te zato dužina transportnog niza mora biti znatno kraća od programskog paketa dužine 2048B i standardizovana je na 188B (videti R-S koder). Takav paket sastoji se iz zaglavlja dužine 4B i korisničkog dela s adaptacionim poljem 184B što ukupno iznosi 188B. Kompozicija transportnog paketa prikazana je na slici 5.2.



**Slika 5.2.** Adaptacija transportnog niza

Pošto je dužina programskog paketa (PES, *Program Elementary Stream*) koji se dovodi na ulaz transportnog multipleksera 2048B, te kako je transportni paket znatno kraći, neophodno ga je podeliti u manje blokove od po 184B. Iz odnosa "deljenja"  $2048/184 = 11,130434\dots$ , zaključuje se da pored celobrojnog dela (11) postoji i decimalni iznos (0,130434..), što znači da se mora izvršiti odgovarajuća adaptacija. Ovo se svodi na to da poslednji transportni paket iz programskog niza mora otpočeti unutar adaptacionog polja, čija je dužina  $(184 - x)$  koje je manje od 184B za iznos preostalog broja bajtova ( $x$ ) iz programskog niza. Navedeni postupak naziva se **adaptacija transportnog niza (paketa)** [11].

## 6. KANALNO KODIRANJE (PREVENCIJA OD GREŠKE)

Po obavljenom postupku izvornog kodiranja (kompresije) i multipleksiranja signala, transportni niz dužine 188B, principijelno, može se direktno distribuirati ka stepenima za modulaciju DVB-T predajnika. Međutim, pre modulacionih postupaka, neophodno je preduzeti preventivne mere, kako bi se obezbedila mogućnost korekcije greške u TV prijemniku a time odgovarajući stepen sigurnosti korektnog prijema. Preventiva se sastoji u namernom uvođenju sračunate redundantnosti (tzv. viška beskorisnih podataka) u koristan signal. Navedeni proces naziva se postupak korekcije greške ili **kanalno kodiranje** (*Channel Coding*). Na ovaj način redukuje se eficijentnost dosadašnje kompresije (izvornog kodiranja), ali to je cena prijema s vrlo malom greškom [11], [12], [14], [35].

Da bi se omogućila korekcija greške, ulazni signal se mora kodirati po određenom principu. Sekvencija podataka deli se u blokove, tako da se svaki blok transformiše dodavanjem informacija (redundantnih) u novi, duži blok. Na taj način, kodni količnik će predstavljati odnos količine informacija s redundantnim i aktuelnim podacima (engl. *Code Rate*). Verovatnoća dekodiranja greške, može se učiniti višom ili nižom zavisno od željenog kodnog količnika.

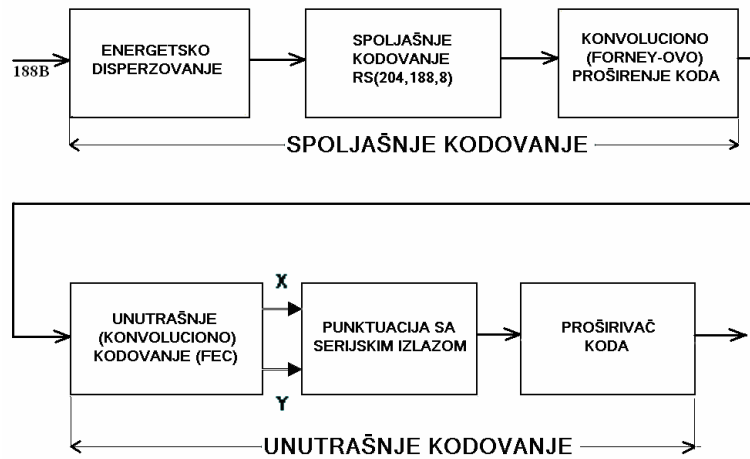
Principijelno, razlikuju se sledeći kodovi:

**blok kôd**, kod kojeg su bajtovi aktuelne informacije (**I**) i redundantni bajtovi za korekciju greške (**R**), aranžirani unutar dva zasebna bloka po principu, I1-R1-I2-R2-I3-R3- .....,

**konvolucioni kôd**, gde su unutar istog bloka sadržane aktuelna i redundantna informacija, u obliku, I1R1-I2R2-I3R3-....

Konvolucioni kôd (I1R1-I2R2-I3R3-....) pokazuje bolje performanse, i on je u upotrebi za DVB-T, tako da će se u daljem tekstu tretirati isključivo ovaj kôd. Konvoluciono kodiranje se (teoretski) primenjuje na blokove beskonačne dužine. U praksi (DVB-T) imamo slučaj blokova konačne dužine. Algoritam po kojem je utvrđen princip dekodiranja naziva se *Viterbi-jev*, pa je shodno tome kodiranje i dekodiranje dobilo isti naziv. Princip konvolucionog kodiranja sadržan je u transformisanju podataka ulaznog niza u N novih nizova, dodavajući na taj način redundantnost. Blok šema stepena za kanalno kodiranje data je na slici 6.1.

Ova slika koristiće se u opisu rada pojedinih stepena za kanalno kodiranje.

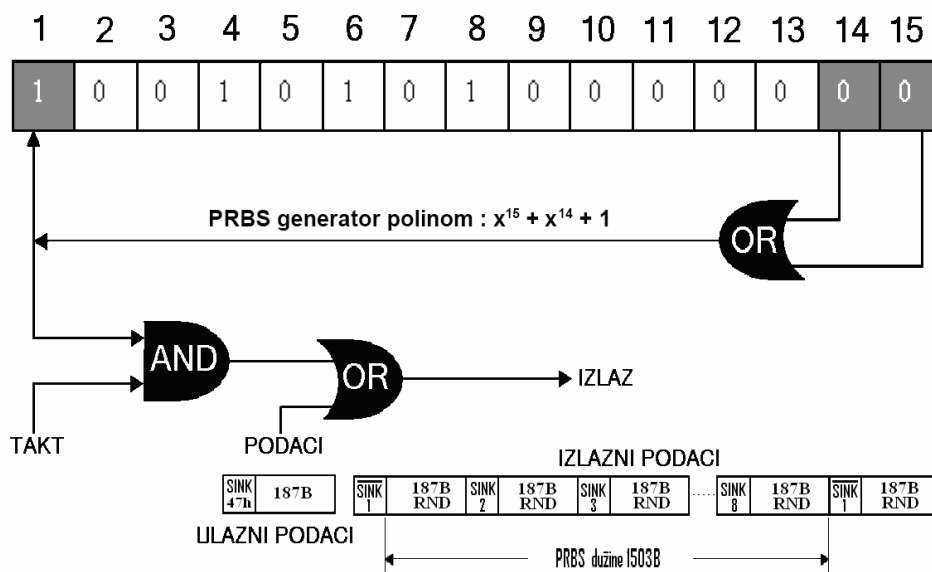


Slika 6.1 Blok šema stepena za kanalno kodiranje

### 6.1. Energetsko disperzovanje (randomizacija)

Prvi stepen na slici 6.1 predstavlja stepen za randomizaciju (energetsko disperzovanje, raštrkavanje, rasipanje) [25], [29]. Verovatnoća dekodiranja i korekcije greške biće veća ukoliko se digitalizovani podaci ne emituju u izvornom obliku, nego ako se, kao što je navedeno, prostorno i vremenski dislociraju (odvoje), tj. kada se "snopovi" grešaka modifikuju u pseudoslučajne.

Navedeni postupak postiže se sklopom PRBS generatora (*Pseudo-Random Binary Sequence*) s 15 pomeračkih (*shift*) registara - slika 6.2. Ovaj proces, striktno govoreći ne ulazi u korekciju greške ali je obavezno prisutan tokom postupka korekcije.



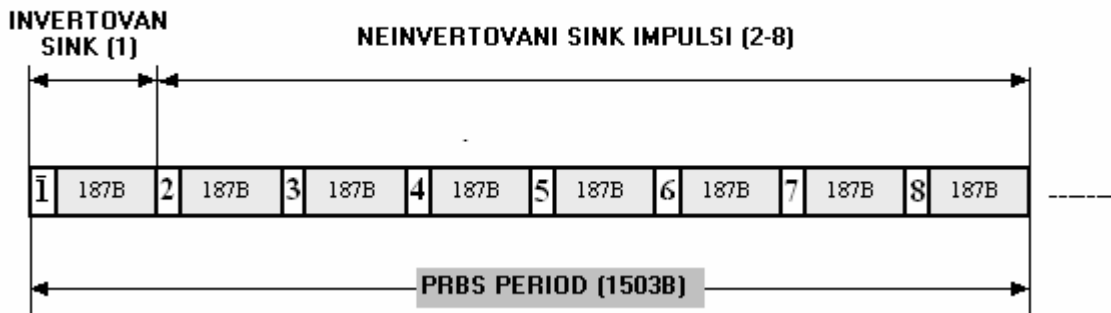
Slika 6.2. Energetsko disperzovanje - randomizacija



Transportni paket (niz) ima dužinu 188B od kojih je prvi bajt sinhronizacioni. On ima vrednost  $47_{\text{HEX}}$  ( $47_{\text{h}}$  na slici 6.2.) odnosno,  $01000111_{\text{BIN}}$  koji se kao MSB bit (višeg prioriteta) prenosi prvi. Da bi se izbegli dugi nizovi sa 0 (nulama) i 1 (jedinicama), koji u sebi mogu sadržati znatnu vrednost jednosmerne (DC) komponente, signal mora biti generisan pseudoslučajno (randomizovan) kako bi se obezbedilo energetske rasipanje (raštrkavanje, disperzovanje) u prenosnom kanalu. Disperzovanje (PRBS) se postiže polinomom (pri čemu izložioici odgovaraju pozicionom broju pomeračkog registra – slika 6.2, osenčeno) oblika,

$$\text{prbs} = x^{15} + x^{14} + 1 \tag{6.1}$$

Generator se reinicijalizuje nakon svakog osmog transportnog paketa sekvencijom nula i jedinica ("0" i "1"). Da bi "de-randomajzer" DVB prijemnika (sklop koji pseudoslučajne podatke vraća u originalni redosled) mogao locirati početak svake sekvence, sinhronizacioni bajt prvog paketa sekvence se invertuje, tako da  $47_{\text{HEX}}$  postaje  $B8_{\text{HEX}}$  dok ostalih sedam u sekvenci (sync n,  $n=2,3,4,\dots,8$ ) ostaju nepromenjeni (dakle,  $47_{\text{HEX}}$ ) - slika 6.3.



**Slika 6.3** Izgled transportnog paketa nakon energetskog disperzovanja

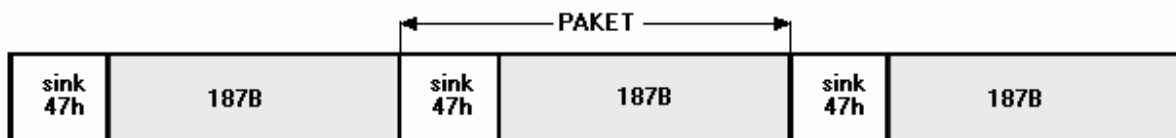
## 6.2. Spoljašnje kodiranje (R-S - kodiranje)

Dalji postupak u obradi signala je *Reed Solomon*-ovo (R-S) kodiranje (ili spoljašnje kodiranje). Kôd pripada grupi cikličnih BCH (*Bose, Ray-Chauduri-Hocquenghem*) kodira.

*Reed Solomon*-ovo kodiranje definiše se s tri parametra ( $n, k, t$ ) čija su značenja,

- $n$  broj simbola bloka nakon kodiranja ( $n = 204$ ),
- $k$  broj simbola originalnog bloka ( $k = 188$ ),
- $t$  broj korektibilnih simbola ( $t = 8$ ).

Broj simbola koji se dovodi na ulaz R-S koda je  $k = 188B$  (dužina transportnog paketa) – slika 6.4.



**Slika 6.4** Transportni paket (niz) pre R-S kodiranja (188B)

*Reed-Solomon*-ovim kodiranjem (dodavanjem viška beskorisnih podataka), povećava se dužina originalnog bloka (slika 6.4.) za 16B, tako da je nakon kodiranja (slika 6.5) ukupan broj simbola jednak,

$$n = 204 (= 188 + 16).$$

Minimalno *Hamming*-ovo rastojanje (koje predstavlja broj različitih bajtova između bilo koja dva elementa koda) je

$$d = 17B (= 16 + 1).$$

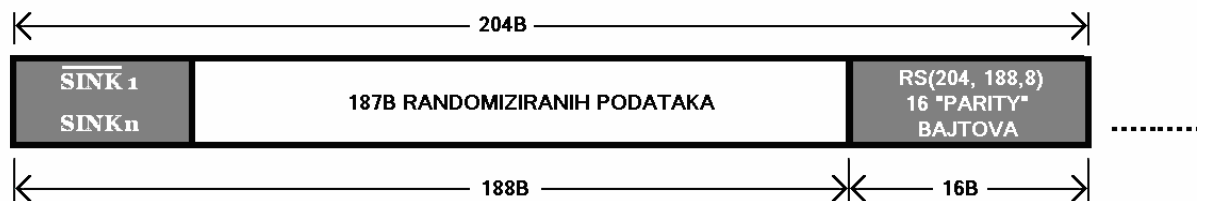
Time je omogućena korekcija do najviše

$$(d - 1) / 2 = (17 - 1) / 2 = 8B, \quad (6.2)$$

pogrešnih (od maksimalno mogućih 16) bajtova po jednom bloku. Na taj način, dobijen je *Reed-Solomon*-ov kod RS(204,188,8), pri čemu je odnos broja simbola originalnog i kodiranog bloka (slika 6.5):

$$k / n = 188 / 204 = 0,92. \quad (6.3)$$

Kôd RS(204,188,8) predstavlja skraćenu verziju punog koda, RS(255,239,8), koji nastaje kodiranjem 51 nultog bajta pre 188B (bajtnog) paketa u formi (formatu) 239. bajtnog bloka. Izgled transportnog paketa nakon R-S kodiranja prikazan je na slici 6.5.



**Slika 6.5** Transportni paket (niz) nakon R-S kodiranja (204B)

Polinom generator-kôda dat je izrazom,

$$g(x) = (x + L^0) \cdot (x + L^1) \cdot (x + L^2) \cdot \dots \cdot (x + L^{15}), \quad (6.4)$$

pri čemu je  $L = 02_{\text{HEX}}$ , a polinom generatora polja opisan je izrazom,

$$p(x) = x^8 + x^4 + x^3 + x^2 + 1. \quad (6.5)$$

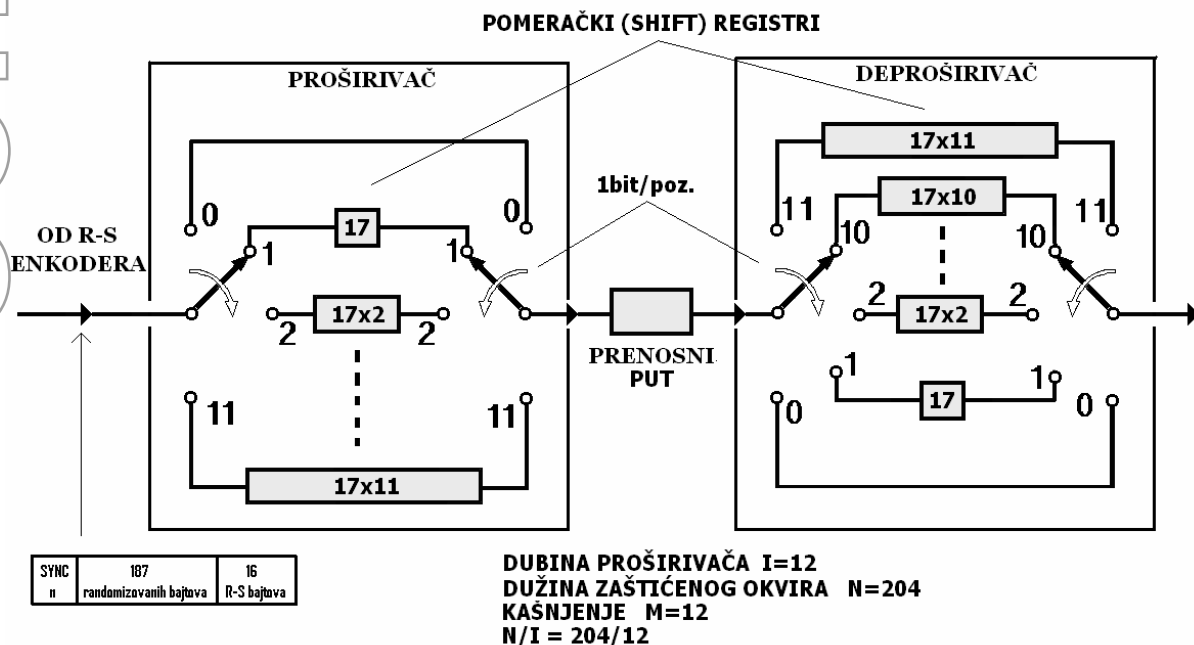
Dakle, *Reed-Solomon*-ov dekodirer može korigovati (izraz 6.2) do 8 grešaka po jednom paketu.

### 6.3. Spoljašnje proširenje kôda (*Forney-ev princip*)

Osnovni zadatak ovog postupka je povećanje efikasnosti *Reed-Solomon*-ovog kodiranja temporalnim (vremenskim) raspršivanjem grešaka nastalih u prenosnom kanalu, u slučaju prevazilaženja korektilne sposobnosti R-S koda (za koji je rečeno da iznosi 8B, tj. grešaka po paketu). Principijelno, ovo se postiže kolom prikazanim na slici 6.6.

Označimo sa:

- L dužinu proširenog paketa ( $L = 204B$ ) – slika 6.6 (prošireni transportni niz 188+16),
- I broj grana ( $I = 12$ ) za temporalno proširenje koda – slika 6.6 ( $I$  predstavlja dubinu proširivača koda ( $I = 12B$ )).



**Slika 6.6** Spoljašnje (temporalno, vremensko) proširenje kôda

Na predajnoj strani (slika 6.6, leva strana), nalazi se prekidački sklop sa 12 pomeračkih registara (FIFO kola) dužine " $M \times j$ ", pri čemu je

$$M = L/I = 204/12 = 17, \quad j = 0, 1, 2, 3, \dots, 10, 11, \quad (6.6)$$

dok je na prijemnoj strani isti broj FIFO kola, ali s drugom dužinom  $M \times (11 - j)$ . Na ovaj način uzastopni bajtovi (njih 12B) indeksiranih vrednostima  $j = 0, 1, 2, 3, \dots, 10, 11$ , proći će kroz granu odgovarajućeg indeksa, a svaki bajt će kasniti određeni broj pozicija (0-187), zavisno od vrednosti indeksa (0-17), pa je kašnjenje kao na slici 6.7.

Na prijemnoj strani isti proces se odvija simultano (preklopnici su u sinhronizmu), tako da bajt koji na predajnoj strani kasni  $j \times 17$  pozicija, na prijemu će kasniti za  $(11 - j) \times 17$ , te je ukupno kašnjenje uvek isto i iznosi

$$j \times 17 - (11 - j) \times 17 = 11 \cdot 17 = 187 \text{ pozicija.} \quad (6.7)$$

Na ovaj način je ostvaren inicijalni redosled. Snop (skup) grešaka između dva uzastopna paketa, nastalih u prenosnom kanalu (putu) na prijemnoj strani će biti raspršen "de-interleaver"-om čime je povišena efikasnost *Reed-Solomon*-ovog kodiranja

0	pri $j = 0$ ;
17	za $j = 1$ ;
34	pri $j = 2; \dots,$
:	
:	
i tako redom do	
:	
:	
187	pri $j = 17$

Slika 6.7 Kašnjenje bajtova u Forney-evom koderu

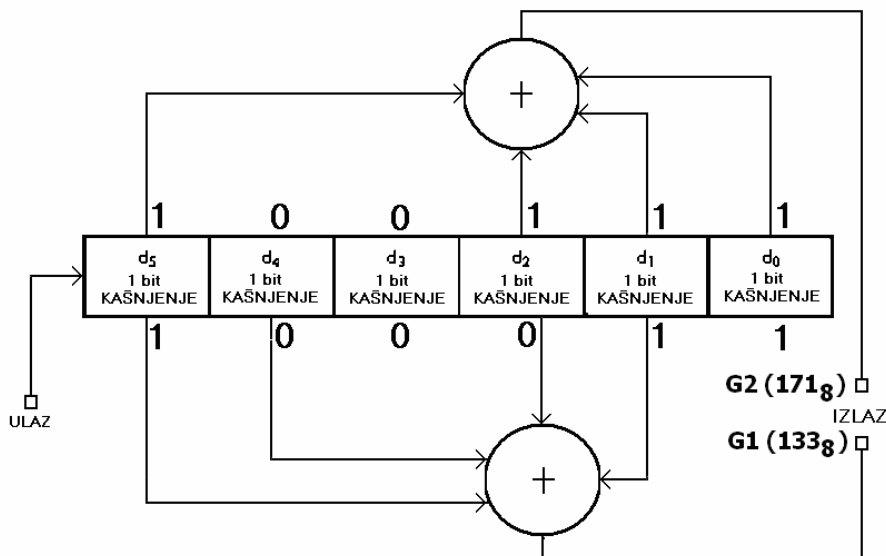
#### 6.4. Konvoluciono (unutrašnje) kodiranje

Konvoluciono (unutrašnje) kodiranje (*inner coding*) je naredni postupak koji sledi nakon *Reed-Solomon*-ovog i *Forney*-ovog (temporalnog) proširenja koda (korekcije grešaka). Konvolucioni koder konvertuje serijsku povorku podataka koja postoji na ulazu, u dva serijska niza na izlazu - u oznaci ( $G_1 = X_1$ ) i ( $G_2 = Y_1$ ) koji se dalje vode u blok za punktuaciju sa serijskim izlazom.

Osnovni (matični) kodni količnik (*mother code*), je  $k = 1/2$  što znači da od dva bita koja se prenose, jedan predstavlja redundantnu (suvišnu) a drugi korisnu informaciju. Ostali kodni količnici (punktuacije) su  $2/3$ ,  $3/4$ ,  $5/6$  i  $7/8$  i za njih takođe važi pravilo da od  $n$  – bita ( $n = 3,4,6,8$ ) jedan bit predstavlja redundantnu informaciju (ostali biti čine korisnu).

$$\begin{aligned}
 \text{- Generator polinomom (mesta s izvodima za } \langle X \rangle) \quad X_1 = G_1 = X^1 + X^2 + X^4 + X^5, \\
 Y_1 = G_2 = 1 + X^1 + X^2 + X^5 \quad (6.8)
 \end{aligned}$$

Principska šema proširenja kôda data je na slici 6.8.



Slika 6.8 Konvoluciono (unutrašnje) kodiranje (FEC)

Izlazni podaci predstavljaju sabiranje po modulu 2.

$$\begin{aligned} X_1 = G_1 &= d_1 \oplus d_2 \oplus d_4 \oplus d_5 = 171_8 = 121_{10} = 79_{16} = 01111001_2 \\ Y_1 = G_2 &= d_0 \oplus d_1 \oplus d_2 \oplus d_5 = 133_8 = 91_{10} = 5B_{16} = 01011011_2 \end{aligned} \quad (6.9)$$

U opštem slučaju koder se može opisati parametrima (u konkretnom slučaju sa slike 6.8, navedene su vrednosti u zagradi), između kojih postoje matematički odnosi:

- |   |                                       |
|---|---------------------------------------|
| - Brojem ulaznih linija (magistrala)                | $m (= 1)$ .                           |
| - Brojem izlaznih linija (magistrala)               | $n (= 2)$ .                           |
| - Dužinom pomeračkog registra (brojem flip flopova) | $L (= 6)$                             |
| - Dužinom ograničenja                               | $K = m \cdot (1 + L) (= 7)$ .         |
| - Memorijom pomeračkog registra                     | $M = m \cdot L (= 6)$ .               |
| - Brojem mogućih stanja                             | $N = 2^{m \cdot L} (= 64)$ .          |
| - Kodnim količnikom                                 | $C_r = \frac{m}{n} (= \frac{1}{2})$ . |
- (6.10)

## 6.5. Punktuiranje

Nakon konvolucionog koder, koji daje dva bitska niza, sledi sklop za punktuiranje (engl. *puncture*). Pošto je redundantnost podataka vrlo velika, to se ona mora smanjiti blokom za punktuaciju. Zavisno od kodnog količnika ( $k$ ) koji predstavlja odnos "ulaznog" bitskog protoka od  $6,75\text{MB/s}_{(8\text{MHz})}$  ili  $5,90625\text{MB/s}_{(7\text{MHz})}$  ili  $(5,06250\text{MB/s}_{(6\text{MHz})})$  i brzine predajnog kanala ("izlaznog" bitskog protoka), nakon paralelno-serijske konverzije dobijaju se različite predajne sekvencije i punktuacioni dijagrami. Treba napomenuti da se postupkom punktuacije menja kapacitet predajnog kanala, uz cenu promene slobodnog rastojanja, koje predstavlja meru efikasnosti korekcije konvolucionog koda. Ili, što je isto - smanjuje se redundantnost pa je spektralna gustina u kanalu manja.

Pošto izlaz konvolucionog kodera daje dvostruko viši bitski protok, neophodno ga je redukovati. Stepenom za punktuiranje (puktuaciju) ne uzimaju se svi biti u obradi, već samo određeni broj, zavisno od željenog kodnog količnika. Samim tim, jasno je da se u ovom sklopu formira kodni količnik.

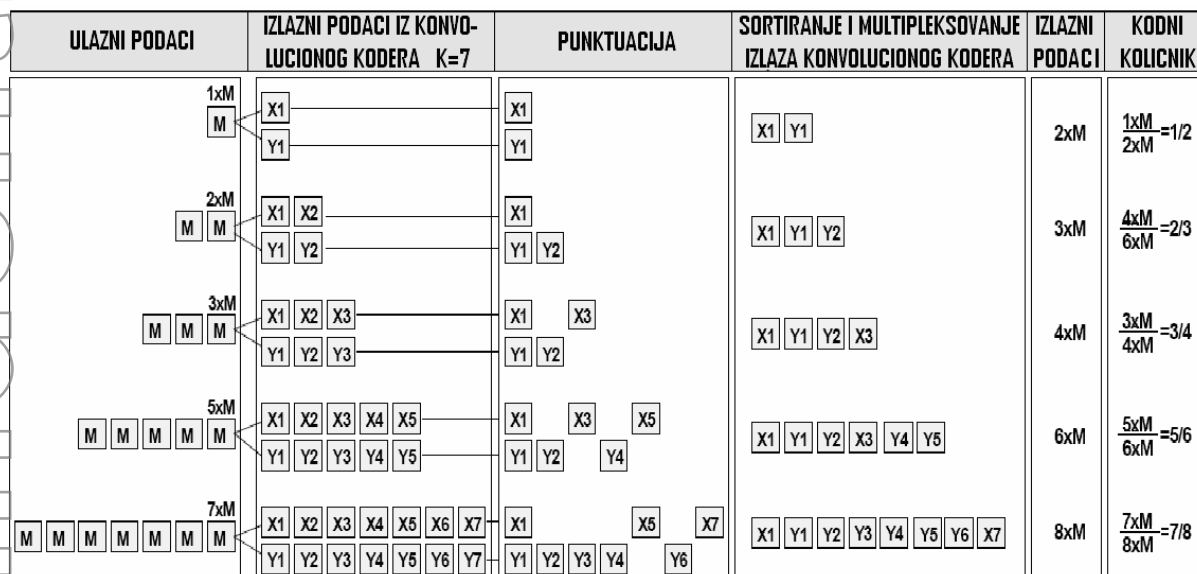
KODNI ODNOS	$d_{\text{free}}$	PUNKTUIRANJE		I-Q		PREDAJNA SEKVENCA $X_i, Y_i (i=1,2,\dots,7)$ $S_{\text{ofdm}}$
				$X_i, Y_i$ ( $i=1,2,\dots,7$ )		
1/2	10	X:	1	I	$X_1$	$X_1 Y_1$
		Y:	1	Q	$Y_1$	
2/3	6	X:	1 0 : 1 0	I	$X_1 Y_2 Y_3$	$X_1 Y_1 Y_2$
		Y:	1 1 : 1 1	Q	$Y_1 X_3 Y_4$	
3/4	5	X:	1 0 1	I	$X_1 Y_2$	$X_1 Y_1 Y_2 X_3$
		Y:	1 1 0	Q	$Y_1 X_3$	
5/6	4	X:	1 0 1 0 1	I	$X_1 Y_2 Y_4$	$X_1 Y_1 Y_2 X_3 Y_4 X_5$
		Y:	1 1 0 1 0	Q	$Y_1 X_3 X_5$	
7/8	3	X:	1 0 0 0 1 0 1	I	$X_1 Y_2 Y_4 Y_6$	$X_1 Y_1 Y_2 Y_3 Y_4 X_5 Y_6 X_7$
		Y:	1 1 1 1 0 1 0	Q	$Y_1 Y_3 X_5 X_7$	

**Tabela 6.1** Punktuiranje

Izlazni podaci iz konvolucionog kodera sastoje se od  $M$  bita dajući na izlazu pratećeg kodera izlaznu poruku od  $2 \times M$  bita [ETSI EN 300 744], tj.

$$\begin{aligned} X_1, X_2, \dots, X_M & \quad i, \\ Y_1, Y_2, \dots, Y_M, & \quad (6.11) \end{aligned}$$

da bi se bitski protok potom redukovao u stepenu za punktuaciju, prema tabeli 6.1, odnosno slici 6.9. Izlazni podaci se formiraju tako što se određeni biti uklanjaju (jednostavno - brišu), a potom se vrši sortiranje prema određenom ključu zavisno od kodnog količnika, čime se redukuje izlazni bitski protok. Potisnutom bitu u tabeli 6.1 odgovara vrednost 0, a prenetom (emitovanom) vrednost 1. Poslednja kolona (predajna sekvenca), tj.  $S_{\text{ofdm}}$  predstavlja serijalizovani bitski niz dobijen naizmeničnim odabirom I i Q linija.



Slika 6.9 Puntuiranje (puntuacija)

## 6.6. Unutrašnje proširenje koda

Unutrašnje proširenje koda je naredni postupak obrade digitalnog signala. Principijelno se sastoji iz **bitskog** i **simbolskog** proširenja koda. Blok šema stepena proširivača koda, za sve tipove modulacionih šema, data je na narednim slikama (QPSK, 16-QAM, 64-QAM, MR-16-QAM i MR-64-QAM).

Dolazna serijska povorka iz "unutrašnjeg" kodera koja se može sastojati iz najviše dva niza (za hijerarhijski mod rada) prvo se demultipleksira u određeni broj paralelnih podnizova (v). Način demultipleksiranja je sledeći:

- \* U **nehijerarhijskom** modu ulazni signal se demultipleksira u v podnizova,
- \* U **hijerarhijskom**, niz višeg prioriteta demultipleksira se u v a niz nižeg u (v - 2) podnizova, i primenjuje se samo u slučajevima uniformne (u oznaci prefiks **MR-**) i neuniformne QAM modulacione šeme.

Zavisno od izbora modulacione šeme, vrednost v (broj podnizova) može imati vrednost:

<b>QPSK</b>	v = 2,
<b>16-QAM</b>	v = 4,
<b>64-QAM</b>	v = 6,
<b>QPSK "+" 16-QAM</b>	v = 2 + v = 2(= 4 <sub>(16-QAM)</sub> - 2 <sub>(QPSK)</sub> ),
<b>QPSK "+" 64-QAM</b>	v = 2 + v = 4(= 6 <sub>(64-QAM)</sub> - 2 <sub>(QPSK)</sub> ), (6.12)

Demultipleksiranje je definisano kao (u oznaci ⇒) pozicioniranje ulaznih bita (x<sub>0</sub>, x<sub>1</sub>, ...) u izlazne (b<sub>0,0</sub>, b<sub>0,1</sub>, ...) prema sledećim pravilima na I-Q dijagramu (tabela 6.2):

Nehijerarhijski tipovi modulacije			Hijerarhijski tipovi modulacije	
QPSK	16-QAM	64-QAM	16-QAM	64-QAM
$x_0 \Rightarrow b_{0,0}$	$x_0 \Rightarrow b_{0,0}$	$x_0 \Rightarrow b_{0,0}$	$x'_0 \Rightarrow b_{0,0}$	$x'_0 \Rightarrow b_{0,0}$
$x_1 \Rightarrow b_{1,0}$	$x_1 \Rightarrow b_{2,0}$	$x_1 \Rightarrow b_{2,0}$	$x'_1 \Rightarrow b_{1,0}$	$x'_1 \Rightarrow b_{1,0}$
	$x_2 \Rightarrow b_{1,0}$	$x_2 \Rightarrow b_{4,0}$	$x''_0 \Rightarrow b_{2,0}$	$x''_0 \Rightarrow b_{2,0}$
	$x_3 \Rightarrow b_{3,0}$	$x_3 \Rightarrow b_{1,0}$	$x''_1 \Rightarrow b_{3,0}$	$x''_1 \Rightarrow b_{4,0}$
		$x_4 \Rightarrow b_{3,0}$		$x''_2 \Rightarrow b_{3,0}$
		$x_5 \Rightarrow b_{5,0}$		$x''_3 \Rightarrow b_{5,0}$

**Tabela 6.2** Demultipleksiranje

Svaki bitski niz iz demultipleksera ( $b_{0,0}, b_{0,1}, \dots$ ), procesira se zasebnim bitskim proširivačem koda. Na taj način može postojati najviše  $v = 6$  grana sa proširivačima, zavisno od broja podnizova ( $v$ ), tabela 6.3:

Nehijerarhijski tipovi modulacije			Hijerarhijski tipovi modulacije	
QPSK	( $v = 2$ )	( $I_0, I_1$ ),		
16-QAM	( $v = 4$ )	( $I_0, I_1, I_2, I_3$ )	( $v = 4$ )	( $I_0, I_1, I_2, I_3$ )
64-QAM	( $v = 6$ )	( $I_0, I_1, I_2, I_3, I_4, I_5$ )	( $v = 6$ )	( $I_0, I_1, I_2, I_3, I_4, I_5$ )

**Tabela 6.3** Proširenje koda

Bitsko proširenje koda odnosi se samo na aktivne podatke (OFDM nosioce, pilote). Veličina bloka za proširenje koda istovetna je za svaki bitski proširivač i iznosi  $m = 126b$  (bita), ali su sekvence proširenja koda različite za svaki proširivač. Kako je broj aktivnih OFDM nosilaca (*payload, active*)  $1512_{2K}$  odnosno  $6048_{8K}$  to je jasno da se sekvenca po jednom OFDM simbolu mora ponoviti celobrojan broj puta i to:  $12_{2K} (= 1512/126)$  odnosno  $48_{8K} (6048/126)$  puta (o OFDM modulaciji videti kasnije).

Za svaki bitski proširivač, ulazni bit-vektor  $B(i)$  definisan je izrazom,

$$B(i) = (b_{i,0}, b_{i,1}, b_{i,2}, \dots, b_{i,125}) \quad 0 \leq i \leq v-1, \quad (6.13)$$

dok je "prošireni" izlazni vektor  $A(i)$  na izlazu bitskog proširivača,

$$A(i) = (a_{i,0}, a_{i,1}, a_{i,2}, \dots, a_{i,125}), \quad (6.14)$$

definisan sa,

$$a_{i,j} = b_{i,H_1(j)} \quad 0 \leq j \leq 125, \quad (6.15)$$

gde je  $H_1(j)$  permutaciona funkcija različita za svaki bitski proširivač i to – tabela 6.4:

Izlazi  $v$  – bitskih proširivača koda grupisani su u formi digitalnih simbola podataka, tako da svaki simbol od  $v$  bita sadržati po jedan bit svakog od  $v$  proširivača koda.



$I_0 \mapsto$	$H_0(j) = j$
$I_1 \mapsto$	$H_1(j) = (j + 63)_{\text{mod}126}$
$I_2 \mapsto$	$H_2(j) = (j + 105)_{\text{mod}126}$
$I_3 \mapsto$	$H_3(j) = (j + 42)_{\text{mod}126}$
$I_4 \mapsto$	$H_4(j) = (j + 21)_{\text{mod}126}$
$I_5 \mapsto$	$H_5(j) = (j + 84)_{\text{mod}126}$

Tabela 6.4 Permutaciona funkcija

Naredni stepen unutar sklopa za unutrašnje proširenje koda je **simbolički proširivač** (slike 6.10-6.14). Njegova namena je mapiranje  $v$ -bitskih reči na aktivne nosioce, kojih ima  $1512_{(2K)}$  odnosno,  $6048_{(8K)}$  po jednom OFDM simbolu. Drugim rečima, simbolički proširivač se ponaša kao blok od  $1512_{(2K)}$  odnosno,  $6048_{(8K)}$  simbola podataka. Prema tome, 12 grupa od po 126 kodnih reči iz bitskog proširivača koda u 2K modu, sekvencijalno se učitavaju obrazujući na taj način vektor,

$$Y'_{(2K)} = (y'_0, y'_1, y'_2, \dots, y'_{1511}). \quad (6.16)$$

Analogno je u slučaju 8K moda, gde imamo 48 grupa od po 126 kodnih reči, pa je vektor

$$Y'_{(8K)} = (y'_0, y'_1, y'_2, \dots, y'_{6047}). \quad (6.17)$$

Prošireni vektor na izlazu simboličkog proširivača koda je,

$$Y = (y_0, y_1, y_2, \dots, y_{N-1}) \quad (6.18)$$

pri čemu je, zavisno od moda rada (2K, 8K) broj aktivnih nosilaca  $N$ ,

$$N_{(2K)} = 1512,$$

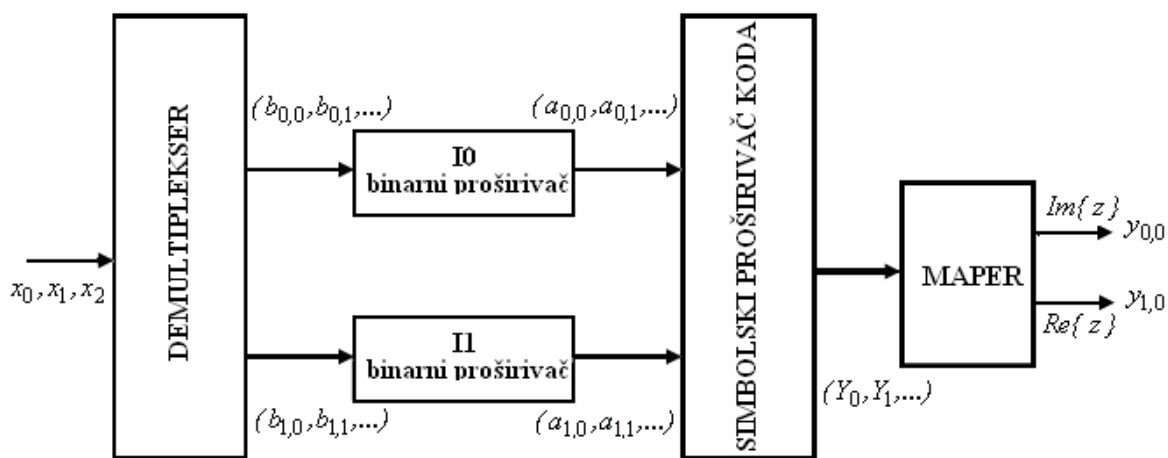
$$N_{(8K)} = 6048,$$

i definiše se na sledeći način,

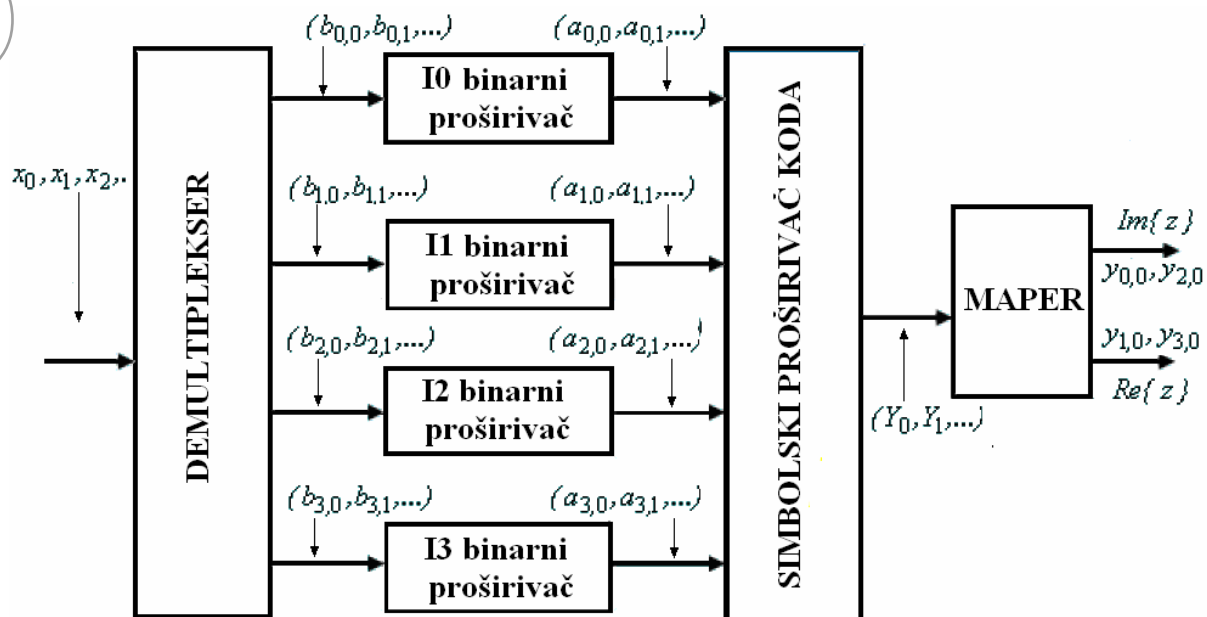
$$y_{H(q)} = y'_q \quad 0 \leq q \leq N-1 \quad N = 2k \text{ (tj. parno)}, \quad (6.19)$$

$$y_q = y'_{H(q)} \quad 0 \leq q \leq N-1 \quad N = 2k + 1 \text{ (tj. neparno)}, \quad (6.20)$$

pri čemu je  $q$ - broj simbola na izlazu simboličkog proširivača. Oblik permutacione funkcije  $H(q)$  je dosta složen - opširnije videti u [ETS 300 744].

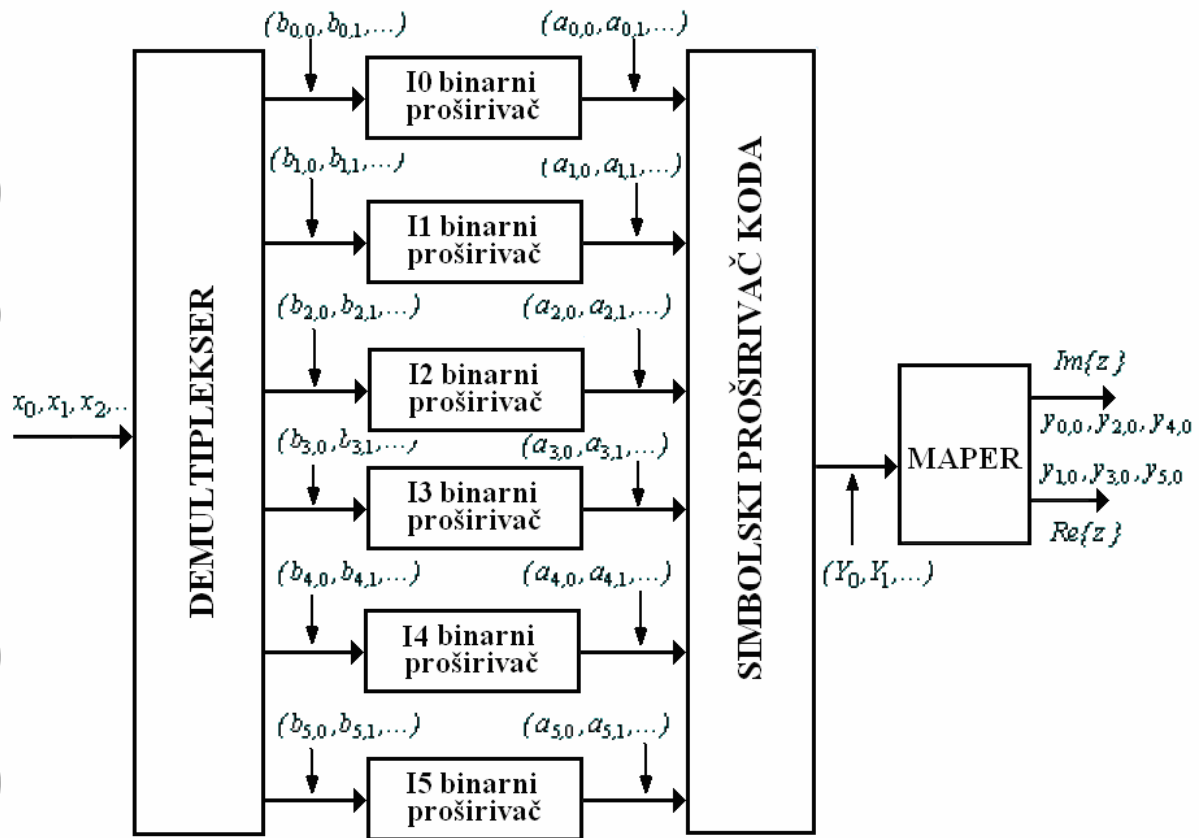


Slika 6.10 Unutrašnji proširivač koda za nehijerarhijsku modulaciju QPSK

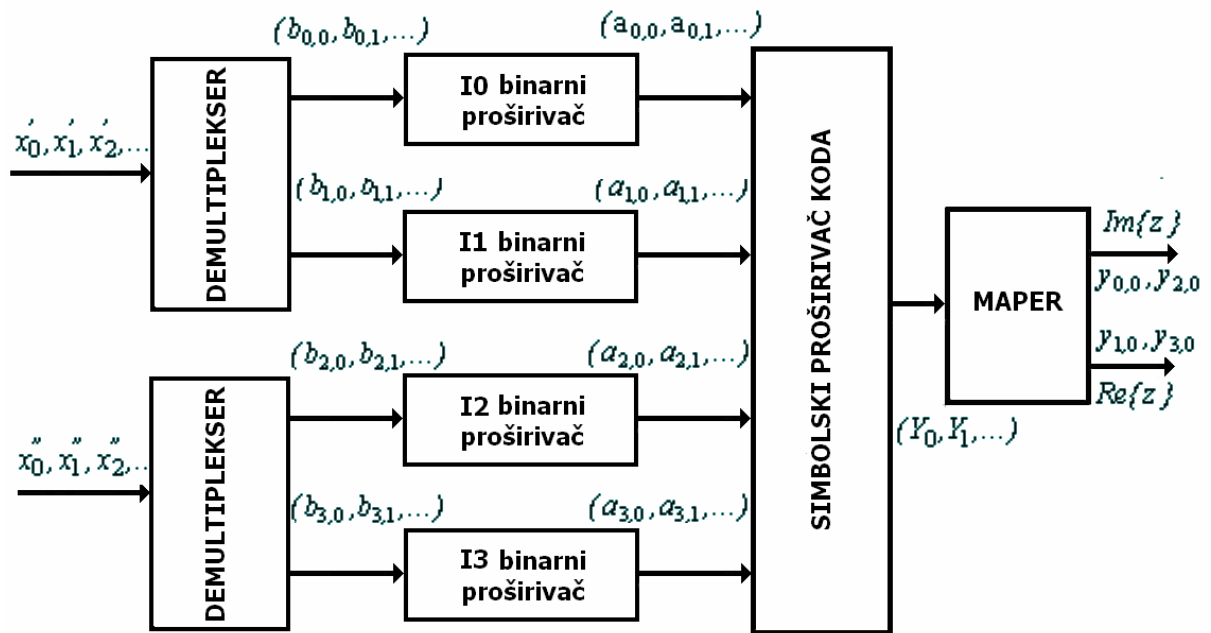


Slika 6.11 Unutrašnji proširivač koda za nehijerarhijsku modulaciju 16-QAM

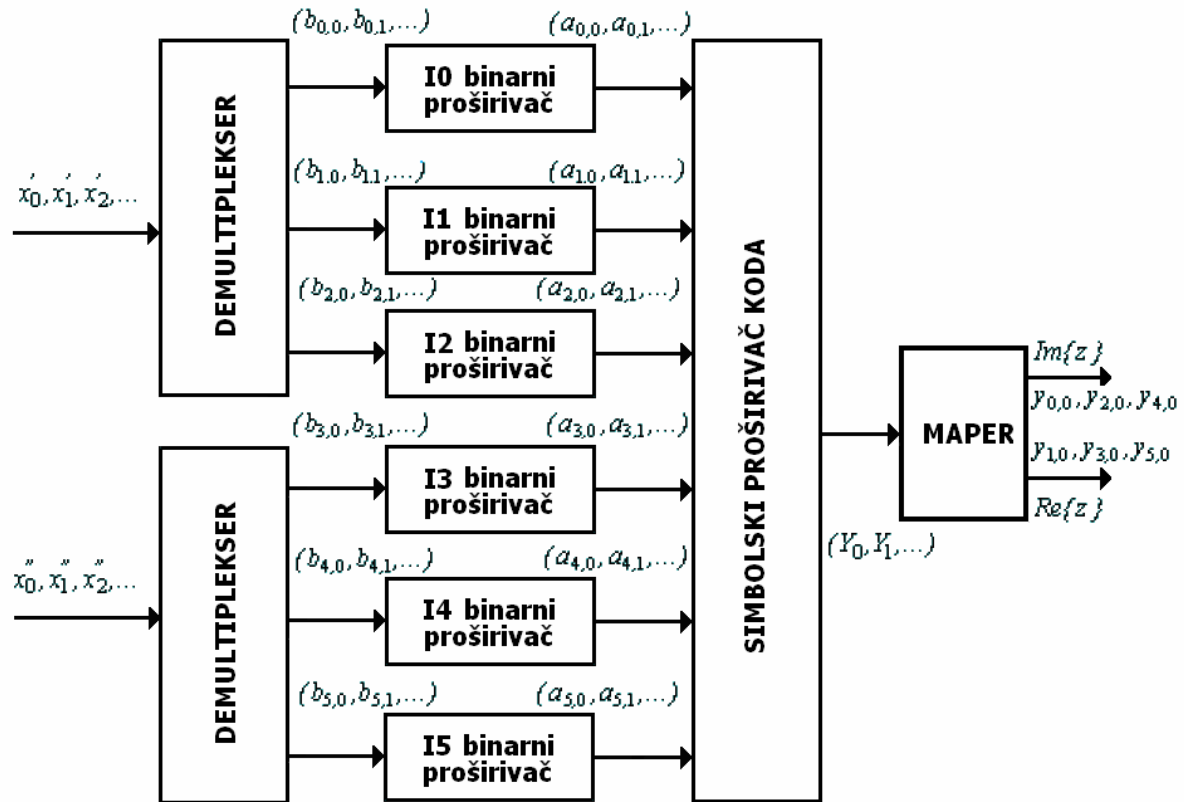
Confidential



Slika 6.12 Unutrašnji proširivač koda za nehijerarhijsku modulaciju 64-QAM



Slika 6.13 Unutrašnji proširivač koda za hijerarhijsku modulaciju 16-QAM



Slika 6.14 Unutrašnji proširivač koda za hijerarhijsku modulaciju 64-QAM

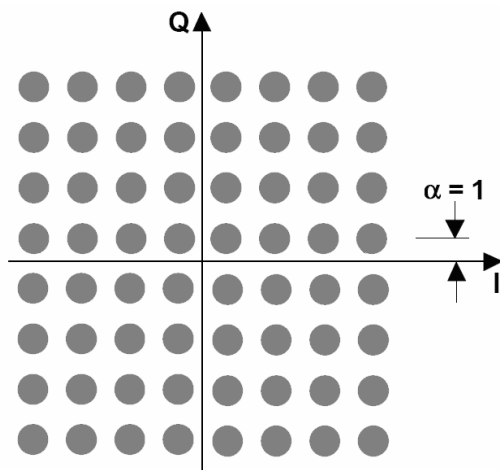
## 6.7. Mapiranje, I-Q konstelacija

Mapiranje je postupak kojim se definišu položaji konstelacionih tačaka a time i vektora u konstelacionoj I-Q ravni zavisno od izabrane modulacione šeme. Za DVB-T aplikacije mogu se koristiti sledeće modulacione šeme:

- QPSK,
- 16-QAM,
- 64-QAM,
- neuniformna 16-QAM (QPSK + 16QAM)
- neuniformna 64-QAM (QPSK + 64QAM)

pri čemu se koristi *Gray*-ovo mapiranje [11], [12], [13], [14], [56], [59]. Na slikama 6.16-6.18 prikazani su u I-Q ravni konstelacioni dijagrami za QPSK, 16-QAM i 64-QAM (**I** - *in phase*, **Q** - *in quadrature*) za nehijerarhijski i hijerarhijski tip (16-QAM i 64-QAM,  $\alpha = 2$  i  $\alpha = 4$ ).

U suštini, modulacioni parametar  $\alpha$ , predstavlja rastojanje između konstelacionih tačaka susednih I-Q kompleksnih ravni - odnosno najbližih tačaka susednih kvadranta koordinatnoj osi (bilo I, bilo Q). On se definiše samo za QAM modulacije – slika 6.15.



Slika 6.15 Definicija modulacionog parametra (modulaciona šema 64-QAM)

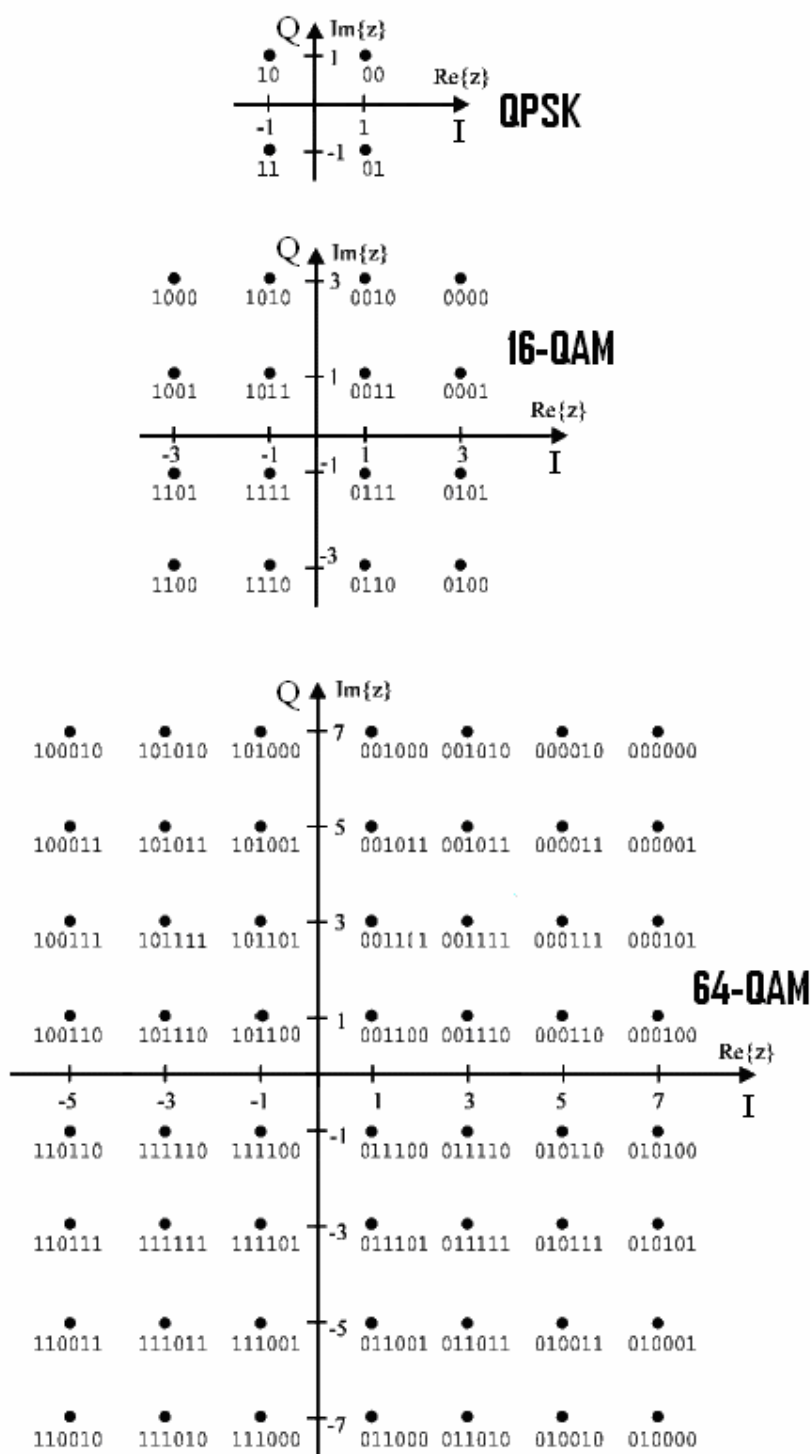
Posmatrajući bitski niz s leva na desno, mapirana tačka može imati jedan od oblika (tabela 6.4),

QPSK	$y_0$	$y_1$				
16-QAM	$y_0$	$y_1$	$y_2$	$y_3$		
64-QAM	$y_0$	$y_1$	$y_2$	$y_3$	$y_4$	$y_5$
NEUNIFORMNA 16-QAM	$y_0$	$y_1$	$y_2$	$y_3$		
PRIORITET	HP	HP	LP	LP		
NEUNIFORMNA 64-QAM	$y_0$	$y_1$	$y_2$	$y_3$	$y_4$	$y_5$
PRIORITET	HP	HP	LP	LP	LP	LP

Tabela 6.4 Mapiranje

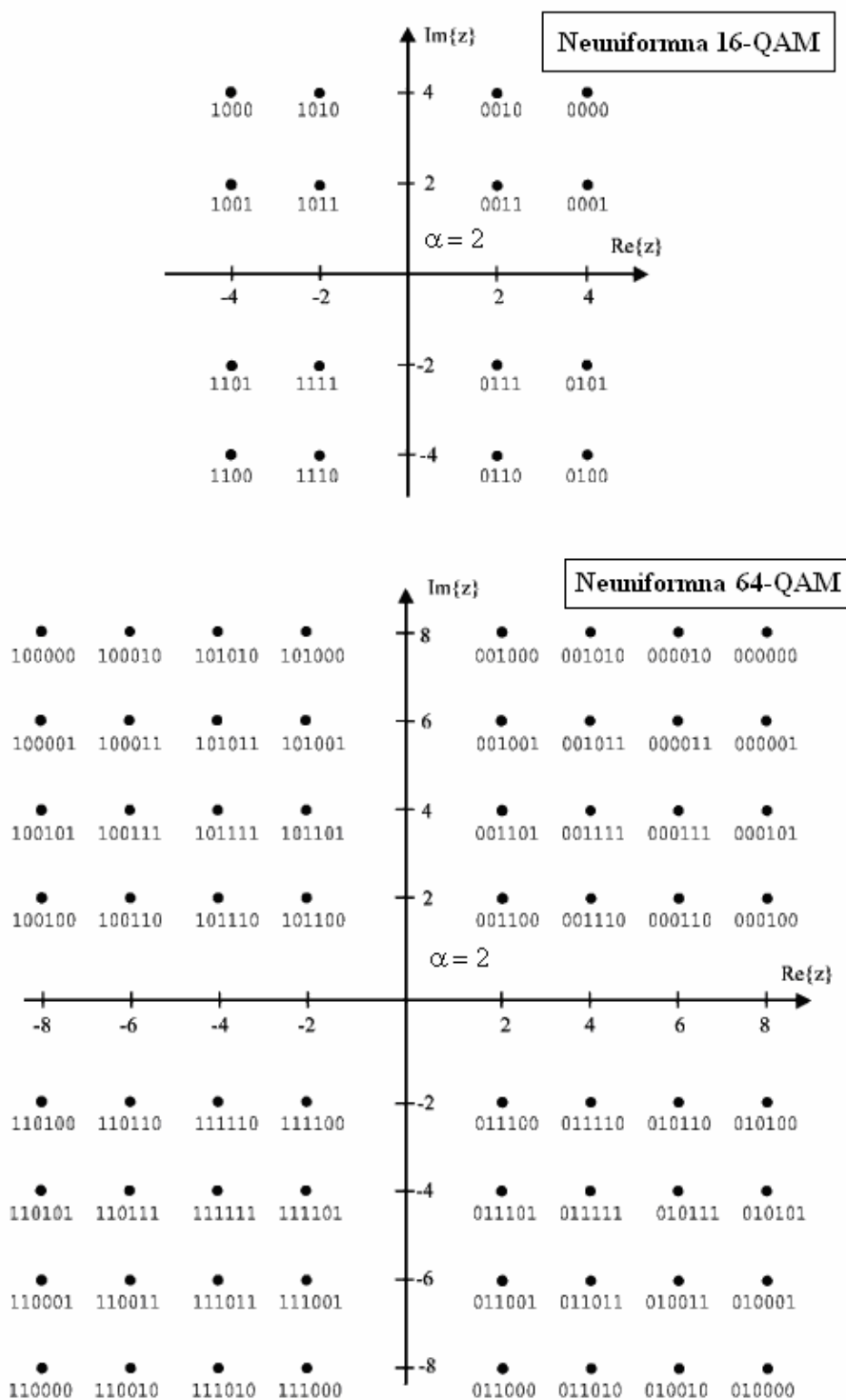
pri čemu HP označava niz višeg a LP nižeg prioriteta.

1. Za **nehijerarhijske** tipove modulacije niz podataka na izlazu unutrašnjeg proširivača koda sastoji se od  $v$  – bitskih reči, koje se mapiraju u kompleksnu ravan kao kompleksni broj  $z$ , saglasno dijagramima na slici 6.16.

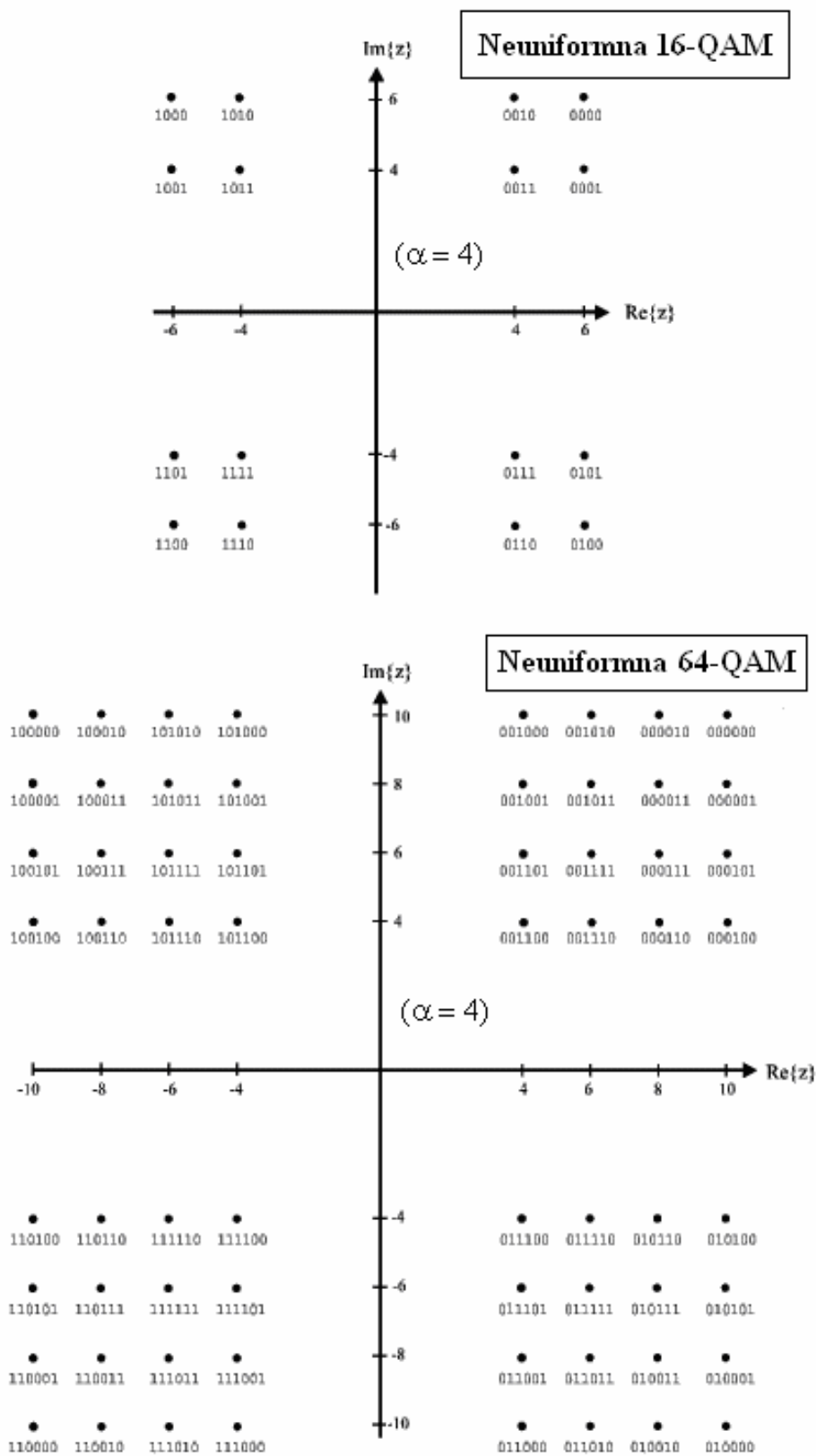


**Slika 6.16.** Konstelacioni dijagrami za QPSK (gore), 16-QAM (sredina) i 64-QAM (dole) (Nehijerarhijski tipovi modulacije)

2. Za **hijerarhijske** tipove modulacije, niz podataka se formira odgovarajućim kolom zavisno od izbora modulacione šeme 16-QAM (slika 6.13), odnosno 64-QAM (slika 6.14). Izgled konstelacionog dijagrama 16-QAM, odnosno 64-QAM, dat je na slici 6.17 za hijerarhijski tip modulacije za  $\alpha = 2$  i  $\alpha = 4$  (slika 6.18). On se definiše samo za modulacije tipa "QAM".



SLIKA 6.17 Konstelacioni dijagram za hijerarhijski moda rada, 16-QAM I 64-QAM (modulacioni parametar  $\alpha = 2$ )



**SLIKA 6.18** Konstelacioni dijagram za hijerarhijski moda rada, 16-QAM I 64-QAM (modulacioni parametar  $\alpha = 4$ )



3. Za **hijerarhijski tip modulacije 16-QAM** mapiranje, zavisno od moda rada, mora biti u skladu sa načinom prikazanim na odgovarajućim slikama za nehijerarhijski i hijerarhijski rad. Na primer, tačka 1000 za 16-QAM koja se nalazi u i gornjem levom uglu gornjeg levog (II) kvadranta odgovara vrednostima,

1000 ↦	1	0	0	0
16-QAM	HP	HP	LP	LP

Ako se ova konstelaciona tačka dekoduje **nizom višeg prioriteta** (dakle, kao QPSK) a ne nizom nižeg prioriteta (kao 16-QAM), tada će dekoder prijemnika prepoznati samo prve dve tačke (odnosno kvadrant, tj. QPSK),

10 ↦	1	0
QPSK	HP	HP

Za prijem **niza sa nižim prioritetom** (16-QAM) dekoder prijemnika mora dekodirati sve četiri konstelacione tačke - dakle,

1000 ↦	1	0	0	0
16-QAM	HP	HP	LP	LP

4. Za **hijerarhijski tip modulacije 64-QAM** mapiranje, na primer tačke 100000 koja se nalazi u gornjem levom (II) kvadrantu i gornjem levom uglu odgovara vrednostima,

100000 ↦	1	0	0	0	0	0
64-QAM	HP	HP	LP	LP	LP	LP

Ako se ova konstelaciona tačka dekoduje nizom višeg prioriteta (dakle, kao QPSK) a ne nizom nižeg prioriteta (kao 64-QAM), tada će dekoder prijemnika prepoznati samo prve dve tačke, tj.,

10 ↦	1	0
QPSK	HP	HP

Za prijem niza sa nižim prioritetom (64-QAM) dekoder prijemnika mora dekodirati svih šest konstelacionih tačkaka - odnosno,

100000 ↦	1	0	0	0	0	0
64-QAM	HP	HP	LP	LP	LP	LP

Dakle, kada prijemnik dekoduje niz nižeg prioriteta (LP) tada će on indicirati tačnu poziciju svake konstelacione tačke unutar kvadranta. Kada prijemnik dekoduje samo niz višeg (HP) prioriteta, moći će da odredi samo kvadrant u kojem se konstelaciona tačka nalazi. Kako konstelaciona ravan poseduje četiri kvadranta, dakle isto koliko i QPSK različitih stanja, to je jasno da će se za niz višeg prioriteta (HP) koristiti isključivo QPSK modulaciona šema, a za niz nižeg prioriteta (LP) 16-QAM ili 64-QAM. U uslovima dobrog prijema, DVB-T prijemnik će primati oba niza, a pri lošim - samo niz višeg prioriteta (HP *stream*) tj. QPSK.

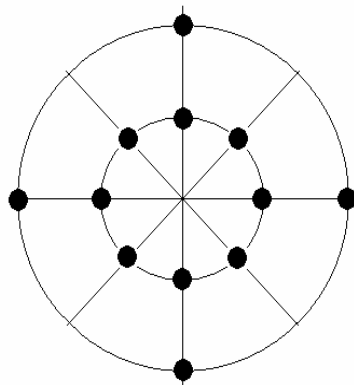
Na ovaj način, postignuto je da sigurnost prijema kvalitetne slike bude viša, a prenos sekundarnih (dodatnih) servisa brži.

5. Ukoliko se želi prenos više različitih programa različitog kvaliteta unutar istog UHF kanala, tada će se neki od programa prenositi jednim bitskim protokom i sa jednim stepenom zaštite od greške (kodnim količnikom), dok će se ostali prenositi s drugim kodnim količnikom i bitskim protokom. Jedini uslov je da kapacitet kanala može da podrži ukupan bitski protok. Dakle, u tom slučaju nisu svi programi podjednako zaštićeni od greške na mestu prijema zbog različitih kodnih količnika.

----- xxx -----

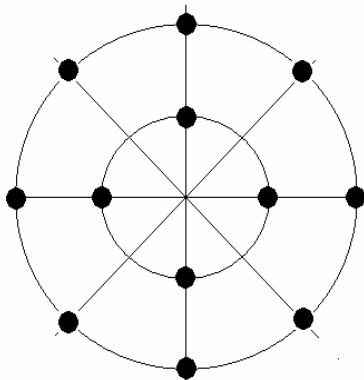
Raspored konstelacionih tačaka u I-Q ravni, načelno može biti različitih oblika. U praksi su se zadržala tri tipa (tip #1, slika 6.19, tip #2 slika 6.20 i tip #3 slika 6.22 koji je obrađivan u ovom poglavlju).

U **prvom slučaju** (tip #1), konstelacione tačke na unutrašnjem krugu su bliže raspoređene jedna drugoj, dok su na spoljašnjem međusobno udaljene – slika 6.19. Ovaj način je nepogodan, jer je podložan greškama u prijemu (mali su intenziteti vektora - fazora, a fazni ugao između unutrašnjih vektora je manji nego fazora na spoljašnjem krugu).



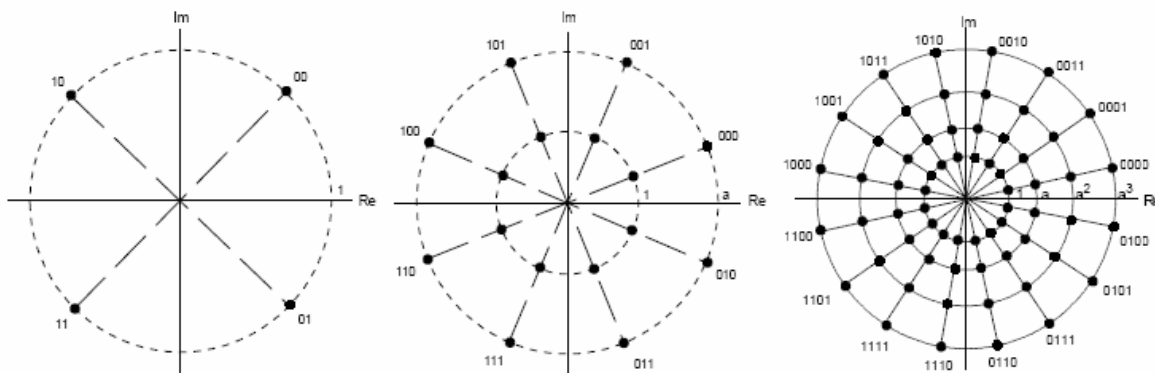
**Slika 6.19** tip #1 konstelacionog dijagrama QAM(4,8)

Da bi se prevazišao navedeni problem, a zadržao konstelacioni raspored u dva nivoa (hijerarhijski mod rada), po spoljašnjem krugu je raspoređen veći broj konstelacionih tačaka, nego u prethodnom slučaju, čije je međusobno rastojanje približno jednako rastojanju između unutrašnjih tačaka. Spoljašni fazori imaju višu amplitudu od unutrašnjih. Ovaj (**drugi**) način (tip #2, slika 6.20) predložili su *Hancock* i *Lucky*.



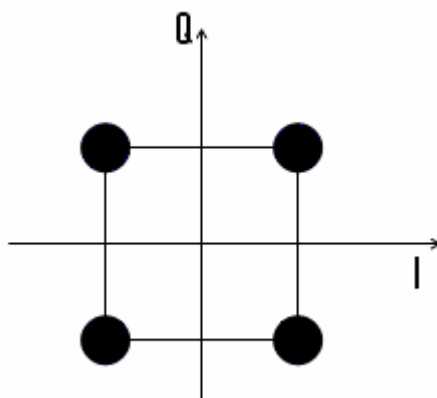
Slika 6.20 Hancock-Lucky-ev konstelacioni dijagram QAM(8,4)

Modifikacija prethodna dva načina konstelacionih dijagrama, koristi se u modulacionim šemama diferencijalnog tipa – slika 6.21 (uporediti bilo koji pravac na slici 6.20 i 6.21).



Slika 6.21 Diferencijalni tip (s leva na desno, DQPSK, 16-DAPSK i 64-DAPSK)

**Treći način** (slika 6.22) predložili su *Campopiano* i *Glazer* 1962. god On ima neznatna poboljšanja u odnosu na tip #2, ali njegova praktična implementacija znatno jednostavnija nego prethodna dva, tako da je usvojen za DVB-T



Slika 6.22 Campopiano-Glazer-ov tip (QPSK)

## 7. OFDM MODULACIJA

### 7.1. Opis postupka OFDM modulacije

Modulaciona tehnika s više nosilaca (MCM – *Multy Carrier Modulation*), kojoj pripada i OFDM (multipleks s frekvencijskom raspodelom uzajamno ortogonalnih nosilaca), predstavlja postupak u kojem se višestruki broj nosilaca koristi za modulisanje informacije - prenosa podataka deljenjem niza u paralelne bitske podnizove, od kojih je svaki s znatno nižom bitskom brzinom. Najpoznatija varijanta modulacione tehnike s više nosilaca je multipleks s frekvencijskom raspodelom uzajamno ortogonalnih nosilaca (OFDM – *Orthogonal Frequency Division Modulation*).

OFDM modulacija pripada grupi spektralnih multipleksa [1], [2], [81]. Za razliku od klasičnog multipleksa sa frekvencijskom raspodelom kanala, OFDM nosioci u spektralnom domenu su međusobno ortogonalni, odnosno - maksimum spektralne karakteristike jednog, poklapa sa minimumom prethodnog i narednog nosioca. Ukoliko je izvršeno kanalno kodiranje (tj. proširenje koda u cilju smanjenja greške prijema) tada je reč o COFDM modulacionoj šemi (bez kodiranja oznaka je OFDM). Kako se u praksi uvek koristi kanalno kodiranje, praktično se pod akronimom OFDM podrazumeva COFDM.

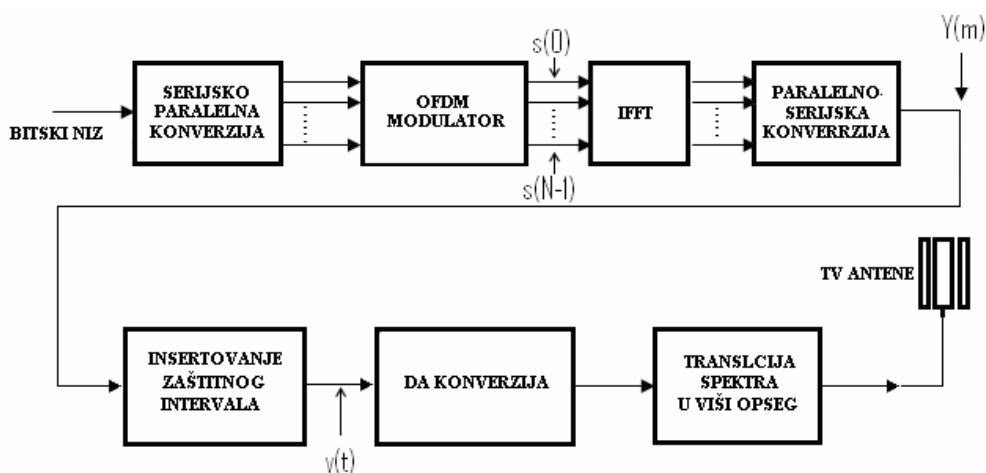
Osnovni razlog korišćenja OFDM je povećanje robusnosti signala na uticaje frekvencijski selektivnog fadinga. U sistemu prenosa s jednim nosiocem smetnja na datoj frekvenciji može dovesti do totalne degradacije kvaliteta i gubitka prijema, dok se kod sistema s više nosilaca degradira samo određeni deo od ukupnog broja nosilaca ali ne i ceo signal. Kod OFDM tehnike nisu potrebni oscilatori sa frekvencijama pojedinačnih nosilaca kao i pojedinačni koherentni demodulatori. Zahvaljujući postupcima procesiranja digitalnog signala (*digital signal processing* - DSP) tj. primenom inverzne i direktne *Fourier*-ove transformacije, na današnjem stepenu tehnološkog razvoja OFDM se lako realizuje. Primena OFDM ima određene pogodnosti (tačke 1-3),

1. Na relativno jednostavan i vrlo efikasan način rešava se pitanje višestrukih refleksija (upotrebom zaštitnog vremenskog (delta) intervala),
2. Robusnost sistema na delovanje uskopojasnih smetnji (disperzovanjem grešaka)
3. Visoka spektralna iskoristivost (upotrebom SFN mreža)

ali i nedostatke (tačke 4-6):

4. Osetljivost na fazni šum
5. Osetljivost na nepodešenost (neusklađenost) frekvencije prijemnog signala
6. Relativno veliki odnos vršne i srednje snage digitalnog signala, što predstavlja problem kod realizacije RF pojačavača.

Na osnovu dosadašnjeg izlaganja evidentno je da se pre ulaska u modulator, mora izvršiti digitalizacija i kompresija signala. U cilju lakšeg objašnjenja postupka, poslužiće blok šema emisije strane, slika 7.1 i pojednostavljenom analizom koja predstavlja opšti slučaj OFDM .



Slika 7.1 Pojednostavljena blok šema OFDM modulacije

Digitalizovani signal je serijskog tipa te je potrebno izvršiti je konverziju iz serijske u paralelnu povorku impulsa. Serijski niz bitskih podataka  $x_n$  koji nose sadržaj informacije, prvo se u bloku za serijsko-paralelnu konverziju konvertuje u paralelne bitske nizove  $x_{n,1}, x_{n,2}, \dots, x_{n,N}$ . Prednost nad serijskim (sekvencijalnim) prenosom podataka je da paralelni pristup omogućava da se nekoliko poruka prenese istovremeno čime se ostvaruje brži prenos. Blok od  $N$  serijskih podataka od kojih je trajanje svakog simbola  $T_s$ , konvertuje se u blok od  $N$  paralelnih podataka simbola, tako da je trajanje svakog simbola sada  $N$  puta duže i iznosi  $N \cdot T_s$ . Na taj način, svaki od  $N$  bitskih podataka multipleksiraće se u  $N$  kanala pri čemu je svaki od bita modulisan različitim nosiocem  $\phi_i(t)$ . Dakle, za  $N$ -kanalni paralelni pristup, nosioci su  $\phi_1(t), \phi_2(t), \dots, \phi_N(t)$ . U praktičnom smislu, ukupan opseg kanala (7,61MHz za kanal nominalne širine 8MHz, odnosno 6,66MHz za kanal širine 7MHz, itd.) se deli u  $N$  podopsega (i to: 6817 u modu 8K, odnosno 3409 u 4K ili 1705 u 2K modu) – paralelan pristup. Svaki (pod)nosilac u podopsegu moduliše se pojedinačnim simbolom, a podopsezi se frekvencijski (spektralno) multipleksiraju. Na taj način, postignuto je da spektar svakog pojedinačnog simbola zauzima samo deo raspoloživog spektra.

Kao što je rečeno u prethodnom stavu, ulazni signal koji predstavlja serijski digitalizovan signal konvertuje se prvo u paralelni niz simbola. Potom se tako obrađen signal dovodi u OFDM stepen za formiranje simbola (modulator), gde se grupiše u blokove od po  $N$  podataka, tj.

$$N = 2048_{(2K)},$$

$$N = 4096_{(4K)},$$

$$N = 8192_{(8K)},$$

u formi,

$$s(1), s(2), s(3), \dots, s(N) \quad (7.1)$$

tako da je svaki od vektora  $\bar{s}(1), \bar{s}(2), \dots, \bar{s}(N)$  predstavlja kompleksni broj oblika,

$$\bar{s}(n) = a(n) + jb(n) \quad (7.2).$$

Bilo koji od kompleksnih simbola  $\bar{s}(n)$  predstavlja modulišući simbol, dok broj bita u realnom i imaginarnom domenu određuje konstelacioni dijagram - QPSK, 16-QAM, 64-QAM, tj. modulacionu šemu svakog (pod)nosioca.

Naredni stepen (IFFT) u kolu sa slike 7.1 predstavlja blok za inverznu diskretnu transformaciju - bilo celokupne sekvence modulišućih simbola ili samo jednog OFDM simbola. Postupak diskretizovanja se obavlja uvek jednom, tokom trajanja OFDM simbola u vremenu  $T_s$ . Dakle,

$$\bar{S}(m) = \sum_{n=1}^N \bar{s}(n) \cdot e^{j \frac{2\pi \cdot m \cdot n}{N}} \quad m = 1, 2, \dots, N. \quad (7.3)$$

Uvođenjem smena,

$$T_s = N \cdot T \quad (\text{trajanje modulisanе komponente}), \quad (7.4)$$

$$f_n = n / T_s, \quad (7.5)$$

$$t_m = m \cdot T, \quad (7.6)$$

gde  $T$  predstavlja izabrano trajanje modulišućeg simbola,  $\bar{s}(n)$ , može se sada pisati u drugom obliku:

$$\bar{S}(m) = \sum_{n=1}^N \bar{s}(n) \cdot e^{j 2\pi \cdot f_n \cdot t_m}. \quad (7.7)$$

Označimo sa  $X$  realni deo vektora  $\bar{S}(m)$ , a drugi deo (imaginarni) sa  $Y$ . Na taj način komponente su,

$$\begin{aligned} X(m) &= \sum_{n=1}^N [a(n) \cdot \cos(\omega_n \cdot t_m) - b(n) \cdot \sin(\omega_n \cdot t_m)] \\ Y(m) &= \sum_{n=1}^N [b(n) \cdot \cos(\omega_n \cdot t_m) + a(n) \cdot \sin(\omega_n \cdot t_m)]. \end{aligned} \quad (7.8)$$

Nakon dovodenja diskretnih signala (i digitalno/analogne (D/A) konverzije na NF filter), na izlazu će se dobiti kontinualni signali, koji aproksimiraju spektralno multipleksirane signale. Njihov oblik u vremenskom domenu je,

$$\begin{aligned} x(t) &= \sum_{n=1}^N [a(n) \cdot \cos(\omega_n \cdot t) - b(n) \cdot \sin(\omega_n \cdot t)] & 0 \leq t \leq T_s, \\ y(t) &= \sum_{n=1}^N [b(n) \cdot \cos(\omega_n \cdot t) + a(n) \cdot \sin(\omega_n \cdot t)] & 0 \leq t \leq T_s, \end{aligned} \quad (7.9)$$

$$\omega_n = 2\pi f_n.$$

Iz izraza 7.9 vidi se da postoje dve komponente OFDM signala,  $x(t)$  i  $y(t)$ . One se sastoje iz zbira prostoperiodičnih (sinusoidalnih i kosinusoidalnih) članova različitih frekvencija, koje su modulisanе komponentama modulišućih simbola  $a(n)$  i  $b(n)$ . Trajanje svake modulisanе komponente vremenski je ograničeno na period  $T_s$ , tokom kojeg se prenese jedan OFDM simbol.

Nominalni broj nosilaca, zavisno od moda rada,  $N (= 2048_{(2K)})$  odnosno  $4096_{(4K)}$  ili  $8192_{(8K)}$  može se učiniti i manjim, ukoliko se određeni broj komponenti vektora  $\bar{s}$  izjednači s nulom. Ili što je isto, stvarni broj nosilaca može se postaviti na bilo koju željenu vrednost manju od nominalnog broja, tako da je u praksi normiran ukupan broj OFDM nosilaca  $N (= 1705_{(2K)}$  ili  $3409_{(4K)}$  ili  $6817_{(8K)}$ ), od čega su (tabela 7.1):

VRSTA NOSIOCA	2K	4K	8K
Aktivnih nosilaca	1512	3024	6048
Disperzovanih nosilaca	131	262	524
Disperzovanih i ujedno kontinualnih nosilaca	11	22	44
TPS nosilaca	17	34	68
Kontinualnih nosilaca	45	89	177
Ukupan broj OFDM nosilaca	1705	3409	6817

**Tabela 7.1.** Vrsta i broj OFDM nosilaca zavisno od moda rada

Pojedinačni nosioci ( $\omega_n$ ) u izrazima 7.9 modulišu se simbolima  $a(n)$  i  $b(n)$ . Način formiranja ovih simbola određuje tip modulacije svakog (pod)nosioca, tj. definiše da li će to biti **QPSK**, **16-QAM** ili **64-QAM** modulaciona šema.

Na primer, ako modulišući simboli  $a(n)$  i  $b(n)$  imaju vrednosti iz skupa  $\pm 1$  tada je reč o QPSK modulaciji. Jedan OFDM simbol ima  $N$  modulišućih simbola. U tabeli 7.2 dat je pregled skupova vrednosti modulišućih simbola, zavisno od izbora modulacione šeme i hijerarhijskog ili nehijerarhijskog moda rada, odnosno uniformnih ili neuniformnih pravila mapiranja.

MODULIŠUĆI SIMBOLI	SKUP VREDNOSTI	MODULACIONA ŠEMA	MODULACIONI PARAMETAR	MODULACIJA
$a(n), b(n)$	$\pm 1$	QPSK	---	
	$\pm 1 \pm 3$	16-QAM	$\alpha = 1$	nehijerarhijska i hijerarhijska
	$\pm 4 \pm 2$	MR-16-QAM	$\alpha = 2$	neuniformna
	$\pm 6 \pm 4$	MR-16-QAM	$\alpha = 4$	neuniformna
	$\pm 7 \pm 5 \pm 1$	64-QAM	$\alpha = 1$	nehijerarhijska i hijerarhijska
	$\pm 8 \pm 6 \pm 4$	MR-64-QAM	$\alpha = 2$	neuniformna
	$\pm 10 \pm 8 \pm 6$	MR-64-QAM	$\alpha = 4$	neuniformna

**Tabela 7.2.** Mogući skup modulišućih simbola

Posmatrajući blok šemu predajnog sistema (slika 7.1), vidi se da je sledeći postupak insertovanje vremenskog zaštitnog intervala. Uloga zaštitnog intervala je izuzetno bitna, jer je njime omogućen rad više DVB-T predajnika u istom TV kanalu (u jednofrekvencijskoj mreži – SFN). Tokom prijema DVB-T prijemnik (ili eksterni dodatak *set-top box*) sinhronizuje se na prvi pristigli signal, a potom je "zaključan" za sve naknadno pristigle signale [28], [34]. Tek po isteku zaštitnog intervala, nastavlja s razvijanjem digitalne poruke. Posledica ovoga je da u reprodukovanoj prijemnoj slici nema refleksije ("duhova", "eha"), i da je dužinom trajanja zaštitnog intervala definisana maksimalna separacija do sledećeg DVB-T predajnika, a time i neposredno, gustina jednofrekvencijske mreže (engl., *Single*

*Frequency Network – SFN ili Isfrequency Network*) [65], [68], [69], [75], [76], [84], [85], [89], [90].

Trajanje svakog OFDM simbola  $T_S$  definisano je dvema sekvencama:

1. Dužinom zaštitnog intervala ( $T_\Delta$ ), unutar kojeg je prijemnik pasivan,
2. Dužinom korisnog (upotrebljivog, aktivnog) intervala ( $T_U$ ) tokom kojeg prijemnik razvija poruku i odnosom trajanja zaštitnog (*guard*) ( $T_\Delta$ ) i aktivnog (*usable*) intervala ( $T_U$ ), (vremenski ili delta odnos) tj.

$$T_S = T_\Delta + T_U, \quad (7.10)$$

$$\Delta = T_\Delta / T_U.$$

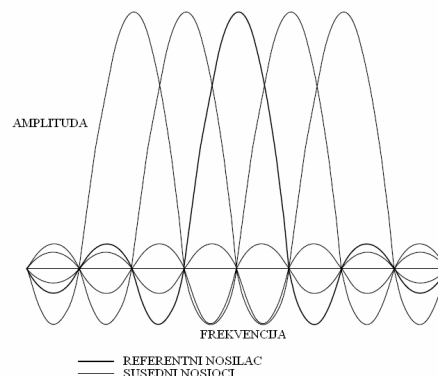
Specificirane vrednosti za zaštitni (delta) odnos su: 1/32, 1/16, 1/8 i 1/4. Zaštitni interval ( $T_\Delta$ ) prethodi svakom OFDM simbolu. Kako na mesto prijema, pored direktnog stiže i višestruko reflektovan signal (a često, stiže samo reflektovan) to početak svakog narednog signala (nakon prvog pristiglog) mora vremenski biti lociran unutar neaktivnog dela (tj. zaštitnog intervala  $T_\Delta$ ).

Odavde sledi - da će se za veće servisne zone [94], gde je međusobna udaljenost susednih predajnika unutar iste mreže velika, odabrati veće trajanje zaštitnog intervala (i obratno), kako bi se kompenzovala (eliminirale) vremenske razlike pristizanja reflektovanih signala ("refleksija"). Izborom dužeg zaštitnog intervala na račun smanjenja trajanja aktivnog dela, potreban je manji informacijski kapacitet kanala, odnosno, potrebno je redukovati bitski protok.

Finalna operacija na strani predajnika je transliranje spektra iz nižeg u viši opseg na centralnu učestanost željenog TV kanala (u okviru kojeg je izvršeno RF pojačanje na željeni nivo izlazne snage predajnika) i dovođenje istog na emisionu antenu.

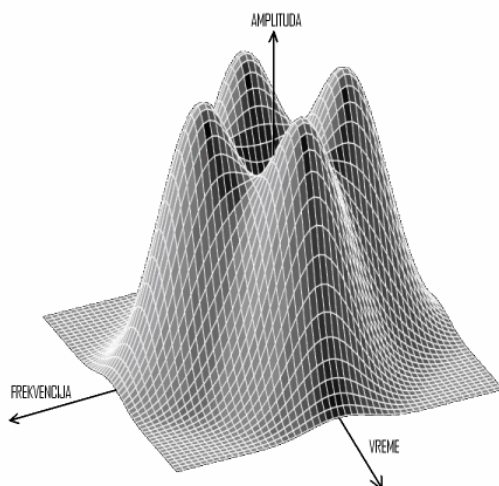
## 7.2. Uslovi ortogonalnosti, separacije OFDM nosilaca i faznog ofseta

Razmotrimo uslove postizanja ortogonalnosti (tj. da se maksimum spektralne karakteristike jednog, poklapa sa minimumom prethodnog i narednog nosioca – slika 7.2 i 7.3 sa trodimenzionalnim prikazom OFDM), minimalnog frekvencijskog razmaka između OFDM nosilaca i faznog ofseta.



**Slika 7.2.** Ortogonalnost OFDM nosilaca





**Slika 7.3.** Trodimenzionalni spektralni prikaz OFDM nosilaca

**1. Ortogonalnost nosilaca** mora da postoji u vremenskom i frekvencijskom domenu. Ako se zna ovaj zahtev, tada se isti može iskoristiti za određivanje uslova pod kojima je ispunjena ortogonalnost nosilaca kao i potreban frekvencijski razmak između istih.

Pretpostavimo da OFDM nosioci pripadaju skupu funkcija oblika,

$$\phi_k(t) = \left\{ e^{j \frac{2 \cdot k \cdot \pi \cdot t}{T}} \right\} \quad \phi_m(t) = \left\{ e^{j \frac{2 \cdot m \cdot \pi \cdot t}{T}} \right\}, \quad (7.11)$$

pri čemu je  $0 \leq k \leq N$ .

Ortogonalne funkcije po definiciji zadovoljavaju uslov,

$$\langle \phi_k(t), \phi_m(t) \rangle \geq 0, \quad (7.12)$$

gde je  $\phi_m^*(t)$  konjugovano-kompleksna funkcija od  $\phi_m(t)$ .

Na osnovu toga sledi,

$$\begin{aligned} \langle \phi_k(t), \phi_m(t) \rangle &= \int_0^T \phi_k(t) \cdot \phi_m^*(t) \cdot dt \\ &= \int_0^T \left( e^{j \frac{2 \cdot \pi \cdot k \cdot t}{T}} e^{-j \frac{2 \cdot \pi \cdot m \cdot t}{T}} \right) \cdot dt = \int_0^T e^{j \frac{2 \cdot \pi \cdot (k-m) \cdot t}{T}} dt \\ &= \left| \frac{e^{j \frac{2 \cdot \pi \cdot (k-m) \cdot t}{T}}}{j \frac{2 \cdot \pi \cdot (k-m) \cdot t}{T}} \right|_0^T \langle \phi_k(t), \phi_m(t) \rangle = T \cdot \delta_{k,m}, \end{aligned} \quad (7.13)$$

gde je

$\delta_{k,m}$  *Kronecker*-ov simbol, tj.

$$\delta_{k,m} = 1 \quad k = m ,$$

$$\delta_{k,m} = 0 \quad k \neq m . \quad (7.14)$$

Iz izraza 7.13, a u skladu s opštim uslovom ortogonalnosti (7.12), zaključuje se da su OFDM nosioci međusobno ortogonalni. Uslov ortogonalnosti ograničen je samo na segment  $[0, T]$ , a da bi mogao biti ispunjen i izvan datih granica – na primer, teoretski  $t \in (-\infty, +\infty)$  podnosioci se moraju svesti u prozor impulsnom funkcijom pravougaonog oblika  $h_a(t) = u_T(t)$ . Nosioci

su međusobno razdvojeni frekvencijski za iznos  $\frac{1}{T}$  što odgovara njihovoj ortogonalnosti.

2. Postavlja se pitanje kolika je potrebna **minimalna frekvencijska separacija** između OFDM nosilaca? Da bi se mogao dati odgovor, pretpostavimo da je jedan od OFDM nosilaca frekvencije  $f_k$ ,

$$\phi_k(t) = e^{j2\pi f_k t} , \quad (7.15)$$

a drugi učestanosti  $f_l = f_k + \Delta f$  (pomeran za  $\Delta f$  u odnosu na  $f_k$ ). Analitički oblik ovog signala je,

$$\phi_l(t) = e^{j2\pi f_k t + \Delta f t} . \quad (7.16)$$

Ortogonalnost na segmentu  $[0, T]$  biće ostvarena ukoliko je zadovoljen opšti uslov (7.12) od ranije,

$$\langle \phi_k(t), \phi_m(t) \rangle \geq 0 .$$

Dakle, imamo,

$$\begin{aligned} \langle \phi_k(t), \phi_m(t) \rangle &= \int_0^T \phi_k(t) \cdot \phi_m^*(t) \cdot dt = \int_0^T \left( e^{j2\pi f_k t} \cdot e^{-j2\pi f_m t} \right) \cdot dt \\ &= \frac{e^{j2\pi (f_k - f_m) T} - 1}{j2\pi (f_k - f_m)} \quad \leftarrow k \neq m , \end{aligned}$$

ili,

$$\langle \phi_k(t), \phi_m(t) \rangle = e^{j\pi (f_k - f_m) T} \cdot \frac{\sin[\pi (f_k - f_m) T]}{\pi (f_k - f_m)} \quad \leftarrow k \neq m . \quad (7.17)$$

Izraz (7.17) biće jednak nuli ukoliko je

$$2 \cdot \pi \cdot (f_k - f_m) = n \cdot \pi , \quad (7.18)$$

gde je  $n$  ceo broj.

Da bi dva susedna nosioca bila ortogonalna, njihove se frekvencije moraju razlikovati (pomerene) za  $\Delta f = \frac{1}{2 \cdot T}$  što predstavlja polovinu vrednosti u odnosu na uslov iz ortogonalnosti. Koja će od ovih vrednosti biti odabrana, određena je trećim bitnim uslovom - faznim ofsetom OFDM nosilaca.

3. Da bi se odredio **fazni ofset**, pretpostavimo da su OFDM nosioci (kao i u slučaju 1) – izrazi (7.11)

$$\begin{aligned} \phi_k(t) &= e^{j2 \cdot \pi \cdot f_k \cdot t} , \\ \phi_m(t) &= e^{j2 \cdot \pi \cdot f_m \cdot t} , \end{aligned} \quad (7.11)$$

fazno pomereni (ofsetirani) za  $\theta_k$  i  $\theta_m$ . Analitički oblik OFDM nosilaca u tom slučaju će biti,

$$\phi_k(t) = e^{j(2 \cdot \pi \cdot f_k \cdot t + \theta_k)} , \quad (7.19)$$

odnosno,

$$\phi_k(t) = e^{j(2 \cdot \pi \cdot f_m \cdot t + \theta_m)} . \quad (7.20)$$

Ortogonalnost će biti ostvarena ukoliko je ispunjen opšti uslov (7.12),

$$\langle \phi_k(t), \phi_m(t) \rangle \geq 0 .$$

Zamenom sledi,

$$\begin{aligned} \langle \phi_k(t), \phi_m(t) \rangle &= \int_0^T \phi_k(t) \cdot \phi_m^*(t) \cdot dt = \int_0^T \left( e^{j2 \cdot \pi \cdot f_k \cdot t + j\theta_k} \cdot e^{-j2 \cdot \pi \cdot f_m \cdot t - j\theta_m} \right) \cdot dt , \\ &= \frac{e^{j[2 \cdot \pi \cdot (f_k - f_m) \cdot T + (\theta_k - \theta_m)]} - e^{(\theta_k - \theta_m)}}{j2 \pi \cdot (f_k - f_m)} \quad \leftarrow k \neq m . \end{aligned} \quad (7.21)$$

Iz poslednjeg izraza (7.21) vidi se da kada  $2\pi \cdot (f_k - f_m) \cdot T$  predstavlja umnožak od  $2\pi$ , isti će biti jednak nuli za bilo koju vrednost razlike  $\theta_k - \theta_m$ . Dakle, kada je prisutan fazni ofset OFDM nosilaca, potreban uslov za ortogonalnost je da frekvencijski razmak bude  $\Delta f = \frac{1}{T}$  (koji je veći od minimalnog  $\frac{1}{2T}$ , tj.  $\Delta f = \frac{1}{T} > \frac{1}{2 \cdot T}$ ) što je i bio razlog usvajanja  $\Delta f = \frac{1}{T}$ .

Uslov ortogonalnosti može se predstaviti izrazom,

$$(T_S - T_\Delta) \times \Delta f = 1, \quad (7.22)$$

gde je  $\Delta f$  razmak između OFDM nosilaca.

### 7.3. Arhitektura OFDM nosilaca (pilota)

U prethodnom delu razmatran je pojednostavljeni (uopšteni) princip OFDM modulacije. U DVB-T primenama, realan OFDM signal je znatno složeniji [49]. Imajući u vidu tu činjenicu, postupak IFFT implementacije i OFDM-a, izlazni signal može se predstaviti izrazom,

$$s(t) = \operatorname{Re} \left\{ \sum_{i=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} d_{i+\frac{N}{2}} \times e^{j2\pi \cdot (f_c - \frac{i+0,5}{T_s}) \cdot (t-t_0)} \right\} \quad t_0 \leq t \leq t_0 + T_s,$$

$$s(t) = 0 \quad t < t_0 \wedge t > t_0 + T_s, \quad (7.23)$$

pri čemu su,

- $t_0$  Početak vremena posmatranja OFDM simbola (uobičajeno je  $t_0 = 0$ ),
- $j$  Imaginarna jedinica ( $j^2 = -1$ ),
- $d_i$  Kompleksan modulišući simbol,
- $N$  Broj OFDM nosilaca,
- $T_s$  Ukupno trajanje simbola,
- $f_c$  Frekvencija nosioca.

Izraz (7.23) može se pisati i u obliku (7.24) - važi za 8K mod:

$$s(t) = \operatorname{Re} \left( e^{i2\pi \cdot f_c \cdot t} \cdot \sum_{m=0}^{\infty} \left( \sum_{j=0}^{67} \left( \sum_{k=K_{\min}}^{K_{\max}} c_{m,j,k} \cdot \Psi_{m,j,k}(t) \right) \right) \right), \quad (7.24)$$

gde je,

$$\Psi_{m,j,k}(t) = e^{i2\pi \cdot \frac{k}{T_U} \cdot (t - \Delta T - j \cdot T_s - 68 \cdot m \cdot T_s)},$$

za

$$(j + 68 \cdot m) \cdot T_s \leq t \leq (j + 68 \cdot m + 1) \cdot T_s, \quad (7.25)$$

dok je u ostalim slučajevima,

$$\Psi_{m,j,k}(t) = 0. \quad (7.26)$$

Značenja simbola u izrazima su,

- $k$  trenutni broj aktuelnog nosioca,
- $j$  trenutni broj posmatranog OFDM simbola,
- $i$  Imaginarna jedinica ( $i^2 = -1$ ),
- $m$  trenutni broj prenosnog okvira (0-67),
- $K$  broj predajnih nosilaca,
- $T_s$  trajanje simbola,
- $T_U$  trajanje upotrebljivog dela simbola (inverzno rastojanje između nosilaca),

- $\Delta T$  trajanje zaštitnog intervala,  
 $f_c$  centralna frekvencija RF signala,  
 $k'$  indeks nosioca u odnosu na položaj centralne frekvencije  
 $(k' = k - \frac{K_{\min} + K_{\max}}{2})$ ,

gde je:

- $K_{\max} = 1704_{(2K)}$  odnosno  $K_{\max} = 6816_{(8K)}$  i  $K_{\min} = 0$  za oba moda rada,  
 $c_{m,j,k}$  normalizovane modulacione vrednosti konstelacionih tačaka. Normalizacioni faktor zadovoljava relaciju  $E(c \cdot \bar{c}) = 1$ .

Dalje, izraz (7.24) za  $s(t)$  u intervalu  $t \in (0, T_S)$  može se uprostiti, tako da postaje,

$$s(t) = \operatorname{Re} \left\{ e^{j2\pi \cdot f_c \cdot t} \sum_{k=K_{\min}}^{K_{\max}} C_{0,0,k} \cdot e^{j2\pi \cdot k' \cdot \frac{t-T_{\Delta}}{T_U}} \right\}, \quad (7.27)$$

odnosno, zamenom  $k' = k - \frac{K_{\min} + K_{\max}}{2}$  i primenom *Moavre*-ove formule, dobija se,

$$s(t) = \sum_{k=K_{\min}}^{K_{\max}} \operatorname{Re}(C_{0,0,k}) \cdot \cos \left[ 2\pi \cdot \left( \frac{k - \frac{K_{\max} - K_{\min}}{2}}{T_U} + f_c \right) \cdot t - \frac{T_{\Delta}}{T_U} \right],$$

$$- \sum_{k=K_{\min}}^{K_{\max}} \operatorname{Im}(C_{0,0,k}) \cdot \sin \left[ 2\pi \cdot \left( \frac{k - \frac{K_{\max} - K_{\min}}{2}}{T_U} + f_c \right) \cdot t - \frac{T_{\Delta}}{T_U} \right]. \quad (7.28)$$

Ovo je konačni izraz te se jednostavnom zamenom,

$$K_{\max} = 1704_{(2K)} \text{ odnosno,}$$

$$K_{\max} = 3408_{(4K)},$$

$$K_{\max} = 6816_{(8K)} \text{ i}$$

$K_{\min} = 0$  za sva tri moda rada (2K, 4K i 8K), trajanja zaštitnog  $T_{\Delta}$  i upotrebljivog  $T_U$  intervala, zavisno od izbora modulacione šeme, odnosno položaja konstelacione tačke ( $C_{0,0,k}$ ) dobija se adekvatni izraz za dati slučaj. Vidi se da  $s(t)$  poseduje realni (Re) i imaginarni (Im) deo.

OFDM piloti (nosioci) mogu se podeliti na (tabela unutar slike 7.4.):

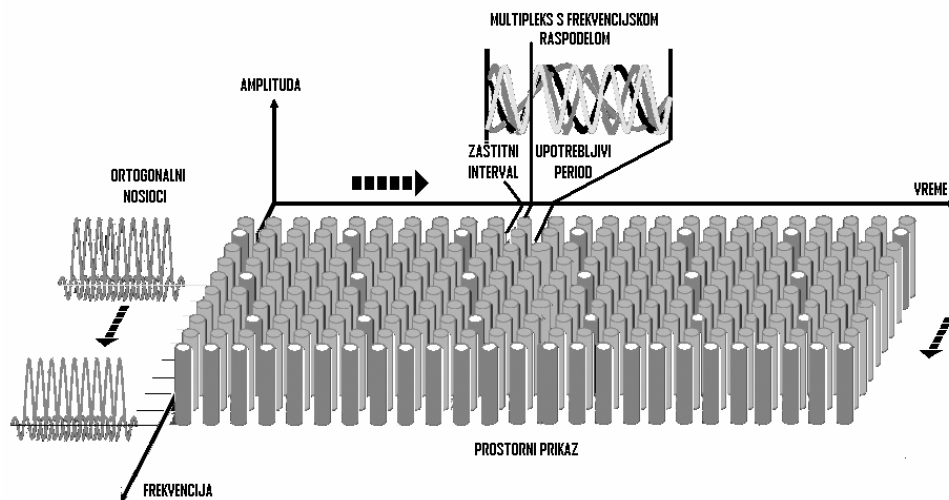
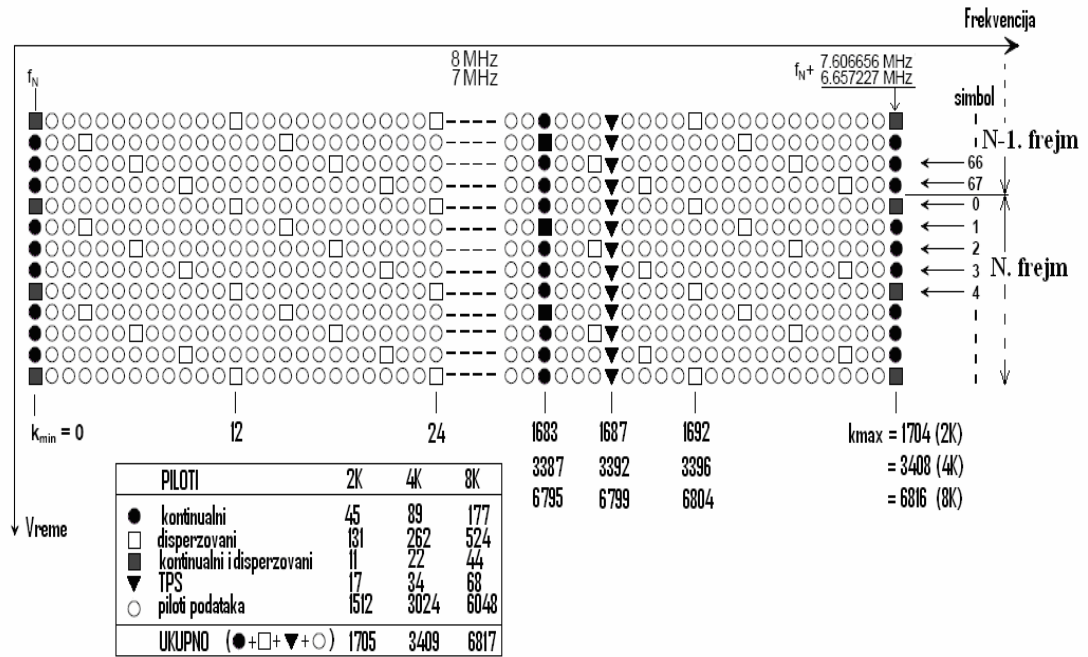
**Kontinualne** pilote, koji nalaze se uvek na istoj poziciji. Služe za procenu i korekciju greške sinhronizacije i faznog stava. Zavisno od moda rada ukupan broj kontinualnih pilota iznosi  $45_{(2K)}$  odnosno  $89_{(4K)}$  i  $177_{(8K)}$ . Snaga ovih pilota je veća od ostalih (u engl. literaturi se nazivaju *boosted* piloti).

**Disperzovane** (raštrkane, rasute) pilote (engl. *scatered*) koji služe za procenu i korekciju kanalnih karakteristika, putem integracije u vremenskom i frekvencijskom domenu. Nalaze se na promenljivoj poziciji u spektru. Varijacije kanalnih karakteristika posledica su efekta višestrukih propagacija EM talasa koje daju eho (refleksiju) kao nuzprodukt. Ukupan broj nosilaca je  $131_{(2K)}$ ,  $262_{(4K)}$  ili  $524_{(8K)}$ . Jedan deo kontinualnih i disperzovanih nosilaca zauzimaju istu poziciju, Broj zajedničkih pozicija je  $11_{(2K)}$  u 2K modu,  $22_{(4K)}$  u 4K i  $44_{(8K)}$  u 8K modu.

**TPS** (*Transmission Parameter Signaling*) signalizacione pilote (nosioce) koji nose podatke o modu rada (2K/4K/8K), trajanju zaštitng intervala (1/4, 1/8, 1/16, 1/32), kodnom količniku (1/2, 2/3, 3/4, 5/6, 7/8), izboru modulacione šeme (QPSK, 16-QAM, 64-QAM), vrsti rada (hijerarhijski/ nehijerarhijski) i dr. Zavisno od moda rada broj nosilaca je  $17_{(2K)}$ ,  $34_{(4K)}$  odnosno  $68_{(8K)}$ . Oni zauzimaju uvek istu poziciju.

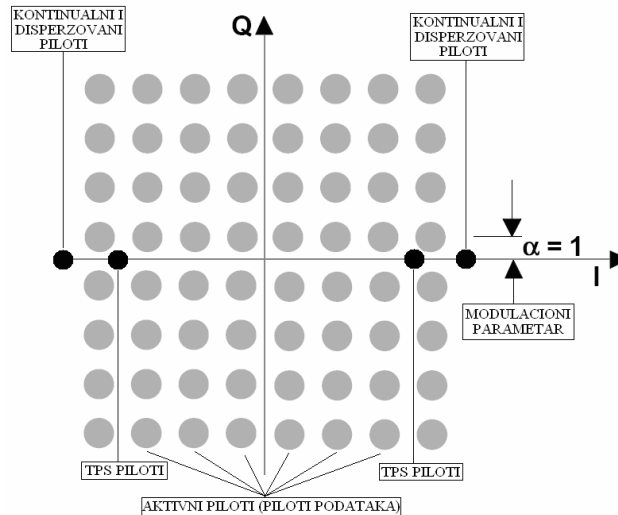
**Aktivne** pilote - pilote podataka (*data, payload*) koji nose informaciju o sadržaju slike, zvuka i teleteksta koji se prenosi. Ukupan broj aktivnih pilota je  $1512_{(2K)}$  odnosno,  $3024_{(4K)}$  i  $6048_{(8K)}$

Na slici 7.4 prikazan je uzajamni položaj OFDM pilota unutar jednog frejma, u dvodimenzionalnoj (gore) i pojednostavljenoj trodimenzionalnoj predstavi (donji deo slike).



Slika 7.4. Uzajamni položaj OFDM pilota u frejmu

a na slici 7.5 položaj OFDM pilota unutar konstelacionog dijagrama.



**Slika 7.5.** Uzajamni položaj OFDM pilota u konstelacionom dijagramu

Ukupan broj nosilaca iznosi 1705 u 2K modu ( $=1705_{2K}$ ), 3409 u 4K ( $=3409_{4K}$ ), odnosno, 6817 u 8K ( $=6817_{8K}$ ) modu rada. Razmak između dva OFDM nosioca iznosi 4.464,286Hz u 2K modu, odnosno, 1.116,071Hz u 8K modu. Na taj način, zauzeta širina opsega u TV kanalu nominalne širine 8MHz iznosi (tačno):

$$(1705-1) \times 4.464,286\text{Hz} = 7.607.142,09\text{Hz u 2K, i}$$

$$(6817-1) \times 1.116,071\text{Hz} = 7.607.142,09\text{Hz u 8K modu}$$

U praksi se usvaja vrednost od 7,61MHz za sve modove rada za 8MHz nominalnu širinu kanala (za ostale širine, tabela 7.7).

## 7.4. Načini rada DVB-T

Saglasno ETSI preporukama [ETSI EN 300 421], [ETSI EN 300 429], [ETSI EN 300 468], [ETSI EN 300 744], [ETSI EN 301 192], terestrička digitalna televizija (DVB-T) koristi OFDM (*Coded Orthogonal Frequency Division Multiplex*) tehniku čije su osobenosti,

1. Mogućnost rada u jednofrekvencijskoj (SFN - *single frequency network*) ili, višefrekvencijskoj (MFN - *Multi Frequency Network*) ili kombinovanoj (MFN/SFN) mreži.
2. Opcije u pogledu broja OFDM nosilaca (IFFT mod rada) 2K ili 8K, dok se 4K mod koristi za DVB-H.
3. Primena modulacionih šema - postupaka (QPSK, 16-QAM ili 64-QAM),
4. Vremenski (delta) odnosi ( $\Delta = 1/4, 1/8, 1/16, 1/32$ ) iz kojih slede zaštitni vremenski intervali  $T_{\Delta}[\mu\text{s}] = 7, 14, 28, 56, 112, 224$ , čime se omogućava pokrivanje različitih veličina servisne zone i obezbeđuje separacija DVB-T predajnika,
5. kodni količnici za korekciju greške, ( $1/2, 2/3, 3/4, 6/7$  i  $7/8$ ) da bi se omogućio rad s različitim bitskim protocima i zaštitom od greške, odnosno, kao posledica broja vremenskog odnosa ( $\Delta$ ) i modova rada (2K, 8K) i, uvedena su dva načina modulacije, kojima se postiže veća imunost na grešku prijema:

Takođe, uvedena su dva načina modulacije, kojima se postiže veća imunost na grešku prijema:



**1. nehijerarhijski** način rada koji u principu može sadržati i samo jedan TV program (jednoprogramska opcija) po kanalu [66], [67]. U tom slučaju, preporuka je da se jednoprogramska opcija koristi samo ukoliko je potreban prenos visokog (HDTV) kvaliteta. Sa stanovišta iskorišćenja spektra (TV kanala) ovo je neekonomično rešenje, tako da se, ukoliko uslovi kompresije dozvoljavaju, koristi isključivo multiprogramska opcija. Uslov je da ukupan kapacitet kanala zadovolji potrebe bitskog protoka za date emisione parametre. Svi programi ("upakovani" transportnim multiplekserom) emituju se vremenskim multipleksom, i podvrgnuti su istom stepenu zaštite od greške. Uobičajen broj programa je 4-6 za standardnu rezoluciju (SDTV 720x576 detalja). Za nehijerarhijski tip modulacije modulacioni parametar ima vrednost  $\alpha = 1$ . U ovom načinu prenosa koriste se isključivo uniformna pravila mapiranja (dok se za hijerarhijski mogu koristiti neuniformna i uniformna pravila)

**2. hijerarhijski** u kojem modulacija OFDM nosilaca može biti [66], [67]:

**A. uniformna** (jednak je razmak između grupa konstelacionih tačaka u I-Q ravni)

**B. neuniformna** (nejednak je razmak između grupa konstelacionih tačaka u I-Q ravni) čime se omogućava da se ulazni niz podataka može razdvojiti u dva podniza

- **višeg** (HP) i

- **nižeg** (LP) prioriteta s različitim stepenom zaštite od greške - tzv. **hijerarhijski** način prenosa podataka.

Modulacione šeme 16-QAM i 64-QAM mogu se koristiti u kombinaciji sa

**1. uniformnim** i

**2. neuniformnim** pravilima mapiranja,

Na taj način, moguće je simultano preneti više programa različitog stepena kvaliteta, različite veličine servisne zone (zbog nejednakog potrebnog odnosa  $C/N$ ) i imuniteta na grešku (drugim rečima - na smetnje). Kod neuniformnog prenosa rastojanje između konstelacionih tačaka unutar bilo kog kvadranta i ivičnih tačaka do I-Q osa nije isto, dok je kod uniformnog ovo rastojanje isto.

Postavlja se pitanje - zašto se uvodi hijerarhijska modulacija? Za razliku od analogne televizije, gde kvalitet prijemnog signala progresivno (linearno) opada s porastom smetnji na mestu prijema, kod prijema digitalnog signala, porastom nivoa smetnji kvalitet prijemnog signala ostaje relativno nepromenjen, da bi pri nekoj (kritičnoj) vrednosti nivoa ometajućeg signala naglo došlo do totalne degradacije - tačnije gubljenja slike. Kako bi se u što većoj meri minimizirao ovaj problem uvodi se **hijerarhijska** modulacija. Princip se sastoji u tome da se podaci koji čine predajni signal dele u dva niza:

Prvi niz (HP - *High Priority Stream*) kojim se prenosi samo osnovni sadržaj, najčešće bez pratećih servisa, je s relativno niskim bitskim protokom, modulacionom šemom QPSK i najvišim stepenom zaštite od greške (uvek  $k = 1/2$ ).

Drugi niz (LP - *Low Priority Stream*) s dodatnim servisima, prenosi se većom bitskom brzinom (istim tipom modulacione šeme), ali i s nižim stepenom zaštite. Obično se uzima  $k = 2/3$  ili još češće  $k = 3/4$  (koji predstavlja dobar kompromis između neophodnog bitskog protoka i potrebnog nivoa zaštite od greške).

Niz **nižeg prioriteta** (LP) koji odgovara višoj modulacionoj šemi (16-QAM, 64-QAM) će indicirati tačnu poziciju konstelacione tačke unutar kvadranta u I-Q ravni, a **višeg prioriteta**

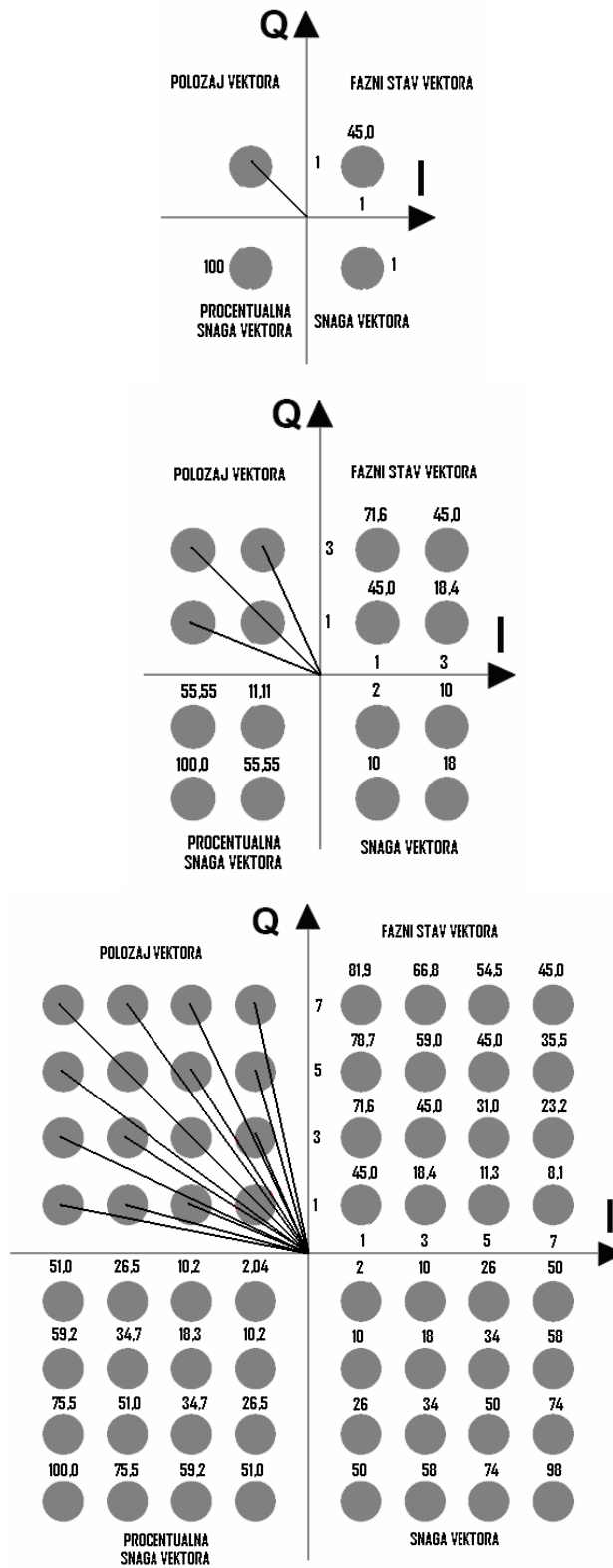
(HP) koji odgovara nižoj modulacionoj šemi (QPSK) samo kvadrant. U uslovima dobrog prijema, DVB-T prijemnik će primati oba niza (64-QAM odnosno 16-QAM, i QPSK istovremeno), a pri lošim - samo niz višeg prioriteta (HP *stream*) – dakle samo QPSK. Na ovaj način, postignuto je da sigurnost prijema kvalitetne slike bude viša, a prenos sekundarnih (dodatnih) servisa brži.

Ovo nije jedini način primene hijerarhijske modulacije. Ukoliko se želi prenos više različitih programa različitog kvaliteta unutar istog UHF kanala, tada će se neki od programa prenositi jednim bitskim protokom i sa jednim stepenom zaštite (kodnim količnikom), dok će se ostali prenositi s drugim kodnim količnikom i drugim protokom. Uslov je da kapacitet kanala podrži ukupan bitski protok.

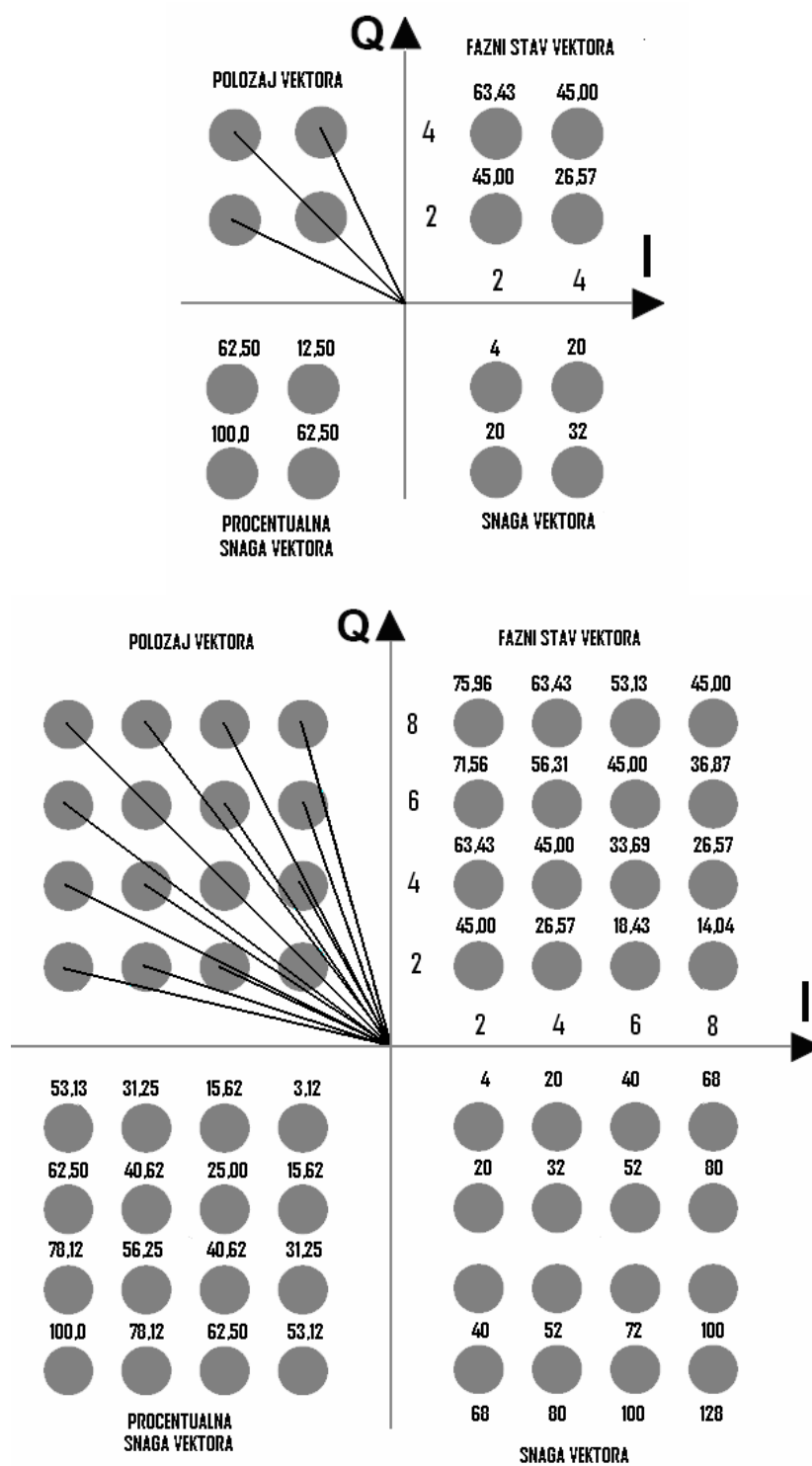
Konstelacioni dijagram za nehijerarhijski rad prikazan je na slici 7.6. za sve tri modulacione šeme (QPSK, 16-QAM i 64-QAM). Na istoj slici dati su fazni stavovi (u prvom kvadrantu), položaji vektora koji odgovaraju konstelacionim tačkama (II kvadrant), procentuala snaga pojedinih vektora u odnosu na najveći vektor (III kvadrant) i snaga pojedinačnih vektora (IV kvadrant).

Za hijerarhijski način rada, odgovarajući konstelacioni dijagrami dati su na slikama 7.7 ( $\alpha = 2$ ) i 7.8. ( $\alpha = 4$ ) sa istovetnim prikazom konstelacionih tačaka po kvadrantima. Bez obzira o kojoj je slici reč, može se reći da najmanju vrednost imaju vektori za najniži tip modulacione šeme (QPSK), višu za viši tip (16-QAM) a najviši za najviši tip (64-QAM). Na primer, za QPSK vektori imaju vrednost 1, za 16QAM najveći vektor je 18 a za 64-QAM najduži vektor ima vrednost 45. Iz ovog podatka može se zaključiti da će za prenos QPSK biti potrebna najmanja energija, viša za 16-QAM a najviša za 64-QAM.

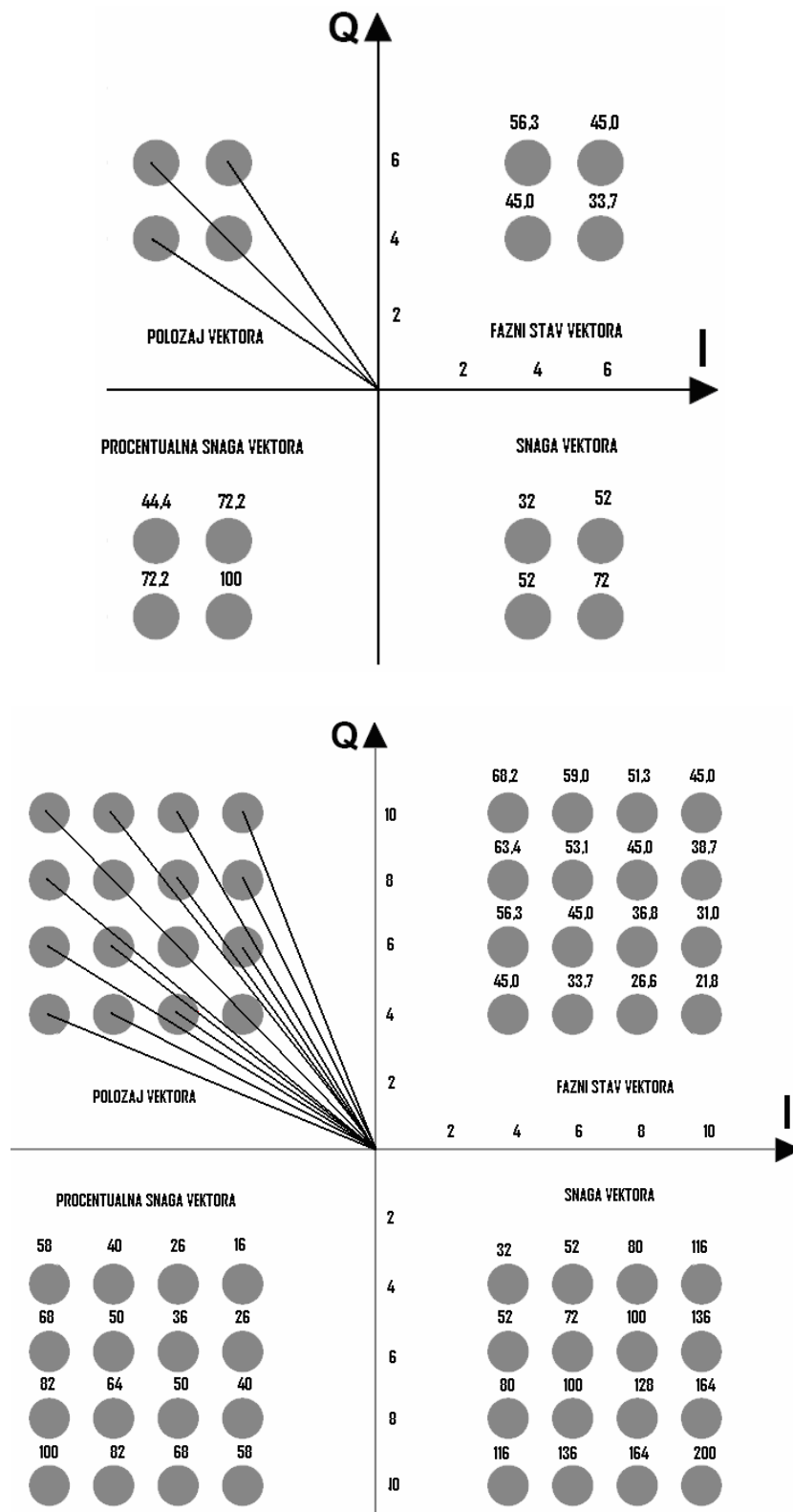
U slučaju hijerarhijskih modulacija, situacija je istovetna, a viši stepen hijerarhije ( $\alpha = 4$ ) zahtevaće veću energiju od nižeg ( $\alpha = 2$ ), a svakako još veću od nehijerarhijskog načina rada [83].



Slika 7.6. Fazni stavovi i snage vektora konstelacionih dijagrama za 16-QAM i 64-QAM nehijerarhijski tip modulacije ( $\alpha = 1$ )



**Slika 7.7.** Fazni stavovi i snage vektora konstelacionih dijagrama za 16-QAM i 64-QAM hijerarhijski tip modulacije ( $\alpha = 2$ )



Slika 7.8. Fazni stavovi i snage vektora konstelacionih dijagrama za 16-QAM i 64-QAM hijerarhijski tip modulacije ( $\alpha = 4$ )

## 7.5. Frekvencijski odnosi

**IFFT frekvencija odabiranja** je osnovni parametar u DVB-T, koji za nominalnu širinu TV kanala 8MHz iznosi:

$$f_{\text{IFFT}(8\text{MHz})} = \frac{64}{7} \text{ MHz} ,$$

$$f_{\text{IFFT}(8\text{MHz})} = 9,142.857.143 \text{ MHz}_{(8\text{MHz})} . \quad (7.29)$$

Za druge širine TV kanala (7MHz, 6MHz i 5MHz) frekvencija odabiranja  $f_{\text{IFFT}}$  data je u tabeli 7.3.

NOMINALNA ŠIRINA TV KANALA	$f_{\text{IFFT}}$	NAČIN DOBIJANJA
		[MHz]
8	9,142.857.143	$f_{\text{IFFT}(8\text{MHz})} = \frac{64}{7}$
7	8	$f_{\text{IFFT}(7\text{MHz})} = \frac{7}{8} \cdot f_{\text{IFFT}(8\text{MHz})} = \frac{7}{8} \cdot \frac{64}{7} = \frac{56}{7}$
6	6,857.142.857	$f_{\text{IFFT}(6\text{MHz})} = \frac{6}{8} \cdot f_{\text{IFFT}(8\text{MHz})} = \frac{6}{8} \cdot \frac{64}{7} = \frac{47}{7}$
5	5,714.286	$f_{\text{IFFT}(5\text{MHz})} = \frac{5}{8} \cdot f_{\text{IFFT}(8\text{MHz})} = \frac{5}{8} \cdot \frac{64}{7} = \frac{40}{7}$

**Tabela 7.3** IFFT frekvencije odabiranja

DVB-T standard je u Evropi razvijen za nominalnu širinu TV kanala od 8MHz (UHF), iz kojeg su proračunate norme za VHF kanal 7MHz. Kako je evropski DVB-T prilagodljiv za ostale širine kanala, to su izvedene norme (za vanevropske zemlje) s rasterom TV kanala od 6MHz, pa čak i za 5MHz, koji kao standard s tom širinom TV kanala ne postoji, ali se može iskoristiti za “restlove” (nepotpune širine TV kanala) – tabela 7.3.

**Trajanje IFFT simbola** jednako je recipročnoj vrednosti učestanosti simbola, tj.

$$T_{\text{IFFT}} = \frac{1}{f_{\text{IFFT}}} . \quad (7.30)$$

Iz (7.30) sledi (tabela 7.4):

NOMINALNA ŠIRINA TV KANALA	$f_{\text{IFFT}}$	NAČIN DOBIJANJA
[MHz]	[ns]	[ $\mu\text{s}$ ]
8	109,375	$T_{\text{IFFT}(8\text{MHz})} = \frac{7}{64}$
7	125	$T_{\text{IFFT}(7\text{MHz})} = \frac{8}{7} \cdot T_{\text{IFFT}(8\text{MHz})} = \frac{7}{56}$
6	145,833	$T_{\text{IFFT}(6\text{MHz})} = \frac{8}{6} \cdot T_{\text{IFFT}(8\text{MHz})} = \frac{7}{48}$
5	175	$T_{\text{IFFT}(5\text{MHz})} = \frac{8}{5} \cdot T_{\text{IFFT}(8\text{MHz})} = \frac{7}{40}$

Tabela 7.4 Trajanje IFFT simbola

Frekvencijski razmak između OFDM nosilaca je (4.10),

$$\Delta f = \frac{f_{\text{IFFT}}}{N_{\text{IFFT}}}, \quad (7.31)$$

gde je  $N_{\text{IFFT}}$  broj IFFT nosilaca, koji zaviso od moda rada ima vrednosti (4.4),

- a) 8K  $N_{\text{IFFT}(8\text{K})} = 8192$ ,
  - b) 4K  $N_{\text{IFFT}(4\text{K})} = 4096$ ,
  - c) 2K  $N_{\text{IFFT}(2\text{K})} = 2048$ .
- (7.32)

Primenom (7.31) i (7.32) sledi, zaviso od IFFT frekvencije ( $f_{\text{IFFT}}$ ) za date širine kanala i broja IFFT nosilaca ( $N_{\text{IFFT}}$ ) da je frekvencijski razmak ( $\Delta f$ ) za sve širine kanala i modove rada (tabela 7.5):

M O D	BROJ IFFT NOSILACA	NOMINALNA ŠIRINA TV KANALA			
		8MHz	7MHz	6MHz	5MHz
		FREKVENCIJSKI RAZMAK OFDM NOSILACA $\Delta f$ [Hz]			
8K	8192	1.116,071429	976,5625	837,535714	697,5446428
4K	4096	2.232,142857	1.953,125	1.674,107143	1.395,089286
2K	2048	4.464,285714	3.906,25	3.348,214286	2.790,178572

Tabela 7.5 Frekvencijski razmak između OFDM nosilaca

Trajanje upotrebljivog dela OFDM simbola ( $T_u$ ) jednako je recipročnoj vrednosti frekvencijskog razmaka ( $\Delta f$ ) OFDM nosilaca (4.5),

$$T_u = \frac{1}{\Delta f}. \quad (7.33)$$

Primenom (7.33) sledi, tabela 7.6,

MOD RADA	NOMINALNA ŠIRINA TV KANALA			
	8MHz	7MHz	6MHz	5MHz
	TRAJANJE UPOTREBLJIVOG DELA SIMBOLA $T_u[\mu s]$			
8K	896	1024	1194,67	1433,6
4K	448	512	597,33	716,8
2K	224	256	298,67	358,4

**Tabela 7.6** Trajanje upotrebljivog dela OFDM simbola

**Zauzeza širina opsega** unutar TV kanala predstavlja proizvod broja OFDM nosilaca  $N$  (koji manji od ukupnog broja IFFT nosilaca  $N_{\text{IFFT}}$ ) i frekvencijskog razmaka između njih ( $\Delta f$ ), izrazi (7.34) i (7.35). Kako je ukupan broj OFDM nosilaca (7.34),

$$\begin{aligned} N_{(8K)} &= 6817, \\ N_{(4K)} &= 3409, \\ N_{(2K)} &= 1705, \end{aligned} \quad (7.34)$$

i frekvencijski razmak između OFDM nosilaca ( $N_{\text{IFFT}}$ ) – tabela 7.5, to zavisno od moda rada (2K, 4K ili 8K) i frekvencijskog kanala (8MHz, 7MHz, 6MHz ili 5MHz), primenom (7.35),

$$B_{\text{ofdm}} = N \times \Delta f \quad (7.35)$$

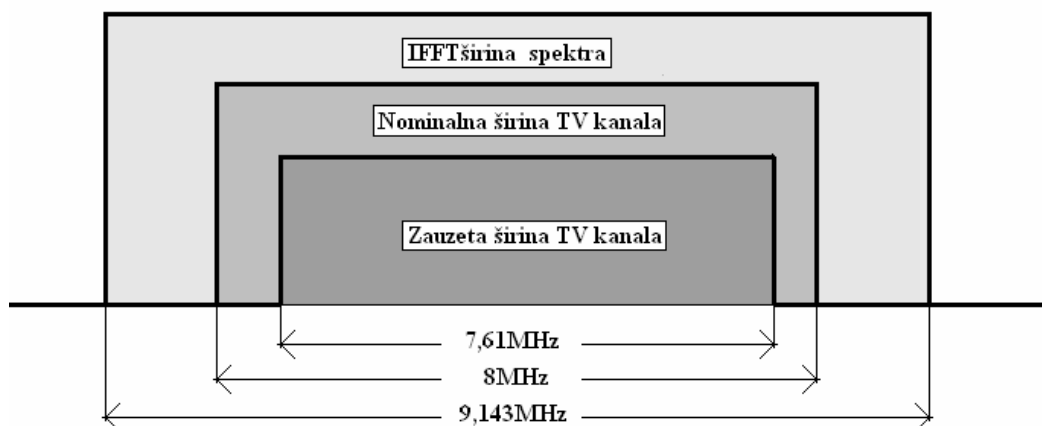
sledi da je zauzeta širina OFDM opsega (tabela 7.7):

MOD RADA	UKUPNO OFDM NOSILACA	NOMINALNA ŠIRINA TV KANALA			
		8MHz	7MHz	6MHz	5MHz
		ZAUZETA ŠIRINA TV KANALA $B_{\text{ofdm}}$ [MHz]			
8K	6817	7,61	6,66	5,71	4,75
4K	3409				
2K	1705				

**Tabela 7.7** Zauzeta širina TV kanala

Na slici 7.9 prikazan je uporedni pregled IFFT širine spektra u odnosu na nominalnu i zauzetu širinu opsega. Slika se odnosi za UHF TV kanal nominalne širine 8MHz.





**Slika 7.9.** Ilustracije IFFT, nominalne i zauzete širine TV kanala

**Trajanje zaštitnog (delta) intervala ( $T_{\Delta}$ ).** Zaštitni vremenski odnos  $\Delta$  (delta odnos) definisan je za četiri vrednosti (7.36), i to:

$$\Delta = \frac{1}{4}, \Delta = \frac{1}{8}, \Delta = \frac{1}{16} \text{ i } \Delta = \frac{1}{32}. \quad (7.36)$$

On ( $\Delta$ ) predstavlja odnos trajanja zaštitnog ( $T_{\Delta}$  - delta) intervala i trajanja upotrebljivog dela simbola ( $T_u$ ) – izraz (7.37),

$$\Delta = \frac{T_{\Delta}}{T_u}. \quad (7.37)$$

Iz tabele 7.6, primenom (7.36) i (7.37) dobijaju se vremena trajanja zaštitnog ( $T_{\Delta}$  - delta) intervala, zavisno od moda rada (2K, 4K, 8K) i za koji je frekvencijski opseg (8MHz, 7MHz, 6MHz, 5MHz) – tabela 7.8.

**Ukupno vreme trajanja simbola ( $T_S$ )** dobija se zbirom trajanja upotrebljivog dela simbola ( $T_u$ ) i trajanje zaštitnog intervala ( $T_{\Delta}$ ) - izraz (7.38),

$$T_S = T_u + T_{\Delta}. \quad (7.38)$$

U tabeli 7.8 data su vremena trajanja simbola, upotrebljivog dela simbola i zaštitnog intervala (na primer, za  $\Delta = 1/4$ , 8MHz, respektivno, 1120  $\mu$ s, 896  $\mu$ s i 224  $\mu$ s) u zavisnosti od moda rada i nominalne širine TV kanala u kojem se OFDM primenjuje.

		MOD	8MHz	7MHz	6MHz	5MHz
Ukupno trajanje simbola $T_S[\mu s]$ $T_S = T_u + T_\Delta$	1/4	8K	1120= 896+224	1280= 1024+256	1493,35= 1194,67+298,68	1789,84= 1433,6+365,24
	1/8		1008= 896+112	1152= 1024+128	1344= 1194,67+149,34	1612,80= 1433,6+178,12
	1/16		952= 896+56	1088= 1024+64	1269,33= 1194,67+74,67	1523,20= 1433,6+89,06
	1/32		924= 896+28	1056= 1024+32	1222,66= 1194,67+37,335	1478,4= 1433,6+44,53
	1/4	4K	560= 448+112	640= 512+128	746,67= 597,333+149,336	896,00= 716,8+179,2
	1/8		504= 448+56	576= 512+64	672,00= 597,333+74,668	806,40= 716,8+89,6
	1/16		476= 448+28	544= 512+32	634,67= 597,333+37,334	761,60= 716,8+44,8
	1/32		462= 448+14	528= 512+16	616,00= 597,333+18,667	739,20= 716,8+22,4
	1/4	2K	280= 224+56	320= 256+64	373,35= 298,67+74,68	447,46= 358,4+89,06
	1/8		252= 224+28	288= 256+32	336= 298,67+37,34	403,20= 358,4+44,53
	1/16		238= 224+14	272= 256+16	317,33= 298,67+18,67	380,80= 358,4+22,265
	1/32		231= 224+7	264= 256+8	308= 298,67+9,335	369,60= 358,4+11,1325

Tabela 7.8 Vremenski odnosi

Trajanje zaštitnog (*Guard*) intervala ( $T_\Delta$ ) u tabeli 7.8, od suštinske je važnosti za projektovanje jednofrekvencijskih (SFN) mreža. Kako se na mestu prijema uvek pored prvog pristiglog signala javljaju u većoj ili manjoj meri refleksije dolaznog signala (“pasivni eho”), to je neophodno da njihovo kašnjenje u odnosu na prvi pristigli signal bude kraće od trajanja zaštitnog intervala. U jednofrekvencijskoj mreži s 2 i više predajnika, čest je slučaj da na mesto prijema stiže signal istog sadržaja sa više DVB-T predajnika, gde je takođe važno da njihovo kašnjenje u odnosu na prvi pristigli bude locirano unutar zaštitnog vremenskog intervala, jer je on u suštini “aktivni eho”. Tokom trajanja zaštitnog intervala DVB-T prijemnik (ili eksterni dodatak *set-top box*) je neaktivan za razvoj primljene poruke, i tek po isteku istog, on razvija poruku.

Ako se ima u vidu da je brzina prostiranja EM talasa  $c$  i uzimajući u obzir trajanje zaštitnog intervala, dolazi se do jednostavnog izraza za maksimalnu razliku puteva između pristiglog i naknadnog talasa (“aktivni eho”), što nije ništa drugo do maksimalna separacija  $d[\text{km}]$  između DVB-T predajnika (7.39),

$$d[\text{km}] = 0,3 \cdot T_\Delta[\mu s] . \quad (7.39)$$

Na primer, za UHF kanal 8MHz i 8K mod,  $\Delta = \frac{1}{4}$  je  $T_{\Delta} = 224\mu\text{s}$  dok je za 2K mod svega  $56\mu\text{s}$ . Iz tabele 7.8 a na osnovu izraza 7.39 sledi da u prvom slučaju udaljenost do sledećeg predajnika ne sme biti veća od  $d=67,2\text{km}$  a u drugom  $d=16,8\text{km}$ . Iz ovog primera, nameće se zaključak da će se 8K mod s najdužim zaštitnim intervalom koristiti za SFN mreže s velikom pokrivenošću (npr. RTS), dok će 2K mod biti pogodan za mreže lokalnog ili eventualno regionalnog tipa (npr. Studio B). Najkraći zaštitni intervali ( $\Delta = 1/32$ ) daće najmanju separaciju te su, naročito u 2K modu pogodni za dopunsko pokrivanje vrlo malih oblasti koje su u senci za osnovni signal (putem repetitora – *gap-filler-a*). U tabeli 7.9 date su maksimalne separacije predajnika za UHF i VHF opseg i modove rada 2K i 8K (za DVB-T).

NAZIV	$\Delta$	8MHz		7MHz	
		2K	8K	2K	8K
Maksimalna separacija predajnika u SFN mreži za različite zaštitne vremenske ( $\Delta$ )odnose	1/4	16,8	67,2	19,2	76,8
	1/8	8,4	33,6	9,6	38,4
	1/16	4,2	16,8	4,8	19,2
	1/32	2,1	8,4	2,4	9,6

**Tabela 7.9** Maksimalno dozvoljena separacija DVB-T predajnika

Iskustvo pokazuje da ukoliko uslovi projektovanja i realizacije DVB-T mreže predajnika dozvoljavaju korišćenje istog trajanja zaštitnog intervala  $T_{\Delta}$  u 2K i 8K modu, pogodnije je koristiti 8K mod jer je servisna zona znatno homogenija (a to znači bolji uslovi prijema), pošto je pored trajanja  $T_{\Delta}$  bitan i uticaj trajanja aktivnog dela simbola  $T_U$ . Nepogodna okolnost ovakve realizacije je što će u 8K modu pri istom trajanju zaštitnog intervala  $T_{\Delta}$  (i ostalim parametrima - kodnom količniku i modulacionoj šemi) biti potreban veći neto bitski protok.

**Normirana (simbolska) brzina protoka** ( $B_{\text{norm}}$ ) određuje se iz podatka o ukupnom vremenu trajanja simbola ( $T_S$ ), i definiše se kao (7.40),

$$B_{\text{norm}} = \frac{1}{T_S} = \frac{1}{T_u + T_{\Delta}}. \quad (7.40)$$

Rezultati za sve modove rada, zaštitne intervale i nominalne širine kanala, dati su u tabeli 7.10.

	$\Delta$	M O D	8MHz	7MHz	6MHz	5MHz
Ukupno trajanje simbola $T_S[\mu s]$ $T_S = T_u + T_\Delta$	1/4	8K	1120	1280	1493,35	1789,84
	1/8		1008	1152	1344	1612,80
	1/16		952	1088	1269,33	1523,20
	1/32		924	1056	1222,66	1478,4
Simbolska brzina protoka [simb/s]	1/4		892,86	781,25	669,63	558,71
	1/8		992,06	868,05	744,05	620,04
	1/16		1.050,42	919,20	787,82	656,51
	1/32		1.082,25	946,97	817,89	676,40
Ukupno trajanje simbola $T_S[\mu s]$ $T_S = T_u + T_\Delta$	1/4	4K	560	640	746,67	896,00
	1/8		504	576	672,00	806,40
	1/16		476	544	634,67	761,60
	1/32		462	528	616,00	739,20
Simbolska brzina protoka [simb/s]	1/4		1785,71	1.562,5	1.339,28	1.116,07
	1/8		1984,12	1.736,11	1.488,09	1.240,08
	1/16		2.100,84	1.838,23	1.575,62	1.313,02
	1/32		2.164,50	1893,94	1.623,38	1.352,81
Ukupno trajanje simbola $T_S[\mu s]$ $T_S = T_u + T_\Delta$	1/4	2K	280	320	373,35	447,46
	1/8		252	288	336	403,20
	1/16		238	272	317,33	380,80
	1/32		231	264	308	369,60
Simbolska brzina protoka [simb/s]	1/4		3.571,43	3.125,00	2.678,45	2.234,83
	1/8		3.968,25	3.472,22	2.976,19	2.280,16
	1/16		4.201,68	3.676,47	3.151,29	2.626,05
	1/32		4.329,00	3.787,87	3.246,75	2.705,63

Tabela 7.10 Vremenski odnosi

## 7.6. Potreban RF odnos C/N

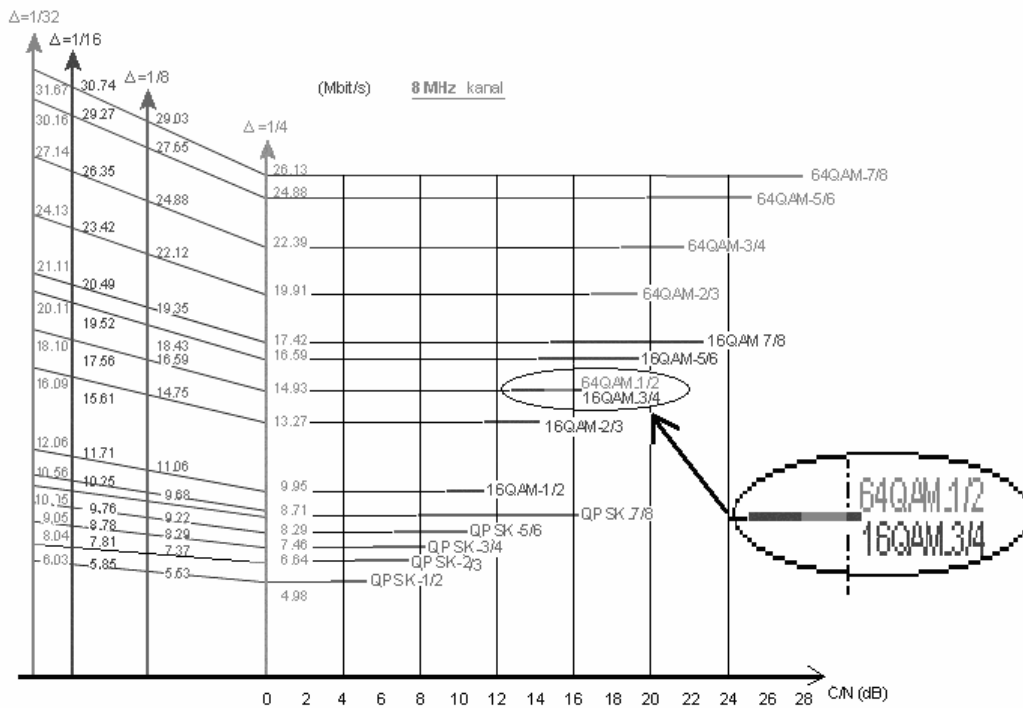
Za kvalitetan i sigurniji prijem, pored potrebnog nivoa (intenziteta) signala, neophodno je da postoji i odgovarajući radio frekvencijski (visokofrekvencijski, RF) odnos nivoa nosioca i smetnje C/N. On se definiše za određeno mesto u prijemnom lancu i određeni iznos bitske greške ( $BER = 2 \cdot 10^{-4}$ ) nakon *Viterbi*-jevog dekodera. Potreban RF odnos C/N specificira se za sva tri modela raspodele smetnje unutar prijemnog kanala (*Gauss*, *Rice*, *Rayleigh*), sva tri tipa modulacionih postupaka (QPSK, 16-QAM i 64-QAM) i svih pet kodnih količnika. U tabeli 7.11. prikazani su eksperimentalno dobijeni rezultati računarskom simulacijom [ETSI 300401], [ETSI 300744]. Oni predstavljaju teoretski dobijene rezultate koji se iz razloga praktične implementacije i sigurnosti uvećavaju za 3dB.

CEPT VARIJANTA SISTEMA		MODULA -CIONA ŠEMA	C/N [dB]			
UHF 8MHz	VHF 7MHz		KODNI KOLIČNIK k	<i>Gauss</i>	<i>Rice</i>	<i>Rayleigh</i>
A1	D1	QPSK	1/2	3,1	3,6	5,4
A2	D2	QPSK	2/3	4,9	5,7	8,4
A3	D3	QPSK	3/4	5,9	6,8	10,7
A5	D5	QPSK	5/6	6,9	8,0	13,1
A7	D7	QPSK	7/8	7,7	8,7	16,3
B1	E1	16QAM (ITU M1)	1/2	8,8	9,6	11,2
B2	E2	16QAM	2/3	11,1	11,6	14,2
B3	E3	16QAM	3/4	12,5	13,0	16,7
B5	E5	16QAM	5/6	13,5	14,4	19,3
B7	E7	16QAM	7/8	13,9	15,0	22,8
C1	F1	64QAM (ITU M2)	1/2	14,4	14,7	16,0
C2	F2	64QAM (ITU M3)	2/3	16,5	17,1	19,1
C3	F3	64QAM	3/4	18,0	18,6	21,7
C5	F5	64QAM	5/6	19,3	20,0	25,3
C7	F7	64QAM	7/8	20,1	21,0	27,9

**Tabela 7.11.** Teoretske minimalne vrednosti potrebnog odnosa C/N (nehijerarhijski mod)

Modulacione šeme s odgovarajućim kodnim količnikom imaju svoje CEPT oznake. Na primer, 16-QAM ima oznaku „B“ na UHF opsegu, odnosno „E“ na VHF opsegu, a zajedno s kodnim količnikom pridodaje se cifra brojioca, pa tako „B5“ označava 16-QAM i kodni količnik 5/6 na UHF, odnosno na VHF opsegu bila bi „E5“. Pojedini modovi rada imaju ITU oznaku, „M1“ (16-QAM, 1/2), „M2“ (64-QAM, 1/2) i „M3“ (64-QAM, 2/3). One su usvojene kao standard za DVB-T merenja zona pokrivanja i tehnička ispitivanja.

Minimalne vrednosti C/N iz tabele 7.11 mogu se prikazati i grafički – slika 7.10. One su iste za sve tri nominalne širine kanala. Za hijerarhijski mod rada, rezultati su dati u tabeli 7.12 pri čemu  $\alpha$  predstavlja modulacioni parametar.



**Slika 7.10.** Minimalne vrednosti potrebnog odnosa C/N (nehijerarhijski rad) i bitski protoci za TV kanal nominalne širine 8MHz

MODULA- CIONA ŠEMA	$\alpha$	KOD. KOL. k	C/N [dB]					
			16-QAM			64-QAM		
			Gauss	Rice	Rayle- iegh	Gauss	Rice	Rayle- iegh
QPSK	2	1/2	4,8	5,4	6,9	8,9	9,5	11,4
		2/3	7,1	7,7	9,8	12,1	12,7	14,8
		3/4	8,4	9,0	11,8	13,7	14,3	17,5
&								
NEUNIFO- RMNA 16-QAM 64-QAM	2	1/2	13,0	13,3	14,9	14,6	14,9	16,4
		2/3	15,1	15,3	17,9	16,9	17,6	19,4
		3/4	16,3	16,9	20,0	18,6	19,1	22,2
		5/6	16,9	17,8	22,4	20,1	20,8	25,8
		7/8	17,9	18,7	24,1	21,1	22,2	27,6
QPSK	4	1/2	3,8	4,4	6,0	6,5	7,1	8,7
		2/3	5,9	6,6	8,6	9,0	9,9	11,7
		3/4	7,1	7,9	10,7	10,8	11,5	14,5
&								
NEUNIFO- RMNA 16-QAM 64-QAM	4	1/2	17,3	17,8	19,6	16,3	16,7	18,2
		2/3	19,1	19,6	22,3	18,9	19,5	21,7
		3/4	20,1	20,8	24,2	21,0	21,6	24,5
		5/6	21,1	22,0	26,0	21,9	22,7	27,3
		7/8	21,9	22,8	28,5	22,9	23,8	29,6

**Tabela 7.12.** Teoretske minimalne vrednosti potrebnog odnosa C/N (hijerarhijski mod QPSK&16-QAM i QPSK&64-QAM)

Na osnovu tabela 7.11 i 7.12 može se izvući zaključak da za isti kodni količnik, prijemni kanal sa *Gauss*-ovom raspodelom zahteva najmanji odnos  $C/N$ , nešto viši *Rice*-ov a najviši *Rayleigh*-ov model. Pri tom bi trebalo imati u vidu da je:

- *Gauss*-ov model prijemnog kanala predviđen za fiksni prijem DVB-T signala s dominantnom direktnom komponentom (refleksije su zanemarljive).
- *Rice*-ov model raspodele, predviđen za mobilni i portabl prijem, gde su pored direktne komponente, prisutne i refleksije.
- *Rayleigh*-ov model prijemnog kanala namenjen za uslove prijema u prisustvu samo refleksija bilo aktivnih bilo pasivnih (i izvan zone radio vidljivosti), od kojih ni jedna nema dominantan karakter. Odnos  $C/N$  je isti za sve tri nominalne širine kanala (6MHz, 7MHz, 8MHz).

## 7.7. Roll-off faktor

Digitalna povorka poruke obrazovana je od niza impulsa (logičke nule i jedinice). Za pravougaoni oblik impulsa, frekvencijski spektar je izuzetno širok (teoretski beskonačan) i utoliko širi ukoliko je trajanje impulsa kraće. Nameće se zaključak da frekvencijski spektar koji je definisan *Nyquist*-ovim kriterijumom, mora biti sužen iz praktičnih razloga, ali tako da se u lancu prenosa slike ne gubi na globalnom kvalitetu (ili ako se gubi, to mora biti na prihvatljivom minimumu). To znači da mora biti postavljen filter odgovarajuće strmine slabljenja izvan propusnog opsega, kako bi se pre ulaska u OFDM modulator ograničio spektar. Osim toga, kod realnih filtera strmi prelaz iz propusnog u nepropusni opseg dovodi do znatnih nelinearnosti fazne karakteristike, koja za posledicu ima povećanje intersimbolske interferencije. Zbog toga je neophodno izvršiti prenos signala u nešto širem opsegu frekvencija, a njegov spektar uobličiti filtrom. Ovakav filter ima transfernu karakteristiku oblika [11], [21],

### propusni opseg

$$H(f) = 1$$

$$0 < |f| < f_N \cdot (1 - \alpha),$$

### opseg slabljenja

$$H(f) = \sqrt{\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cdot \sin\left[\frac{\pi}{2 \cdot f_N} \left(\frac{f_N - |f|}{\alpha}\right)\right]}$$

$$f_N \cdot (1 - \alpha) < |f| < f_N \cdot (1 + \alpha),$$

### nepropusni opseg

$$H(f) = 0$$

$$f_N \cdot (1 + \alpha) < |f| < \infty, \quad (7.41)$$

pri čemu je *Nyquist*-ova frekvencija

$$f_N = \frac{1}{2 \cdot T_S}, \quad (7.42)$$

$T_S$  – trajanje perioda simbola,

$\alpha$  – "Roll-off" faktor, definisan kao (videti idealizovanu sliku 7.11),

$$\alpha = \frac{\Delta f}{B}, \quad (7.43)$$

koji ima sledeće vrednosti:

$$\alpha_{\text{DVB-T}} = 0,185,$$

$$\alpha_{\text{DVB-C}} = 0,150,$$

$$\alpha_{\text{DVB-S}} = 0,350,$$

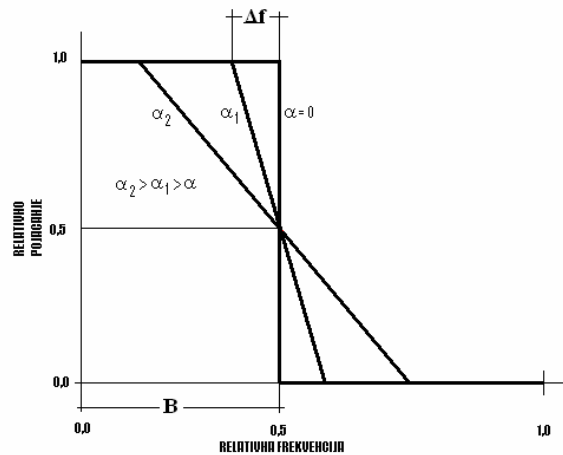
Za ostale DVB-T (terestričke) sisteme je

$$\alpha_{8\text{-VSB}} = 0,1152 \quad (\text{sistem A}) - \text{Američki 8-VSB}$$

$$\alpha_{\text{BST-OFDM}} = 0,350 \quad (\text{sistem C}) - \text{Japanski BST-OFDM}$$

$$\alpha_{\text{CDMB-T}} = 0,05 \quad (\text{sistem D}) - \text{Kineski CDMB} \quad (7.45)$$

*Roll-off* faktor ima vrednosti između 0 i 1. Što je vrednost *roll-off* faktora ( $\alpha$ ) manja, strmija je karakteristika slabljenja filtra (za  $\alpha = 0$  ima oblik vertikalne linije), slika 7.11. U našoj stručnoj literaturi *roll-off* faktor se naziva **faktor zaobljenosti**. Njegovim uvođenjem, smanjuje se spektralna efikasnost date modulacione šeme  $(1 + \alpha)$  puta.



Slika 7.11. Roll-off faktor

Brzina prenosa simbola koju *Nyquist*-ov filter može da podrži zavisna je od *roll-off* faktora i iznosi,

$$B_{\text{Simb}} (\text{Mb/s}) = \frac{B_{\text{W}} (\text{MHz})}{1 + \alpha}, \quad (7.46)$$

gde je  $B_{\text{W}}$  nominalna širina kanala (= 8MHz ili 7MHz) za (evropski) DVB-T.

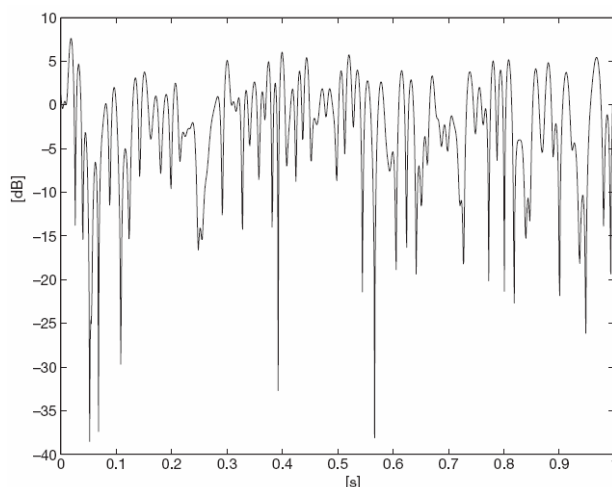
## 7.8. Doppler-ov efekat

Za prijem DVB-T u pokretu, od primarnog uticaja je **najviša dozvoljena brzina kretanja vozila**, iznad koje dolazi do bitne degradacije kvaliteta slike što je posledica promene frekvencije prijemnog signala usled *Doppler*-ovog efekta [58], [77] (i efekata višestruke refleksije).



Neka je frekvencija emitovanog nosioca  $f_0$ . Tipičan signal na mestu prijema predstavlja superpoziciju direktnog i mnoštva reflektovanih signala iz različitih pravaca. Na taj način dolazi do interferentne oblasti na mestu prijema. Za vozilo koje se kreće u interferentnoj oblasti, prijemni signal ima fluktuacije amplitude tokom vremena, koje predstavljaju feding. Posmatrano u frekvencijskom domenu, dolazi do superpozicije mnoštva *Doppler*-ovih promena frekvencije koje odgovaraju različitim smerovima, rezultujući *Doppler*-ovim spektrom umesto oštre spektralne linije locirane na frekvenciji  $f_0$ .

Na slici 7.12 dat je primer amplitudskih fluktuacija prijemnog signala za  $f_{d_{\max}} = 50\text{Hz}$  na 69.UHF kanalu za prijem u pokretu brzinom od 60km/h.



**Slika 7.12.** Amplitudske fluktuacije prijemnog DVB-T signala

Sa slike se mogu zapaziti duboke promene amplitude prijemnog signala do skoro -40dB. Ukoliko bi vozilo bilo nepokretno u tačkama dubokog fedinga, prijem ne bi postojao, ali praksa pokazuje da bi pomeranjem istog za  $0,5\lambda - 0,8\lambda$  vozilo bi izašlo iz dubokog fedinga i prijem bi najverovatnije bio moguć.

Da bi se odredila najviša brzina kretanja vozila  $v_{\max} [\text{m/s}]$ , potrebno je prvo definisati parametar  $\Delta\lambda$  koji predstavlja najveći dozvoljeni pomeraj vozila (izražen u talasnim dužinama prijemnog signala), koje vozilo pređe tokom trajanja simbola  $T_S [\mu\text{s}]$  brzinom  $v = v_{\max} [\text{m/s}]$  uz uslov da je degradacija kvaliteta slike najviše 3dB. Prema [73] je  $\Delta\lambda = 0,08$ , odnosno,

$$\Delta\lambda = f_0 \cdot T_S \cdot \frac{v_{\max}}{c} = 0,08, \quad (7.47)$$

gde su

$$T_S = T_U + T_\Delta,$$

$f_0 [\text{MHz}]$  frekvencija prijemnog signala,

$c$  brzina kretanja EM talasa ( $= 3 \cdot 10^8 \text{ m/s}$ ).

Iz (7.47) sledi:

$$v_{\max} = \frac{24 \cdot 10^6}{f_0 \cdot (T_U + T_\Delta)}. \quad (7.48)$$

*Doppler*-ova promena frekvencije  $\Delta f_d$  (Hz) pri kretanju vozila definisana je izrazom (7.49):

$$\Delta f_d = \pm f_0 \frac{v_{\max}}{c} \cdot \cos(\theta), \quad (7.49)$$

gde je povišenje frekvencije u slučaju kretanja vozila ka izvoru EM talasa, a smanjenje (znak minus) u slučaju udaljavanja.

Oznake u prethodnom izrazu su:

$\theta$  ugao koji zaklapa smer kretanja vozila u odnosu na dolazeći pravac EM talasa  
 $v_{\max}$  brzina kretanja vozila [m/s]

U praksi se koristi pojednostavljen izraz,

$$\Delta f_d [\text{Hz}] = \frac{v [\text{km/h}]}{1080} \cdot f_0 [\text{MHz}] \cdot \cos(\theta). \quad (7.50)$$

Evidentno je da je najizraženiji *Doppler*-ov efekat u slučaju poklapanja pravaca kretanja vozila i EM talasa ( $\vartheta = 0^\circ$  ili  $\vartheta = 180^\circ$ ). Ako je smer kretanja vozila ka izvoru EM talasa, *Doppler*-ova promena je pozitivna (uvećanje frekvencije prijemnog signala), a ukoliko se kreće u istom smeru kao i dolazni EM talas, promena je negativna.

Superpozicijom *Doppler*-ovih promena frekvencije nosioca, dolazi do fluktuacija amplitude i faznog stava prijemnog signala. Dakle, radi se o svojevrsnoj amplitudskoj i faznoj modulaciji na prenosnom putu unutar prijemnog kanala. Za digitalne tipove faznih modulacija, brze fluktuacije faznog stava prijemnog signala dovode do znatnih poteškoća ukoliko se promene dešavaju tokom trajanja signala  $T_s$  jer se tada prenosi jedan simbol. Amplitudske i fazne fluktuacije su nezavisne jedna od druge. Tipična frekvencija *Doppler*-ove promene  $f_{d_{\max}}$  odgovara vremenu

$$t_{\text{corr}} = \frac{1}{f_{d_{\max}}}, \quad (7.51)$$

koje se naziva **korelaciono** vreme. Digitalni prenos kod kojeg je trajanje simbola  $T_s$  moguć je samo ukoliko prenosni put (kanal) ostaje približno nepromenljiv tokom perioda u kojem je zadovoljen uslov,

$$T_s \ll t_{\text{corr}}, \quad (7.52)$$

ili što je ekvivalentno,

$$f_{d_{\max}} \cdot T_s \ll 1. \quad (7.53)$$

Frekvencijska selektivnost kanala određena je različitim vremenskim kašnjenjima prijemnog signala. Ona se može izračunati kao odnos pređenog puta i brzine svetlosti. Kašnjenje od  $1\mu\text{s}$  odgovara razlici pređenog puta prvog i naknadno pristiglog talasa od 300m. U radio-difuziji, u brdovitim i planinskim predelima moguće su vremenske razlike između prvog i naknadno pristiglog signala od  $100\mu\text{s}$  što odgovara razlici puteva od 30km. Ovo je veoma bitno kod jednofrekvencijskih DVB-T mreža, koje moraju biti tako projektovane da mogu podržati duge vremenske razlike između prijemnih signala (naknadno pristigli signal - eho).

Za duže eho signale koji odgovaraju situaciji razlike vremenskih signala a time i pređenih puteva od nekoliko kilometara, u vremenskom domenu intersimbolska interferencija ometa predaju ukoliko vremenske razlike nisu mnogo manje od trajanja simbola  $T_s$ . Na primer, za varijantu sistema QPSK bitskog protoka svega 200kbit/s trajanje simbola je desetak mikrosekundi, što je istog reda kao vreme pristizanja eho-signala. Prenos pri takvim uslovima zahteva sofisticirane metode poput ekvilajzera, tehniku modulacije više nosilaca (MCM), prošireni spektar i dr.

Definišimo prvo korelacionu frekvenciju  $f_{\text{corr}}$  kao,

$$f_{\text{corr}} = \frac{1}{\Delta\tau},$$

gde je  $\Delta\tau$  kvadratni koren varijanse distribucije snaga eho signala (*delay spread*). Učestanost  $f_{\text{corr}}$  se naziva koherentna širina opsega, jer se kanal može smatrati frekvencijski neselektivnim unutar opsega širine  $B$  za koji je  $B \ll f_{\text{corr}}$ . Ukoliko je  $B$  reda  $1/T_s$ , tada je ispunjen uslov  $\Delta\tau \ll T_s$ .

Iz prethodnih izraza proizilazi da će na VHF opsegu maksimalana brzina kretanja vozila u kojoj je obezbeđen prijem biti viša nego na UHF opsegu, pošto je frekvencija prijemnog signala na VHF području niža nego na UHF.

Uzimajući u obzir da je trajanje OFDM simbola za 2K mod četverostruko manje od 8K moda, to će maksimalna brzina kretanja za 2K mod biti 4 puta veća. To znači dalje da je 2K mod pogodniji za mobilni rad od 8K moda.

Izborom višeg TV kanala, tj. povišenjem frekvencije, *Doppler*-ov efekat je izražajniiji. Na primer, pri istim uslovima (2K mod, zaštitni vremenski - delta odnos  $\Delta_T = 1/4$ , za kanal 21 = 470MHz je maksimalna dozvoljena brzina kretanja vozila ( $v_{\text{max}}$ ) 161 km/h a na kanalu 69 = 862MHz ona ima vrednost od svega 89 km/h. Dakle, nepovoljan efekat je smanjenje brzine u kojem je moguć korektan prijem. *Doppler*-ov pomeraj frekvencije u oba slučaja je isti i iznosi 71Hz.

Ukoliko je trajanje simbola duže, *Doppler*-ov efekat je manje izražen (i obrnuto). Na primer *Doppler*-ova brzina na 470MHz (21. kanal) 2K mod, pri trajanju simbola 1120 $\mu$ s iznosi 161km/h a za 924 $\mu$ s je 196km/h. Dakle, nepovoljan efekat je manji, jer je maksimalna dozvoljena brzina veća.

Povišenjem trajanja zaštitnog intervala, *Doppler*-ov efekat je manji (i obrnuto). Potpuno ista razmatranja važe kao i za trajanje simbola.

Kraći zaštitni odnos daje veći *Doppler*-ov pomeraj. Potpuno ista razmatranja važe kao i za trajanje simbola.

Za UHF područje sa stanovišta moguće brzine vozila pogodan je samo 2K mod. U realnim uslovima maksimalne dozvoljene brzine kretanja vozila u 2K modu (bez obzira na frekvenciju UHF kanala, trajanje simbola i delta odnos), su izuzetno velike - daleko veće od kretanja bilo kog kopnenog, rečnog ili pomorskog vozila, što zadovoljava uslove korišćenja. Nasuprot tome, 8K mod na UHF području, omogućava male brzine kretanja vozila (osobito pri dužim trajanjima simbola i višim kanalima), pa je on s te strane nepogodan.

Za VHF područje sa stanovišta moguće brzine vozila mogu se primeniti 2K i 8K mod. 2K mod daje skoro 4 puta veći *Doppler*-ov pomeraj od 8K moda. Razlog je 4 puta veće rastojanje između OFDM nosilaca.

U skladu s ranijim, proizilazi da će greška prijema implicitno zavisiti od izbora modulacione šeme (QPSK, 16-QAM i 64-QAM) jer su bitski protoci različiti. Najveći bitski protok je za 64-QAM, manji za 16-QAM a najmanji za QPSK, pa je mogućnost greške je najveća kod modulacione šeme s najvišim bitskim protokom.

Da bi se broj grešaka na prijemu sveo na minimum, jasno je da je potreban viši odnos  $C/N$  i to utoliko viši ukoliko je odabran viši tip modulacione šeme. Pri brzini kretanja vozila do  $v \leq 0,6 \cdot v_{\max}$  potreban odnos  $C/N$  je približno jednak neophodnom odnosu u stanju mirovanja  $C/N \approx (C/N)_{\min}$ . Iznad te brzine, potreban odnos  $C/N$  rapidno raste. Za 64-QAM je najmanja vrednost dozvoljene brzine kretanja, a najveća za QPSK.

S druge strane, bitski protok za isti tip izabrane modulacione šeme zavisi od izbora kodnog količnika i odabranog delta odnosa ( $\Delta$ ). Najmanji protok je za kodni količnik  $k = 1/2$  i delta odnos  $\Delta = 1/4$  pa je samim tim mogućnost korektibilnosti greške najveća.

Izraz za maksimalnu dozvoljenu vrednost *Doppler*-ove promene frekvencije prema [49], može se pisati i u obliku:

$$\Delta f_{d_{\max}} = \frac{1}{2 \cdot N_T \cdot T_s \cdot (\Delta_T + 1)}, \quad (7.54)$$

gde je  $N_T$  razmak između disperzovanih pilota u vremenskom domenu unutar jednog OFDM nosioca ( $N_T = 4$ ) a ostale oznake su iste od ranije. Uopšteni izraz za najveću dozvoljenu vrednost kašnjenja  $\tau_{\max}$  je

$$\tau_{\max} = T_s / N_F, \quad (7.55)$$

pri čemu je  $N_F$  razmak između disperzovanih (rasutih, raštrkanih) pilota u frekvencijskom domenu unutar jednog OFDM simbola ( $N_F = 12$ ), a  $T_s$  trajanje simbola. Iz prethodna dva izraza jasno je da se arhitekturom pilota, tj. izborom  $N_T$  i  $N_F$  može uticati na najveću dopuštenu vrednost kašnjenja signala i *Doppler*-ovu promenu frekvencije. Povećanjem  $N_T$  i  $N_F$ , kašnjenje signala i *Doppler*-ov pomeraj je manji.

Prema [74] u uslovima mobilnog prijema, neće biti efekta preplitanja komponenata OFDM spektra sve dok su ispunjeni uslovi za kašnjenje eho-signal (pasivne refleksije ili aktivnog eha)  $\tau_{\text{eho}}$  i ukupne širine *Doppler*-ovog pomeraja  $\Delta f_d$  prema izrazima:

$$\tau_{\text{eho}} < \frac{T_U}{3} \quad (7.56)$$

$$\Delta f_d < \frac{1}{4 \cdot (T_\Delta + T_U)} \quad (7.57)$$

## 7.9. Feding

Feding je pojava dužeg ili kraćeg isčezavanja, pojačavanja ili izobličenja signala na mestu prijema [58]. Označimo sa:

$$\frac{\Delta f_d}{\tau_T}$$

Doppler-ovu promenu frekvencije.

Maksimalnu razliku kašnjenja između dva najznačajnija (najdominantnija) signala.

$$B_C = \frac{1}{\tau_T}$$

Koherentnu širinu kanala - opseg frekvencija u kojem je

Doppler-ov spektar snage različit od nule.

$$T_C = \sqrt{\frac{9}{16 \cdot \pi \cdot \Delta f_d^2}} \cong \frac{0,423}{\Delta f_d} \quad (7.58)$$

Vreme koherencije je vreme u kojem korelaciona funkcija

kanala ima veću vrednost od polovine svoje maksimalne vrednosti, pa u tom slučaju važi navedeni izraz. Ukoliko je vreme koherencije kraće od trajanja jednog OFDM simbola, tada je propagacioni kanal podvrgnut uslovima prijema brzog fedinga. U suprotnom slučaju, propagacioni kanal će biti izložen sporom fedingu, odnosno on je kvazistacionaran.

$$T_S = T_U + T_\Delta$$

Trajanje simbola.

$$f_S$$

Frekvencijski opseg signala.

$$f_{KANAL}$$

Nominalna širina kanala u kojem deluje feding.

U pogledu moguće pojave refleksije na mestu prijema, moguća su dva tipa fedinga:

### a - Ravan feding (amplitudne varijacije)

- Manifestuje se u varijaciji amplitude prijemnog signala (dubina fedinga može biti 20dB - 30dB pa čak i više).
- Nastupa ako je maksimalna razlika kašnjenja  $\tau_T$  između dva najznačajnija signala znatno manja od trajanja simbola ( $\tau_T \ll T_S$ ).
- Frekvencijski opseg signala je znatno manji od širine kanala u kojem deluje feding  $f_S \ll f_{KANAL}$ .
- Raspodela amplitude prijemnog signala je po *Rayleigh*-u ako je prijemna tačka izvan, odnosno po *Rice*-u ako je u zoni optičke vidljivosti.

### b - Frekvencijski selektivan feding (vremenski disperzovan)

- Manifestuje se u pojavi intersimbolske frekvencije (ISI), tj. "kanal poseduje memoriju".
- Nastupa ako je maksimalna razlika kašnjenja  $\tau_T$  između dva najznačajnija signala veća ili približno jednaka trajanju simbola ( $\tau_T \geq T_S$ ).
- Frekvencijski opseg signala je nešto viši od nominalne širine kanala u kojem deluje feding ( $f_S \geq f_{KANAL}$ ).
- Efekti ovog tipa fedinga mogu se korigovati procesiranjem signala ("ekvilizacijom").

Sa stanovišta *Doppler*-ovog efekta, takođe su moguća dva tipa fedinga,

**c - Brzi feding** (vremenski selektivan)

- Nastupa ako je frekvencijski opseg signala  $f_s$  manji od *Doppler*-ove promene frekvencije ( $f_s < \Delta f_d$ ).
- Vreme koherencije  $T_C$  je kraće od trajanja simbola ( $T_C < T_S$ )
- Kanalne varijacije su brže nego varijacije signala u osnovnom opsegu.
- Bitski protok je nešto manji ili jednak *Doppler*-ovoj promeni frekvencije
- Generalno, kanal može prenositi podatke izuzetno male brzine protoka.

**d - Spori feding** (frekvencijska disperzija)

- Nastupa ako je frekvencijski opseg signala  $f_s$  mnogo veći od *Doppler*-ove promene frekvencije ( $f_s \gg \Delta f_d$ ).
- Ovo je tipičan slučaj fedinga za DVB-T.
- Vreme koherencije  $T_C$  je znatno veće od trajanja simbola ( $T_C \gg T_S$ ).
- Kanalne varijacije su sporije od varijacija signala u osnovnom opsegu.
- Bitski protok je znatno viši od *Doppler*-ove promene.

Primenom tehnike prostornog diverzitija, imunost na smetnje tokom prijema se povećava, čime znatno se proširuje lepeza upotrebe mogućih kodnih količnika (do  $k = 7/8$  za QPSK) kao i mogućnost izbora viših modulacionih šema - tako da se u urbanim sredinama gde je brzina kretanja vozila relativno mala može koristiti čak i 8K mod rada za (naj)niže kodne količnike najviše modulacione šeme 64-QAM.

Ispitivanja pokazuju da je primenom (prostorne) diverziti tehnike moguć prijem višim bitskim protokom - orijentaciono 15% – 20% . Dobitak u povećanju maksimalno dozvoljene brzine kretanja vozila tehnikom prostornog diverzitija, iznosi između 40 – 50km/h za 8K mod, odnosno 4 puta više za 2K mod rada.

## 7.10. Odnos snaga analognog i digitalnog predajnika

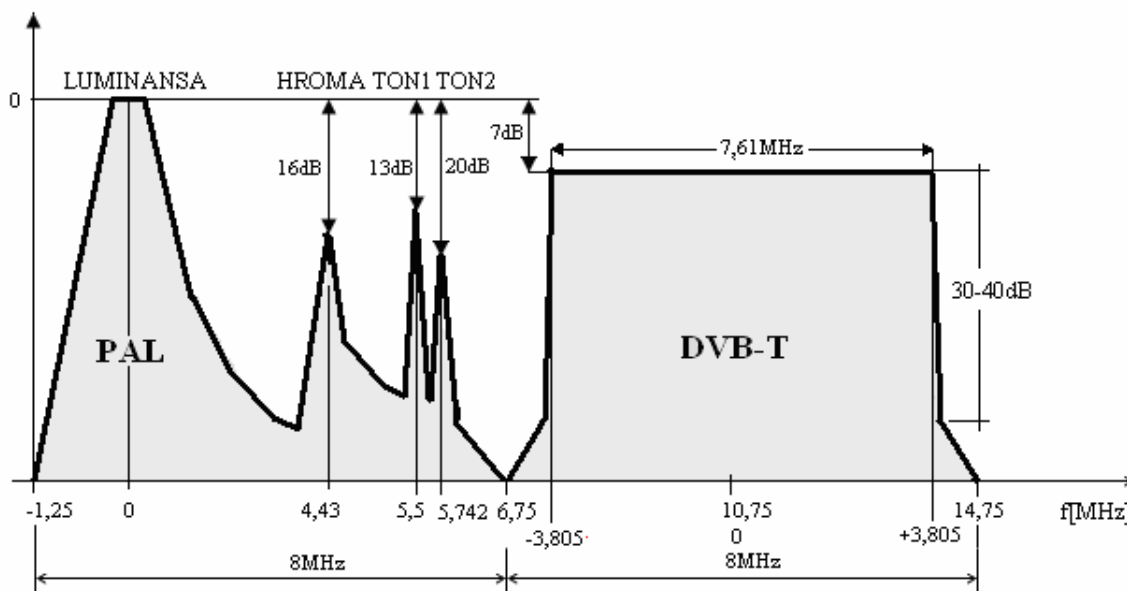
Odnos snaga digitalnog i analognog TV predajnika [59], [60] dat je u tabeli 7.13, uporedo za analogni i digitalni sistem 8-VSB/NTSC (američki) i OFDM/PAL (evropski).

ODNOS SNAGA	ANALOGNI	DVB-T	8-VSB
$\frac{P_{\max}}{P_{\text{sr}}} (= \frac{\text{Vrsna}}{\text{Srednja}})$	1:0,67	9:1	5:1
	1,74dB	9,5dB	7dB
$\frac{P_{\text{sr(digit.)}}}{P_{\text{sr(ana log.)}}} (= \frac{\text{Srednja (digit.)}}{\text{Srednja (ana log.)}})$	-----	1:10	1:10
		-10dB	-10dB
$\frac{P_{\max(\text{digit.})}}{P_{\max(\text{ana log.})}} (= \frac{\text{Vrsna (digit.)}}{\text{Vrsna (ana log.)}})$	-----	1:2,24	1:4
		-3,5dB	-6dB

**Tabela 7.13.** Odnosi snaga analogne i digitalne TV

Iz tabele 7.13 može se zapaziti nepovoljnost DVB-T, a to je odnos vršne i srednje snage koji je čak 9:1 (=9,5dB), što u tehnološkom smislu zahteva izuzetno visoku linearnost stepena za pojačanje.

Idealizovani uporedni grafički prikaz frekvencijskog spektra PAL kanala (s dvostrukim interkerijer tonskim sistemom) i DVB-T kanala - tzv. DVBT “sendvič”, dat je na slici 7.13.



Slika 7.13. Uporedni pregled nivoa DVB-T i pojedinih komponenti PAL signala

Tesno povezan s definisanjem snage je i **faktor premašenja** (engl. *Crest Factor*) koji se definiše kao logaritamski odnos vršne vrednosti  $V_{pp}$  i efektivne vrednosti  $V_{rms}$  napona [83] (slika 7.14), tj.

$$K_{crest}(dB) = 20 \cdot \log\left(\frac{V_{pp}}{V_{rms}}\right). \quad (7.59)$$

Za teoretska razmatranja mogu se svi nosioci shvatiti kao beli šum (ravan) u vremenskom domenu sa maksimumima i minimumima u isto vreme, tako amplituda snaga svih nosilaca daje teoretski maksimalnu moguću amplitudu. Za 8K mod, broj nosilaca je 6817 a za 2k mod 1705, pa je

$$K_{8Kcrest} = 10 \cdot \log(6817) = 38,3dB.$$

$$K_{2Kcrest} = 10 \cdot \log(1705) = 32,3dB.$$

Teoretski, odnos je definisan ukupnim brojem OFDM nosilaca (N),

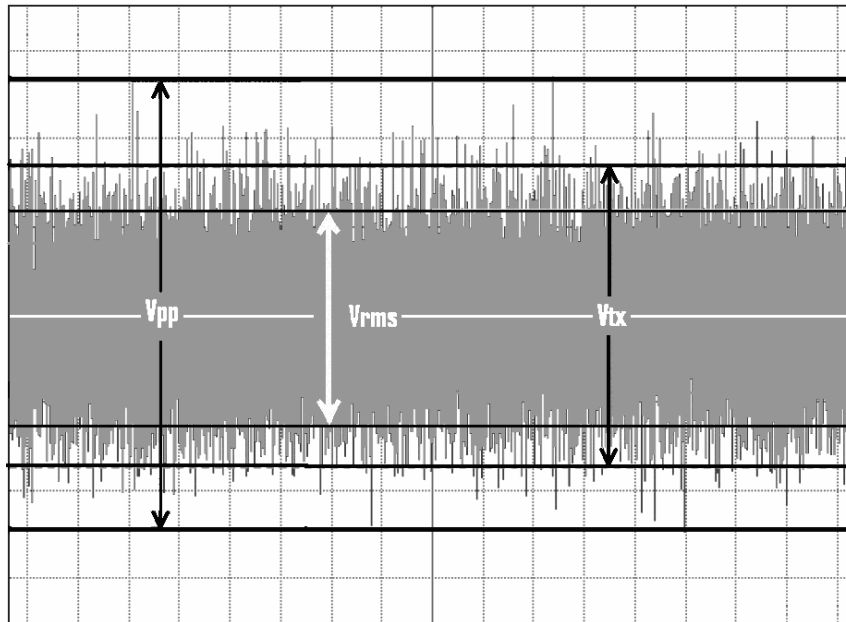
$$\frac{P_{max}}{P_{sr}}(dB) = 10 \cdot \log\left(\frac{N}{4}\right). \quad (7.60)$$

Očigledno je da za 2K i 8K mod ovaj odnos nije isti, jer je različit broj nosilaca,

$$\left.\frac{P_{max}}{P_{sr}}\right|_{2K} [dB] = 10 \cdot \log\left(\frac{1705}{4}\right) = 26,3dB.$$

$$\left. \frac{P_{\max}}{P_{\text{sr}}} \right|_{8\text{K}} [\text{dB}] = 10 \cdot \log\left(\frac{6817}{4}\right) = 32,3\text{dB}.$$

U praksi su navedene vrednosti daleko niže, tako da je verovatnoća prevazilaženja vrednosti odnosa maksimalne i vršne snage od 12dB svega 0,01 %. Pri ovoj vrednosti, izlazni pojačavači i dalje su na granici zasićenja, tako da se maksimalni dozvoljeni nivoi moraju ograničiti. Merenjima je ustanovljeno da se limitiranjem na nivo odnosa maksimalne i vršne snage od 10dB, degradira odnos C/N za svega 0,2dB uz prihvatljiva intermodulaciona harmonijska izobličenja izvan opsega kanala, tokom svega 0,1% vremena. Normirana je vrednost od 9,5dB (=9:1).

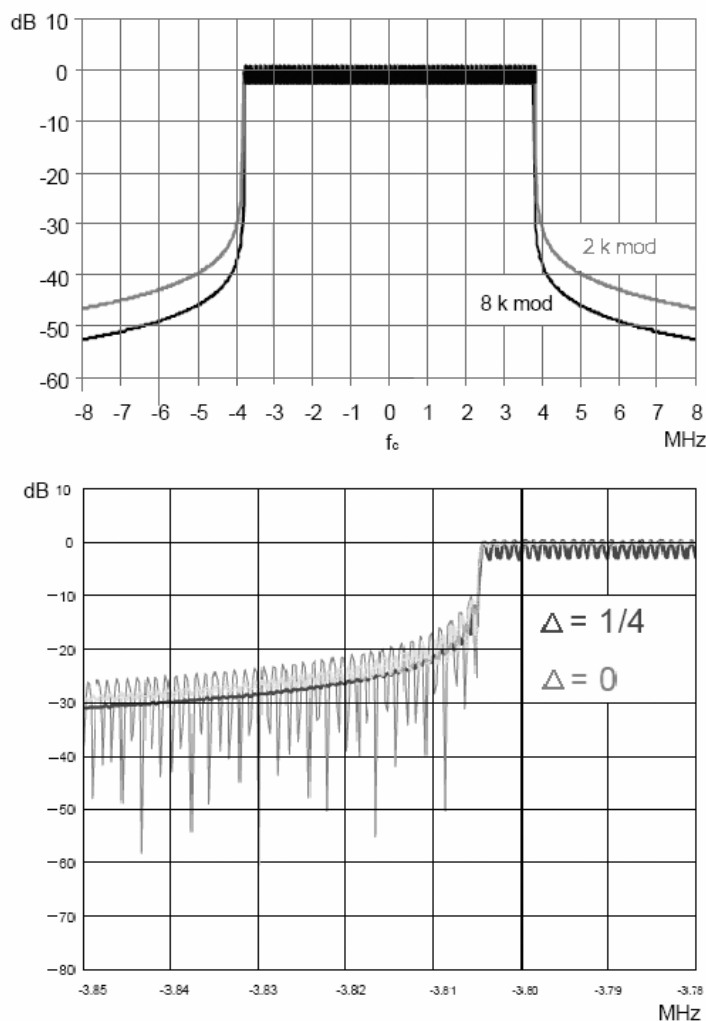


Slika 7.14. Definisavanje *Crest* faktora

Frekvencijska karakteristika (spektralna maska) na predajnoj (gore) i na prijemnoj strani (dole) u odnosu na udaljenje od centralne frekvencije kanala ( $f_c$ ) prikazana je na slici 7.15. Odstupanje nivoa u propusnom opsegu na predajnoj strani je oko 3dB, dok je izvan opsega oštar pad, s tom razlikom što je za 8K strmiji za oko 10dB budući da je razmak između OFDM nosilaca manji.

Kakav je uticaj zaštitnog (vremenskog – *Guard*) intervala na promenu nivoa OFDM nosilaca unutar i izvan propusnog opsega? Ukoliko je zaštitni interval najkraći mogući  $\Delta = 0$  (tj. nema ga, ne postoji), tada je propusna kriva unutar kanala idealno ravna – odstupanje nivoa između dva susedna OFDM nosioca jednako je nuli, ali izvan TV kanala odstupanja su vrlo velika (+5/-50dB). Povećanjem trajanja zaštitnog intervala, frekvencijska karakteristika unutar propusnog kanala postaje neravnija, ali izvan kanala odstupanja su manja, tako da je za najduži zaštitni interval  $\Delta = 1/4$  promena nivoa u propusnom opsegu oko  $\pm 3\text{dB}$ . Izvan propusnog opsega, situacija je obrnuta, tj. odstupanje nivoa je manje pri dužim zaštitnim intervalima. Razlog ovome je što je uslov ortogonalnosti u potpunosti ispunjen samo za  $\Delta = 0$  dok je u ostalim slučajevima blizak i to utoliko manje ukoliko je  $\Delta$  veće, ali ne i ispunjen. Ovo je prikazano u tabeli 7.14.





Slika 7.15 Uticaj zaštitnog intervala

ZAŠTITNI INTERVAL	ODSTUPANJE PRIJEMNOG NIVOA	
	UNUTAR KANALA	IZVAN KANALA
$\Delta = 0$	min (=0)	max
$\Delta \uparrow$ (raste)	$\uparrow$ (raste)	$\downarrow$ (pada)
$\Delta \downarrow$ (pada)	$\downarrow$ (pada)	$\uparrow$ (raste)

Tabela 7.15. Odstupanje nivoa spektralnih komponenti unutar i izvan kanala

### 7.11. Statistički dobitak SFN mreže

Za određivanje statističkog dobitka SFN mreže (*Statistical Network Gain*), razmotrimo slučaj u kojem relativno malu oblast pokriva  $n$  korisnih signala. Prijem će biti zadovoljavajućeg kvaliteta ukoliko signali prevazilaze zadati nivo s verovatnoćom  $p_1, p_2, \dots, p_n$  gde je svaka od verovatnoća  $p_i \leq 1$  ( $i = 1, 2, \dots, N$ ). Pretpostavka je da između njih ne postoji korelacioni odnos. Neka su nivoi prevaziđenosti po lokacijama  $L_1, L_2, \dots, L_n$  i neka su iste standardne devijacije  $\sigma = 5,5\text{dB}$  za prijem digitalnog signala.

Usvajajući da najjači signal uvećava referentni nivo  $L_1$  na  $p_1$  lokacija,  $L_2$  na  $p_2$  i tako redom do  $L_n$  na  $p_n$  lokacija, tada će referentni nivo biti prevaziđen od strane bar jednog signala na

$$P = 1 - (1 - p_1) \cdot (1 - p_2) \cdot \dots \cdot (1 - p_n), \quad (7.61)$$

lokacija. Proizvod razlike distribucionih faktora  $\zeta$  za date verovatnoće u odnosu na najjači signal i standardne devijacije  $\sigma = 5,5\text{dB}$  daje statistički podatak o dobitku mreže  $G_{\text{sfn}}$ . Distribucionni faktor  $\zeta$  se uvek "vezuje" uz lokalizacioni korekcionni faktor  $C_f$  (7.62),

$$C_f = \sigma \cdot \zeta, \quad (7.62)$$

gde su

$C_f$  (dB)      lokalizacioni korekcionni faktor ,  
 $\sigma$               standardna devijacija i iznosi  $\sigma = 5,5\text{dB}$  za prijem digitalnog signala,  
 $\zeta$                 distribucionni faktor jednak:

$$\zeta = 0,00_{50\%L},$$

$$\zeta = 0,52_{70\%L},$$

$$\zeta = 1,28_{90\%L},$$

$$\zeta = 1,64_{95\%L} \text{ i},$$

$$\zeta = 2,33_{99\%L}.$$

$$G_{\text{sfn}} [\text{dB}] = \sigma [\text{dB}] \cdot (\zeta_{\text{max}} - \zeta_P), \quad (7.63)$$

$\zeta_{\text{max}}$       najveća vrednost distribucionog faktora,

$\zeta_P$         izračunata vrednost distribucionog faktora za datu verovatnoću,

### Primer 7.1.

Posmatrajmo dva signala verovatnoća 90% na osnovu 7.61 je,

$$P = 1 - (1 - 0.9) \cdot (1 - 0.9) = 0.99 \equiv 99\%L.$$

Kako je za  $P = 99\%L$  distribucionni faktor  $\zeta = 2,33_{99\%L}$ ,

a za  $P = 90\%L$  je  $\zeta = 1,28_{90\%L}$  i standardna devijacija  $\sigma = 5,5\text{dB}$ ,

to je dobitak  $G_{\text{sfn}} = 5,5 \cdot (2,33_{99\%} - 1,28_{90\%}) \cong 5,77\text{dB}$ .

### Primer 7.2.

Neka su tri signala u pritanju s verovatnoćama 70%L (najjači), 66,66%L i 50%L.

Tada je,

$$P = 1 - (1 - 0,7) \cdot (1 - 0,666) \cdot (1 - 0,5) = 0,95 \equiv 95\%L.$$

Kako je za 70%L distribucionni faktor jednak  $\zeta = 0,52_{70\%L}$ ,

a za  $P = 95\%L$  distribucionni faktor  $\zeta = 1,64_{95\%L}$ ,

i standardna devijacija  $\sigma = 5,5\text{dB}$  to je dobitak,

$$G_{\text{sfn}} = 5,5 \cdot (1,64_{05\%L} - 0,52_{70\%L}) = 6,16\text{dB}.$$

Veličina servisne zone u kojoj je polje prevaziđeno na 95% lokacija smatra se dobrom za stacionarni prijem, a prihvatljivom za 70% lokacija.

## 8. UPOTREBLJIVI BITSKI PROTOK

Koliki će iznositi upotrebljivi bitski protok (*usefull bit-tate, usable bit-rate, net data rate, payload data rate*) protok  $C_k$  (Mb/s), zavisice od sledećih faktora [12], [13], [14], [22]:

- kodnog količnika, koji može imati jednu od vrednosti:

$$k = 1/2, 2/3, 3/4, 5/6 \text{ ili } 7/8$$

- trajanja zaštitnog intervala ( $T_\Delta$ ) odnosno, vremenskog odnosa,

$$\Delta = 1/4, 1/8, 1/16, 1/32$$

- broja bita po jednom (C)OFDM simbolu ( $v = 2,4,6$ ) ili što je analogno, tipa modulacione šeme (QPSK, 16-QAM, 64-QAM).

Upotebljivi protok je,

$$C_k = \frac{188}{204} \cdot B_{\text{norm}} \cdot \frac{T_U}{T_S} \cdot v \cdot k, \quad (8.1)$$

gde je,

188/204 *Reed-Solomon-ov* kodni količnik

$B_{\text{norm}}$  normirani (maksimalni) bitski protok [Mbit/s] zavisno od nominalne širine kanala iznosi:

$$6,75 \text{ Mb/s}_{(8\text{MHz})},$$

$$5,90625 \text{ Mb/s}_{(7\text{MHz})},$$

$$5,06250 \text{ Mb/s}_{(6\text{MHz})},$$

$$4,21875 \text{ Mb/s}_{(5\text{MHz})}$$

odnosno, kako je,

$$B_{\text{norm}} [\text{Mbit/s}] = \frac{B_W [\text{MHz}]}{1 + \alpha}, \quad (8.2)$$

to za *roll-off* parametar  $\alpha = 0,185$  sledi,

$$6,75 \text{ Mb/s} = \frac{8 \text{ MHz}}{1 + 0,185},$$

$$5,90625 \text{ Mb/s} = \frac{7 \text{ MHz}}{1 + 0,185} = \frac{7}{8} \cdot 6,75,$$

$$5,0625 \text{ Mb/s} = \frac{6 \text{ MHz}}{1 + 0,185} = \frac{6}{8} \cdot 6,75,$$

$$4,21875 \text{ Mb/s} = \frac{5 \text{ MHz}}{1 + 0,185} = \frac{5}{8} \cdot 6,75. \quad (8.3)$$

$B_W$	Nominalna sirina TV kanala (8, 7, 6 ili 5MHz),
$0,185 = \alpha$	<i>Roll-off faktor</i> za DVB-T ,
$k$	kodni količnik (1/2, 2/3, 3/4, 5/6 ili 7/8),
$T_U / T_S$	4/5, 8/9, 16/17 ili 32/33) zavisno od vremenskog odnosa ( $\Delta = 1/4, 1/8, 1/16$ ili $1/32$ ),
$v$	broj bita po jednom simbolu , ( $v_{QPSK} = 2$ , $v_{16QAM} = 4$ i $v_{64QAM} = 6$ ),
$T_U$	trajanje upotrebljivog intervala,
$T_S$	trajanje simbola ( $T_S = T_\Delta + T_U$ ),
$T_\Delta$	trajanje zaštitnog intervala.

Za različite kodne količnike različit je upotrebljivi bitski protok. Niži kodni količnik (pri čemu će se  $k = 7/8$  smatrati najnižim jer je najmanji stepen zaštite a  $k = 1/2$  najvišim), zahteva viši bitski protok. Isto tako, kraće vreme trajanja zaštitnog intervala,  $T_\Delta$ , dovodi do potrebe za korišćenjem viših bitskih protoka. Na taj način, najviša vrednost upotrebljivog bitskog protoka biće pri izboru najmanjeg vremenskog zaštitnog odnosa, tj. pri  $\Delta = 1/32$ .

Izraz 8.1 se može napisati i u drugom (8.4) obliku:

$$C_k = \frac{N_{\text{activ}}}{T_U + \Delta \cdot T_U} \cdot v \cdot k \cdot \frac{188}{204}, \quad (8.4)$$

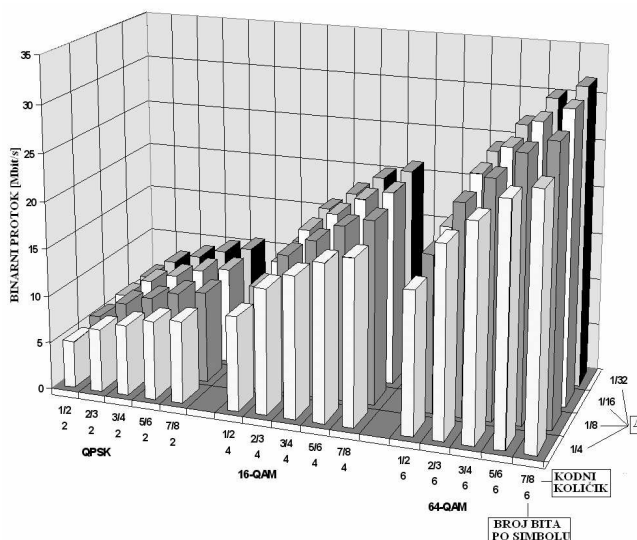
gde je  $N_{\text{activ}}$  – broj aktivnih (*payload*) OFDM nosilaca (=1512<sub>(2K)</sub> ili 6048<sub>(8K)</sub>) a ostale oznake su iste kao u (8.1). Na primer, u TV kanalu nominalne sirine 8MHz, trajanju upotrebljivog dela simbola za 2K mod rada  $T_U = 224\mu s$ , pri modulacionoj šemi 64-QAM, kodnom količniku  $FEC = 2/3$  i vremenski (zaštitni) odnos  $\Delta = 1/32$ , sledi  $C_k = 24,128\text{Mb/s}$ .

Prema tome, viši nivo (kvaliteta) modulacione šeme, pri čemu je QPSK najniži, 16-QAM viši a 64-QAM najviši, dovešće do potrebe za višim upotrebljivim bitskim protokom.

Pri istom kodnom količniku ( $k$ ) i vremenskom odnosu ( $\Delta$ ) odnosno trajanju zaštitnog intervala  $T_\Delta$ , upotrebljivi bitski protoci stajaće u odnosu broja bita po jednom OFDM simbolu:

$$C_{kQPSK} : C_{k16QAM} : C_{k64QAM} = 2 : 4 : 6 = 1 : 2 : 3. \quad (8.5)$$

U tabeli 8.1 prikazani su rezultati proračuna upotrebljivih bitskih protoka za sve tipove modulacionih šema, kodnih količnika i zaštitnih intervala u UHF kanalu širine 8 MHz, a na slici 8.1. data je trodimenzionalna predstava podataka iz tabele 8.1 za nehijerarhijski način rada.



Slika 8.1. Prostorni prikaz upotrebljivih bitskih protoka

MODULACIONA ŠEMA	ITU MOD	KODNI KOLIČNIK	VARIJANTA SISTEMA (CEPT MOD)	BITSKI PROTOK [Mbit/s]			
				1/4	1/8	1/16	1/32
				QPSK	1/2	A1	4,98
		2/3	A2	6,64	7,37	7,81	8,04
		3/4	A3	7,46	8,29	8,78	9,05
		5/6	A5	8,29	9,22	9,76	10,05
		7/8	A7	8,71	9,68	10,25	10,56
16QAM	ITU-M1	1/2	B1	9,95	11,06	11,71	12,06
		2/3	B2	13,27	14,75	15,61	16,09
		3/4	<b>B3</b>	<b>14,93</b>	<b>16,59</b>	<b>17,56</b>	<b>18,10</b>
		5/6	<b>B5</b>	16,59	8,43	19,52	20,11
		7/8	<b>B7</b>	17,42	19,35	20,49	21,11
64QAM	ITU-M2	1/2	<b>C1</b>	<b>14,93</b>	<b>16,59</b>	<b>17,56</b>	<b>18,10</b>
	ITU-M3	2/3	<b>C2</b>	19,91	22,12	23,42	24,13
		3/4	<b>C3</b>	22,39	24,88	26,35	27,14
		5/6	<b>C5</b>	24,88	27,65	29,27	30,16
		7/8	<b>C7</b>	26,13	29,03	30,74	31,67

Tabela 8.1 Informacioni bitski protok za TV kanal nominalne širine 8MHz

Upoređujući rezultate iz tabele 8.1, zaključuje se da će se povećanjem upotrebljivog bitskog protoka smanjiti otpornost na grešku (što odgovara višim kodnim količnicima). Najniža vrednost upotrebljivog bitskog protoka za UHF kanal nominalne širine 8MHz (4,98Mb/s) biće potrebna pri izboru QPSK modulacione šeme, kodnom količniku  $k = 1/2$  i zaštitnom vremenskom odnosu  $\Delta = 1/4$ . S druge strane, najviši upotrebljivi bitski protok (31,67Mb/s) je u slučaju primene modulacione šeme 64-QAM, pri najkraćem trajanju zaštitnog vremenskog (delta) odnosa ( $\Delta = 1/32$ ) i kodnom količniku ( $k = 7/8$ ).

Upotrebljivi bitski protoci za druge širine TV kanala su niži, i iznose - za TV kanal 7MHz 7/8 protoka koji postoji u kanalu nominalne širine 8MHz, odnosno, 3/4 (= 6/8) za kanal 6MHz i 5/8 za kanal 5MHz, ili (8.6),

$$\begin{aligned}
 C_{k(5\text{MHz})} &= \frac{5}{8} C_{k(8\text{MHz})} \\
 C_{k(6\text{MHz})} &= \frac{6}{8} C_{k(8\text{MHz})} \\
 C_{k(7\text{MHz})} &= \frac{7}{8} C_{k(8\text{MHz})}
 \end{aligned}
 \tag{8.6}$$

Ovde imamo jednu interesantnu situaciju. Iz tabele 8.1, odnosno slike 7.7, vidi se da je upotrebljivi bitski protok pri istoj vrednosti vremenskog (delta) zaštitnog odnosa ( $\Delta$ ), potpuno isti za modulacionu šemu 64-QAM s kodnim količnikom  $k = 1/2$ , i modulacionu šemu 16-QAM s  $k = 3/4$ . Obe situacije prikazane su na slici 7.7 i tabeli 8.1, i posebno su naglašene. Na prvi pogled potpuno je svejedno koja će se modulaciona šema upotrebiti, jer je upotrebljivi bitski protok u oba slučaja isti.

Suštinska razlika je da kodni količnik  $k = 1/2$  ima veći stepen zaštite od  $k = 3/4$ , te će se koristiti tamo gde je u prijemnim sredinama nivo smetnji veći. Svakako da će 64-QAM biti poželjnija od 16-QAM zbog kvalitetnijeg signala (jer je modulaciona šema viša), što uzrokuje potrebu za većim brojem bita ( $v$ ) po simbolu. Dakle, zavisno od upotrebljivog bitskog protoka, i imunosti sredine na smetnje, moguće je prenositi sliku različitog kvaliteta, odnosno, rezolucije s istim bitskim protokom.

Pored (ranije) definisanog normiranog bitskog protoka:

$$B_{\text{norm}} [\text{Mbit/s}] = \frac{B_{\text{w}} [\text{MHz}]}{1 + \alpha}, \tag{8.1}$$

definišimo i sledeće [35]:

**Bruto bitski protok,**

$$B_{\text{bruto}} = v \cdot B_{\text{norm}}. \tag{8.7}$$

pri čemu je

$$v = 2_{(\text{QPSK})} \quad v = 4_{(16\text{-QAM})} \quad v = 6_{(64\text{-QAM})}$$

**Bruto spektralna iskoristivost je,**

$$\eta_{\text{S}} = \frac{B_{\text{norm}}}{B_{\text{W}}}. \tag{8.8}$$

**Upotrebljivi bitski protok** koju Nyquist-ov filter može da podrži definisan je R-S i FEC kodovanjem, odnosno,

$$B_{\text{U}} = B_{\text{bruto}} \cdot \frac{188}{204} \cdot k, \tag{8.9}$$

gde je  $k$  – kodni količnik, a 188/204 R-S kod.

**Neto spektralna iskoristivost,**

$$\eta_{\text{neto}} = \frac{B_U}{B_W} \cdot \quad (8.10)$$

Polazeći od izraza (7.40) za simbolsku brzinu,

$$B_{\text{norm}} = \frac{1}{T_S} = \frac{1}{T_u + T_{\Delta}}, \quad (7.39)$$

bruto bitski protok može se definisati na način

$$C_{\text{gross}} = B_{\text{norm}} \cdot N_{\text{activ}} \cdot v \quad (8.11)$$

gde je

$N_{\text{activ}}$  – broj aktivnih (*payload*) OFDM nosilaca (= 1512<sub>(2K)</sub> ili 6048<sub>(8K)</sub>)

$v$  broj bita po jednom simbolu

( $v_{\text{QPSK}} = 2$ ,  $v_{16\text{QAM}} = 4$  i  $v_{64\text{QAM}} = 6$ )

On je isti za bilo koji mod (2K, 4K, 8K), a rezultati proračuna dati su u tabeli 8.2.

MODULACIONA ŠEMA	MHz	BITSKI PROTOK			
		[Mbit/s]			
		1/4	1/8	1/16	1/32
QPSK	8	10,8	12,0	12,706	13,091
	7	9,45	10,5	11,118	11,455
	6	8,1	9,0	9,53	9,818
	5	6,75	7,5	7,94	8,18
16QAM	8	21,6	24,0	25,412	26,182
	7	18,9	21,0	22,236	22,91
	6	16,2	18,0	19,06	19,636
	5	13,5	15,0	15,88	16,36
64QAM	8	32,4	36,0	38,118	39,273
	7	28,35	31,5	33,354	34,365
	6	24,3	27,0	28,59	29,454
	5	20,25	22,5	23,82	24,545

**Tabela 8.2** Bruto bitski protok za TV kanale nominalne širine 5-8MHz

**Primer 8.1.**

Odredimo bitske protoke [11], za modulacionu šemu 64-QAM koja se koristi za emitovanje programa u UHF području s kodnim količnikom  $k=7/8$  (nominalna širina TV kanala 8MHz).

Za DVB-T *roll-off* faktor iznosi  $\alpha = 0,185$ . Na osnovu izraza 8.2 sledi,

Normirani bitski protok:

$$B_{\text{norm}} = \frac{8}{1 + 0,185} = 6,75\text{Mb/s}.$$

Iz izraza 8.7-8.10 imamo da je spektralna iskoristivost

$$\eta_S = \frac{B_{\text{norm}}}{B_W} = \frac{6,75}{8} = 0,844 \text{ b/s/Hz} ,$$

gde je za 64-QAM  $v = 6 \text{ bit/simbol}$  to je bruto bitski protok,

$$B_{\text{bruto}} = v \cdot B_{\text{norm}} = 6 \cdot 6,75 = 40,5 \text{ Mb/s} ,$$

pa je bruto spektralna iskoristivost,

$$\eta_{\text{bruto}} = \frac{B_{\text{bruto}}}{B_W} = \frac{40,5}{8} = 5,06 \text{ b/s/Hz} .$$

Upotrebljivi (neto) bitski protok koju *Nyquist*-ov filter može da podrži definisan je R-S i FEC kodovanjem, odnosno,

$$B_U = B_{\text{bruto}} \cdot \frac{188}{204} \cdot k ,$$

gde je  $k$  – kodni količnik, a  $188/204$  R-S kod. Na taj način, za  $k = 7/8$  biće,

$$B_U = 40,5 \cdot \frac{188}{204} \cdot \frac{7}{8} = 32,6 \text{ Mb/s} ,$$

pa je neto spektralna iskoristivost,

$$\eta_{\text{neto}} = \frac{B_U}{B_W} = \frac{32,6}{8} = 4,075 \text{ b/s/Hz}$$

Za hijerarhijske tipove modulacije, upotrebljivi bitski protok dat je u tabeli 8.3, zavisno od modulacionih parametara. Ukupan (*overall*) upotrebljivi bitski protok u hijerarhijskom radu jednak je zbiru odgovarajućih protoka za niz višeg (QPSK) prioriteta (HP) i nižeg (16-QAM ili 64-QAM) prioriteta (LP).



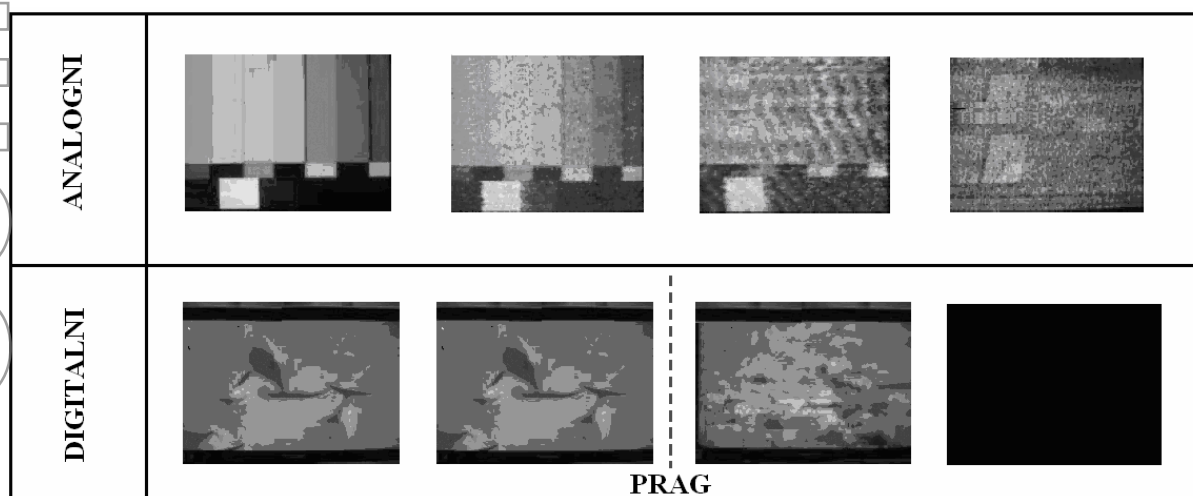
MODULACIONA ŠEMA	KODNI KOLIČNIK	DELTA KOLIČNIK			
		1/4	1/8	1/16	1/32
	(k)	BITSKI PROTOK [Mbit/s]			
QPSK  + neuniformna 16-QAM $\alpha = 2$	1/2	4,98	5,53	5,85	6,03
	2/3	6,64	7,37	7,81	8,04
	3/4	7,46	8,29	8,78	9,05
	1/2	4,98	5,53	5,85	6,03
	2/3	6,64	7,37	7,81	8,04
	3/4	7,46	8,29	8,78	9,05
	5/6	8,29	9,22	9,76	10,05
	7/8	8,71	9,68	10,25	10,56
QPSK  + neuniformna 16-QAM $\alpha = 4$	1/2	4,98	5,53	5,85	6,03
	2/3	6,64	7,37	7,81	8,04
	3/4	7,46	8,29	8,78	9,05
	1/2	4,98	5,53	5,85	6,03
	2/3	6,64	7,37	7,81	8,04
	3/4	7,46	8,29	8,78	9,05
	5/6	8,29	9,22	9,76	10,05
	7/8	8,71	9,68	10,25	10,56
QPSK  + uniformna 64-QAM $\alpha = 1$	1/2	4,98	5,53	5,85	6,03
	2/3	6,64	7,37	7,81	8,04
	3/4	7,46	8,29	8,78	9,05
	1/2	9,95	11,06	11,71	12,06
	2/3	13,27	14,75	15,61	16,09
	3/4	14,93	16,59	17,56	18,10
	5/6	16,59	18,43	19,52	20,11
	7/8	17,42	19,35	20,49	21,11
QPSK  + neuniformna 64-QAM $\alpha = 2$	1/2	4,98	5,53	5,85	6,03
	2/3	6,64	7,37	7,81	8,04
	3/4	7,46	8,29	8,78	9,05
	1/2	9,95	11,06	11,71	12,06
	2/3	13,27	14,75	15,61	16,09
	3/4	14,93	16,59	17,56	18,10
	5/6	16,59	18,43	19,52	20,11
	7/8	17,42	19,35	20,49	21,11

**Tabela 8.3.** Informacioni protok za UHF kanal 8MHz

Confidential

## 9. IZOBLIČENJA I GREŠKE NA PRIJEMU U KONSTELACIONOM DIJAGRAMU

Poznato je da delovanjem interferencije na prijemni signal, dolazi do degradacije kvaliteta prijema, zavisno od odnosa signala i smetnje [83]. Na slici 9.1 ilustrovan je slučaj uticaja smetnje na analogni (gore) i digitalni (dole) signal. Povećanjem nivoa smetnji (s leva na desno) vidi se da kvalitet prijemnog analognog signala postepeno opada, dok je u slučaju digitalnog signala kvalitet konstantan do određenog nivoa (praga) nakon kojeg dolazi do bitne degradacije slike i totalnog gubljenja ili zamrzavanja zadnjeg kadra (zavisno od izabrane opcije na DVB-T prijemniku).



KVALITET SLIKE, NIVO POLJA I ODNOS C/N

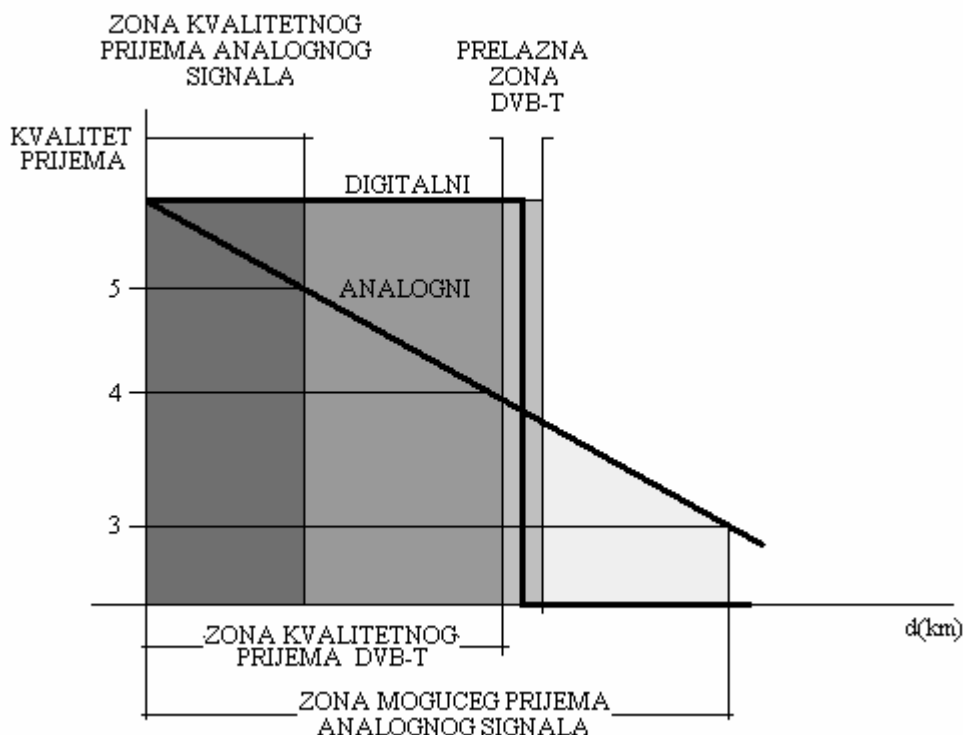
← VIŠI NIŽI →

**Slika 9.1.** Uticaj smetnje na prijem analognog i digitalnog signala

Kvalitet prijema može se analirati i na drugi način, slika 9.2.

Dok kvalitet analognog signala postepeno opada s udaljenjem (ocene 5, 4, 3, ..), dotle je kvalitet digitalnog konstantan (ocena 5), do određenog rastojanja. U prelaznoj oblasti moguć je prijem DVB-T ali krajnje je nesiguran, i lako može doći do naglog i potpunog gubitka signala. Zona odličnog prijema analognog signala je znatno manja od zone kvalitetnog prijema DVB-T, ali s druge strane, zona mogućeg prijema (ocena 3) analognog signala je veća od zone kvalitetnog prijema (praktično i mogućeg) DVB-T.

U daljem tekstu, obradiće se nekoliko tipičnih grešaka i način definisanja istih [ETSI TR 101 290].



**Slika 9.2.** Prijem analognog i digitalnog signala

## 9.1. Bitska i modulaciona greška (BER/MER)

U realnim uslovima prijema konstelacione tačke pod dejstvom šuma ne zauzimaju isti položaj, nego dolazi do pomeranja u odnosu na referentni položaj. Na taj način, imamo „oblak“ konstelacionih tačaka, slika 9.3 – gornja polovina [83]. S toga, dekodirer nije u mogućnosti da ispravno dekoduje konstelacionu tačku čime dolazi do pogrešnog prijema. Ukupan broj pogrešno primljenih bita (BER - *Bit Error Rate*) nakon Viterbi-jevog dekodera ne sme preći vrednost od  $2 \cdot 10^{-4}$  bita.

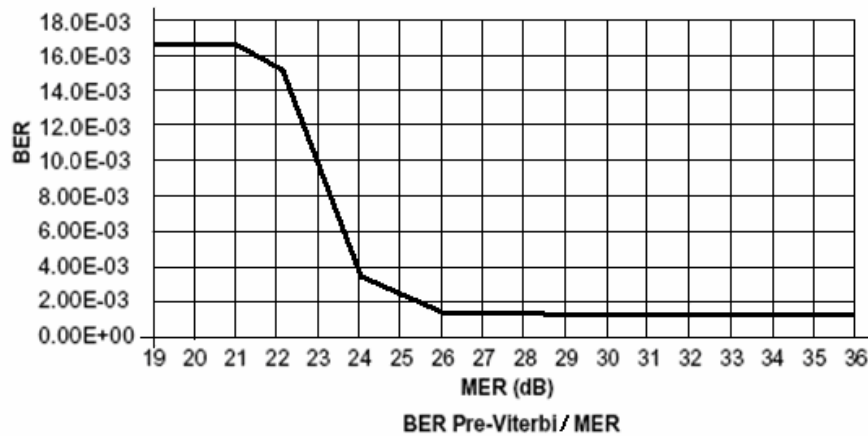
Svaka tačka u idealnom konstelacionom dijagramu određena je parom  $(I_j, Q_j)$ . U odnosu na idealni položaj koje zauzimaju konstelacione tačke dijagrama, usled delovanja interferenci može doći do pomeraja vektora za iznos  $\delta I_j$  i  $\delta Q_j$ , tako da su koordinate konstelacione tačke, umesto  $(I_j, Q_j)$  sada  $(I_j + \delta I_j, Q_j + \delta Q_j)$ .

U skladu s odstupanjem (ofsetom konstelacione tačke) definiše se modulaciona greška kao,

$$\text{MER(dB)} = 10 \cdot \log \left[ \frac{\sum_{j=1}^N (I_j^2 + Q_j^2)}{\sum_{j=1}^N (\delta I_j^2 + \delta Q_j^2)} \right]. \quad (9.1)$$

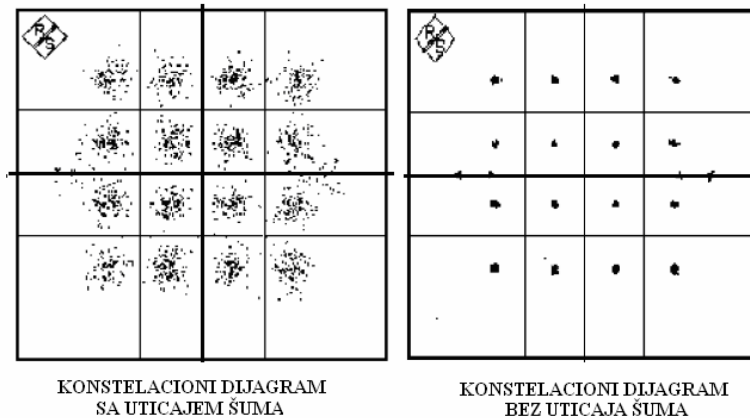
Iz izraza (9.1) sledi da što su pomeraji  $\delta I_j$  i  $\delta Q_j$  manji, to je količnik suma veći, pa je i MER veći, što se želi. Prijem se smatra dobrim ukoliko je MER (meren pre *Viterbi*-jevog dekodera) veći od 35 dB.

Metod za određivanje sistemske margine opisan je u ETSI tehničkom izveštaju TR101290 (poznatiji kao ETR290). Merenje modulacione greške (MER – *Modulation Error Ratio*) na prijemu predviđeno je kao mera za opštu analizu kvaliteta (ili degradacije) DVB-T signala. Jasno je da pri pojavi paketa s greškom MER manji, odnosno BER veći. Pre *Viterbi*-jevog dekodera pri najnižim vrednostima BER-a je MER=35dB – slika 9.3. Smanjenjem MER-a do vrednosti od oko 26dB, BER ostaje konstantan.



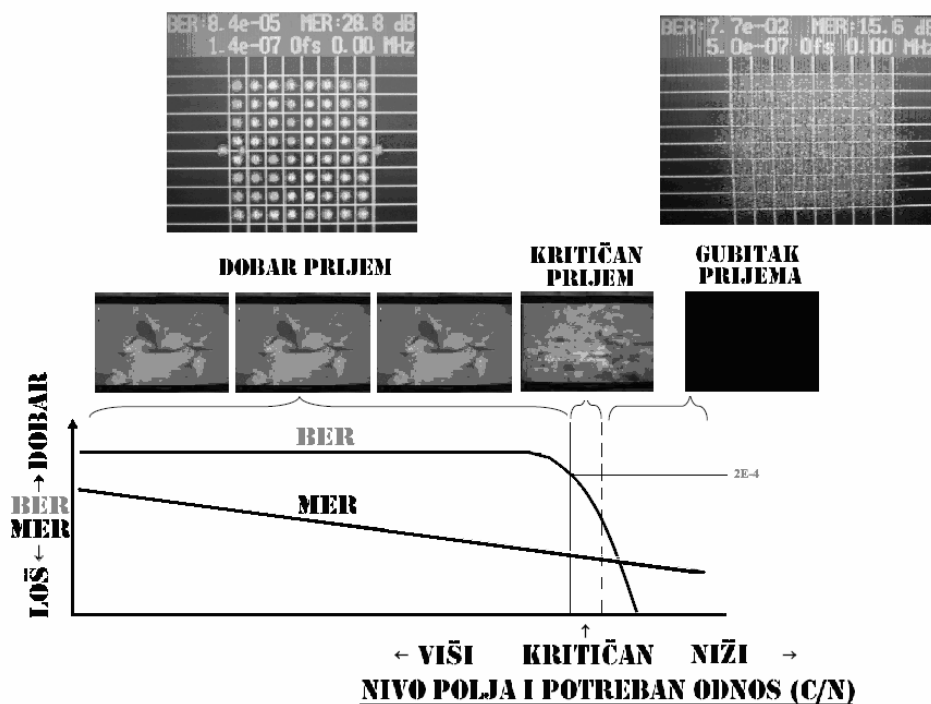
**Slika 9.3.** Uticaj nivoa prijemnog polja na MER i BER

Međutim, počev od tačke za koje je MER=24dB (slika 9.3.), promenom MER-a za svega „par decibela“ [dB], BER naglo raste čime dolazi do drastičnog porastabroja grešaka u prijemu – slika 9.4.



**Slika 9.4.** Prijem digitalnog signala

Zavisno od nivoa prijemnog polja, MER i BER mogu biti viši i niži (slika 9.5). Merenja ovog tipa za  $BER < 10^{-3}$  se ne vrše.



Slika 9.5. Uticaj nivoa polja na MER i BER

## 9.2. Ciljna greška

Ciljna greška vektora (TEV – Target Error Vectors) predstavlja iznos pomeraja skupa tačaka (oblaka) vektora od njegove centralne (idealne) pozicije [83].

U skladu sa slikom 9.6, je

$$TEV = \bar{d}_i = (\delta\bar{I}_i, \delta\bar{Q}_i), \quad (9.2)$$

što predstavlja srednji položaj pomeraja. Poznavajući amplitudu vektora  $M$  konstelacione tačke, za svako  $j = 1, 2, \dots, N_s$  je,

$$\delta\bar{I}_i = \frac{1}{N_s} \cdot \sum_{j=1}^{N_s} \delta I_j, \quad (9.3)$$

$$i \quad \delta\bar{Q}_i = \frac{1}{N_s} \cdot \sum_{j=1}^{N_s} \delta Q_j. \quad (9.4)$$

Na taj način, mogu se definisati:

srednja vrednost standardne devijacije, normalizovana na  $S_{\text{rms}}$ ,

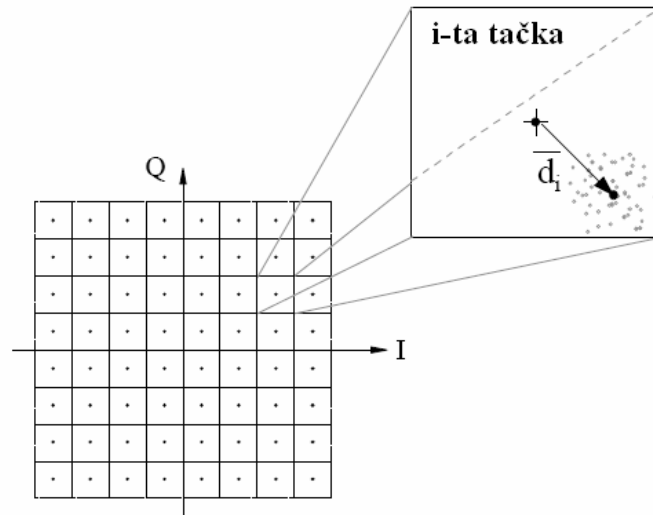
$$S_{\text{rms}} = \sqrt{\frac{1}{N} \cdot \sum_{j=1}^N (I_j^2 + Q_j^2)}, \quad (9.5)$$

kao i srednja vrednost ciljne greške STEM (*System Target Error Mean*),

$$\text{STEM} = \frac{1}{M \cdot S_{\text{rms}}} \cdot \sum_{i=1}^M |\bar{d}_i|, \quad (9.6)$$

odnosno, vrednost devijacije ciljne greške STED (*System Target Error Deviation*),

$$\text{STED} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^M |\bar{d}_i|}{M \cdot S_{\text{rms}}^2}}. \quad (9.7)$$



Slika 9.6. Definisavanje ciljne greške (TEV)

### 9.3. Amplitudski razbalans

Ovaj slučaj prikazan je na slici 9.7. Periferne tačke u odnosu na srednju tačku konstelacionog dijagrama koje odgovaraju poziciji vektora, su izdužene, utoliko više što su dalje od centra. Da bi se odredio debalans, zanemaruju se sva druga izobličenja [83] a potom se u skladu s izrazima,

$$v_I = \frac{1}{M} \cdot \sum_{i=1}^M \frac{I_i + (\bar{d}_i)_I}{I_i}, \quad (9.8)$$

$$v_Q = \frac{1}{M} \cdot \sum_{i=1}^M \frac{Q_i + (\bar{d}_i)_Q}{Q_i}, \quad (9.9)$$

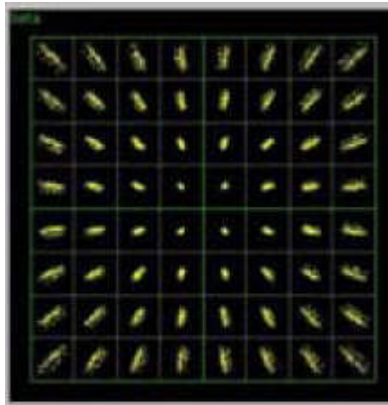
izračunavaju tzv. "dobici" za I i Q, tj.  $v_I$  i  $v_Q$ . Pri tom je,

$$(\bar{d}_i)_I + (\bar{d}_i)_Q = d_i, \quad (9.10)$$

odnosno,

$$(\bar{d}_i)_I = \frac{1}{N} \cdot \sum_{i=1}^N \delta I_i, \quad (9.11)$$

$$(\bar{d}_i)_Q = \frac{1}{N} \cdot \sum_{i=1}^N \delta Q_i. \quad (9.12)$$

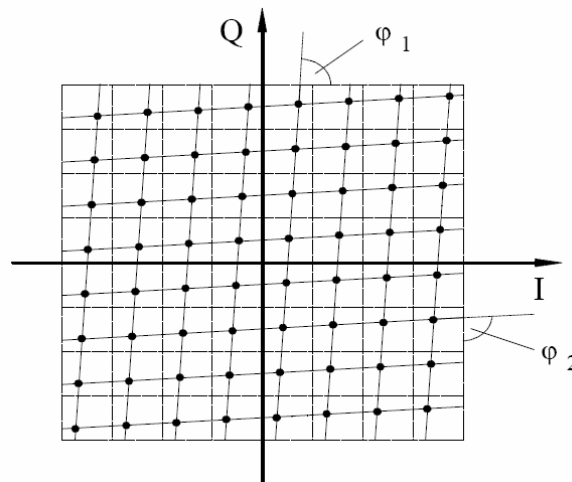


Slika 9.7. Amplitudski debalans - snimak

### 9.4. Kvadratura greška

Kvadratura greška (QE - *Quadrature Error*) definiše se apsolutnom razlikom faznih uglova koji predstavljaju pomeraj I-Q osa prijemnog signala u odnosu na idealan položaj I-Q osa, slika 9.8 [83].

$$QE(^{\circ}) = \frac{180}{\pi} \cdot |\varphi_1 - \varphi_2|. \quad (9.13)$$



Slika 9.8. Kvadratura greška

## 9.5. Podrhtavanje faze

Tipičan oblik ove vrste izobličenja (*PJ – Phase Jitter*), [83] ilustrovan je na slici 9.9. Da bi se moglo definisati izobličenje faze, prvo treba izračunati ugao  $\phi_1$  koji postoji između I-ose konstelacionog dijagrama i vektora prijemnog simbola ( $I_{rcvd}, Q_{rcvd}$ ),

$$\phi_1 = \arctg \frac{Q_{rcvd}}{I_{rcvd}} . \quad (9.14)$$

Zatim se određuje ugao  $\phi_2$  koji postoji između I-ose konstelacionog dijagrama i konstelacionog vektora koji odgovara idealnom simbolu ( $I_{ideal}, Q_{ideal}$ ),

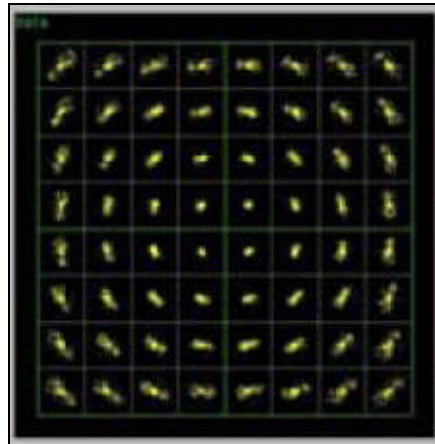
$$\phi_2 = \arctg \frac{Q_{ideal}}{I_{ideal}} . \quad (9.15)$$

Razlika uglova je,

$$\phi_E = |\phi_1 - \phi_2| . \quad (9.16)$$

Ovako N-puta ponovljen postupak, daje fazno izobličenje (podrhtavanje faze)

$$PJ = \sqrt{\frac{1}{N} \cdot \sum_{i=1}^N \phi_{Ei}^2 - \frac{1}{N^2} \cdot \left( \sum_{i=1}^N \phi_{Ei} \right)^2} . \quad (9.17)$$



Slika 9.9. Fazno izobličenje – snimak

Daleko praktičniji način je aproksimacija luka pravom linijom dužine  $d$  (slika 9.10.) u krajnjem ivičnom polju, tako da je aproksimacija paralelna dijagonali tog polja, i primena izraza 9.18.

$$PJ(^{\circ}) = \frac{180^{\circ}}{\pi} \cdot \arcsin \left( \frac{\sigma_{PJ}}{\sqrt{2} \cdot d \cdot (\sqrt{M} - 1)} \right), \quad (9.18)$$



gde je M,

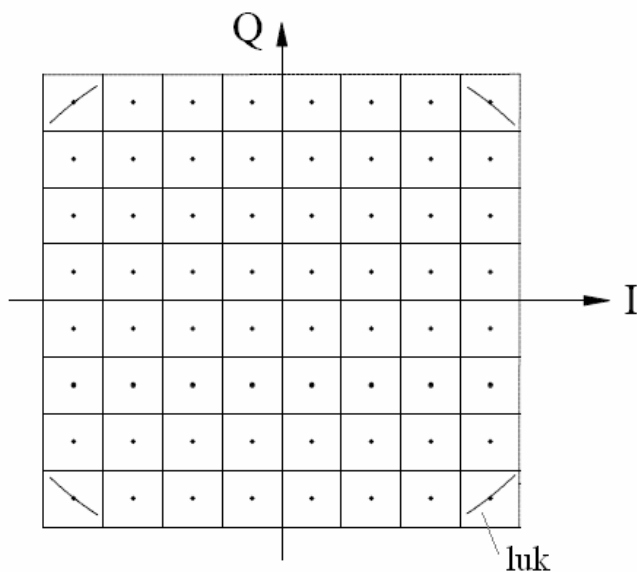
$$M = 2^v$$

tj.  $M = 4_{\text{QPSK}}$ ,  $M = 16_{16\text{-QAM}}$  i  $M = 64_{64\text{-QAM}}$

$v$  – broj bita po simbolu.

$2 \cdot d$  – rastojanje između dve sukcesivne granične linije

$\sigma_{\text{PJ}}$  – standardna devijacija PJ referencirana u odnosu na rastojanje od centra perifernog polja do centra tačke QAM signala.



**Slika 9.10.** Aproximacija *Phase Jittera*-a

## 10. OSTALI TERESTRIČKI EVROPSKI SISTEMI

### 10.1. DVB-T2

DVB-T2 predstavlja novi tehnološki standard (jun 2008) za prijem zemaljske digitalne televizije, koji ima znatno širu lepezu parametara u odnosu na DVB-T. On u sebi obuhvata najnovije tehnike modulacionih i kodnih postupaka, čime se omogućava visoka spektralna iskoristivost za prenos video, audio i servisnih podataka u uslovima stacionarnog, portabl i mobilnog prijema. DVB-T2 nije zamišljen da bude zamena postojećem DVB-T standardu – šta više, to su dva DVB standarda koja će koegzistirati dugi niz godina u primeni kod onih zemalja koje su uveliko otpočele rad u DVB-T tehnici. Razlog nastanka DVB-T2 (kao i svi DVB projekti) je komercijalne prirode. Prvenstveno, to je veći broj TV programa koji se može preneti jednim TV kanalom (izvorne projekcije pokazuju da bi spektralna iskoristivost trebalo biti veća za oko 45%) i robusnost na smetnje.

U odnosu na DVB-T, karakteristike DVB-T2 su proširene - tabela 10.1. (dodatne opcije su osenčene), odnosno [TM 3980 Rev. 5]:

PARAMETAR	DVB-T	DVB-T2
FEC	konvoluciono + RS kodiranje 1/2 2/3 3/4 5/6 7/8	1/2 <b>3/5</b> 2/3 3/4 <b>4/5</b> 5/6
Modulacione šeme	QPSK 16QAM 64QAM	QPSK 16QAM 64QAM <b>256QAM</b>
Zaštitni interval	1/4 1/8 1/16 1/32	1/4 <b>19/256</b> 1/8 <b>19/128</b> 1/16 1/32 <b>1/128</b>
Mod rada (FFT blok)	2K, 8K	<b>1K</b> 2K <b>4K</b> 8K <b>16K</b> <b>32K</b>

**Tabela 10.1.**Osnovne karakteristike DVB-T2

- Zapaža se postojanje dodatnih kodnih količnika 3/5 i 4/5 kojih nema u DVB-T, ali i nepostojanje kodnog količnika 7/8 kojeg ima u DVB-T tehnici (nadomešćuje se drugim metodama povišenja robusnosti prijema). Na ovaj način dobijen je širi raspon izbora emisionih parametara za različite uslove prijema.

- DVB-T2 poseduje tri nova zaštitna (delta) intervala,  $\Delta = 19/256$ ,  $\Delta = 19/128$  i  $\Delta = 1/128$ .

- Upotreba modulacione šeme 256-QAM kojom se omogućava neuporedivo viši kvalitet slike sa 8 bita/odbirku (za 64-QAM je 6 bita/odbirku).

- Mogućnost rada s dodatnim modovima 1K, 4K, 16K i 32K. Generalno, veći broj OFDM nosilaca u višem modu rada, pri čemu su modovi u rastućem nizu,

$$1K < 2K < 4K < 8K < 16K < 32K$$

povećava spektralnu iskoristivost (eficijentnost) čime se omogućava emitovanje više programa unutar jednog TV kanala. Veći broj OFDM nosilaca povećava trajanje zaštitnog intervala, pa je maksimalna separacija između DVB-T predajnika u jednofrekvencijskoj mreži (SFN) veća, a to znači manji broj kanala za pokrivanje iste oblasti. Takođe, s povećanjem broja OFDM nosilaca imunost na impulsne smetnje je viša.

Opcija s širinom kanala 10MHz namenjena je za specijalne aplikacije [TM 3980 Rev. 5] dok nominalna širina kanala od 1,7MHz približno odgovara nominalnoj širini jednog T-DAB VHF bloka ( $7\text{MHz}/4 = 1,75\text{MHz}$ ) kakva se koristi za T-DMB digitalnu TV tehniku.

Osnovne frekvencijske karakteristike za modove rada 1K, 4K, 16K i 32K date su u tabeli 10.2. U odnosu na originalnu verziju [TM 3980 Rev. 5], koja se odnosi za 8MHz, izvršeno je proširenje istih za nominalne širine TV kanala od 7MHz i 6MHz. Za ostale nominalne širine kanala (1,7MHz; 5MHz i 10MHz) preračunavanja su vrlo jednostavna, i to (na primer za TV kanal nominalne širine 5MHz iz podataka za kanal 8MHz):

\* *Trajanje upotrebljivog dela simbola  $T_U$  ( $\mu\text{s}$ ) pomnožiti sa 8/5 (8MHz/5MHz)*

\* *Rastojanje između OFDM nosilaca (Hz) pomnožiti sa 5/8*

\* *Zauzetu širina opsega (MHz) pomnožiti sa 5/8*

Analogno je i u ostalim slučajevima (8/1,7; 1,7/8 ,... odnosno 8/10; 10/8, ...).

Podaci u tabeli 10.2 ispisani podvučenim fontom predstavljaju približne vrednosti. Neke od kombinacija nisu u primeni. Iz tabele 10.2 može se odrediti ukupno trajanje simbola  $T_S$  i zaštitnog intervala  $T_\Delta$ , kao i maksimalna separaciju DVB-T2 predajnika u SFN mreži. Na primer, ako je u UHF kanalu nominalne širine 8MHz odabran mod rada 32K, tada sledi da je  $T_U = 3584\mu\text{s}$ .

Uzimajući da se mreža konfigurise s zaštitnim (delta) odnosom  $\Delta = 1/4$  sledi da je trajanje zaštitnog intervala,

$$T_\Delta = \Delta \cdot T_U . \quad (10.1)$$

$$T_\Delta = \frac{1}{4} \cdot 3584 = 896\mu\text{s} .$$

Trajanje simbola je,

$$T_S = T_\Delta + T_U , \quad (10.2)$$

$$T_S = 896 + 3584 = 4480\mu\text{s} .$$

Maksimalna separacija između dva predajnika u SFN mreži, bila bi,

$$d(\text{km}) = 0,3 \cdot T_\Delta (\text{km}) . \quad (10.3)$$

$$d = 0,3 \cdot 896 = 268,8\text{km} .$$

Odavde sledi da bi se (teoretski), u 32K modu na UHF području, mogla pokriti cela Srbija sa samo 3 (tri) UHF kanala u SFN mreži (i potrebnim brojem predajnika), jer je separacija između DVB-T predajnika 267km. Naravno, u praksi to nije slučaj, budući da je izvršeno planiranje DVB-T kanala i zona pokrivanja u istokanalnoj (SFN) mreži, s maksimalnom separacijom od 67,2km. Iz razloga separacije DVB-T2 predajnika i vrlo dugog trajanja simbola, za rad u 32K modu ne koristi se zaštitni (delta) odnos  $\Delta = 1/4$ .

PARAMETAR		MOD	1K	2K	4K	8K	16K	32K
Ukupan broj OFDM nosilaca	normalni		853	1705	3409	6817	13633	27265
	prošireni		NIJE U PRIMENI			6913	13921	27841
Broj najnižeg OFDM nosioca	normalni		0					
	prošireni		NIJE U PRIMENI			0		
Broj najvišeg OFDM nosioca	normalni		852	1704	3408	6816	13632	27264
	prošireni		NIJE U PRIMENI			6912	13920	27840
Broj OFDM nosilaca pridodat svakoj strani u proširenom modu			0			48	144	288
Trajanje upotrebljivog dela simbola $T_u$			1024T	2048T	4096T	8192T	16384T	32768T
Trajanje upotrebljivog dela simbola $T_U(\mu s)$	8MHz		112	224	448	896	1792	3584
	7MHz		128	256	512	1024	2048	4096
	6MHz		149,33	298,67	597,33	1194,67	2389,33	4778,67
Rastojanje između OFDM nosilaca (Hz) u normalnom i proširenom modu	8MHz		<b>8929</b>	<b>4464</b>	<b>2232</b>	<b>1116</b>	<b>558</b>	<b>279</b>
	7MHz		<b>7813</b>	<b>3906</b>	<b>1953</b>	<b>976</b>	<b>488</b>	<b>244</b>
	6MHz		<b>6697</b>	<b>3348</b>	<b>1674</b>	<b>837</b>	<b>418</b>	<b>209</b>
Zauzeta širina opsega (MHz)	normalni	8MHz	<b>7,61</b>					
		7MHz	<b>6,66</b>					
		6MHz	<b>5,71</b>					
	prošireni	8MHz	NIJE U PRIMENI				<b>7,71</b>	
		7MHz	NIJE U PRIMENI				<b>6,75</b>	
		6MHz	NIJE U PRIMENI				<b>5,78</b>	

**Tabela 10.2.** Modovi rada u DVB-T2

Ovde se može posmatrati i drugi ekstremni slučaj u UHF opsegu – nominalna širina TV kanala 8MHz, mod rada 1K i zaštitni vremenski (delta) odnos  $\Delta = 1/128$ . Kako je  $T_U = 112\mu s$ , iz (1), (2) i (3) sledi:

$$T_\Delta = \frac{1}{128} \cdot 112 = 0,875\mu s.$$

Trajanje simbola je,

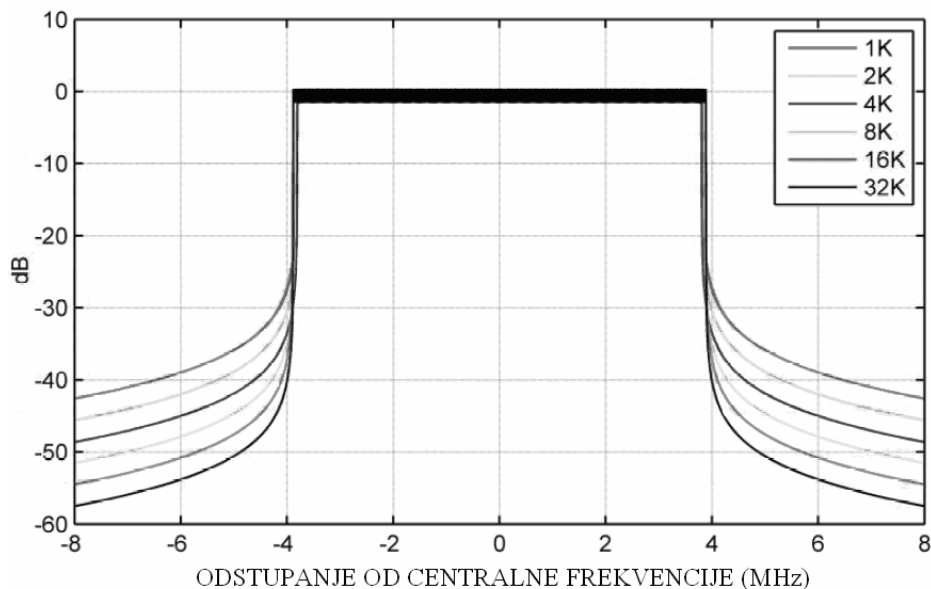
$$T_S = 0,875 + 112 = 112,875\mu s.$$

Maksimalna separacija između dva predajnika u SFN mreži, bila bi,

$$d = 0,3 \cdot 0,875 = 262,5m.$$

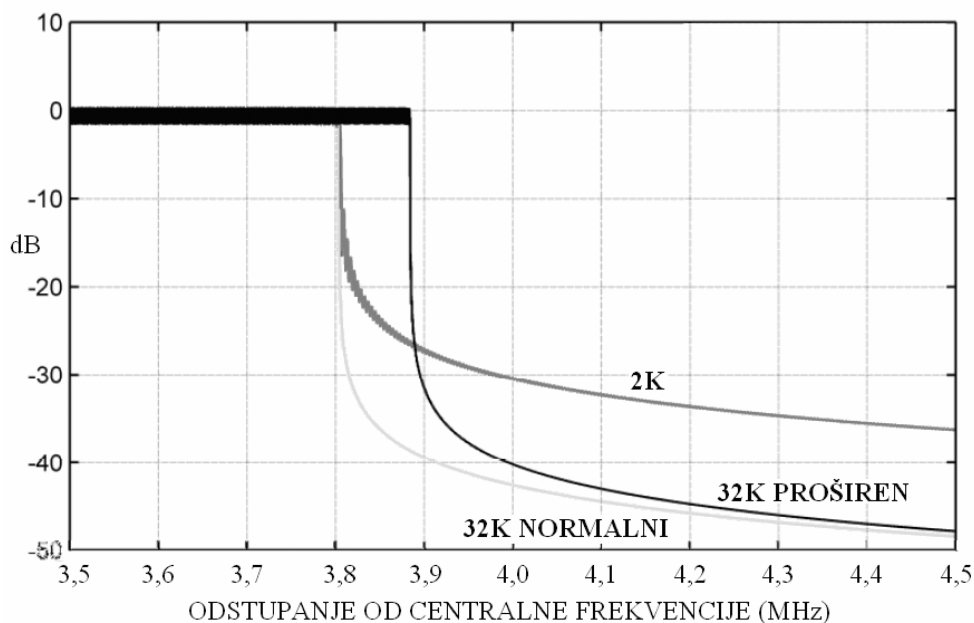
Ovo je isuviše malo rastojanje, tako da se za 1K, 2K i 4K ne koristi  $\Delta = 1/128$ .

Teoretski dijagram spektra, zavisno od moda prikazan je na slici 10.1 (širina spektra za 1K, 2K, 4K mod, i prošireni za 8K, 16K i 32K mod). Zapaža se da je za viši mod, veće slabljenje izvan propusnog opsega.



**Slika 10.1.** Teoretski frekvencijski spektar DVB-T2 za  $\Delta=1/8$ , 8MHz mod 1K, 2K i 4K, i prošireni OFDM spektar za modove 8K, 16K i 32K

Na sl. 10.2 dat je uporedni prikaz frekvencijske karakteristike izvan UHF kanala nominalne širine 8MHz za 2K i 32K normalnu širinu OFDM spektra, odnosno prikaz za 32K normalni i 32K prošireni OFDM spektar. Vidi se da je slabljenje u slučaju 32K proširenog spektra manje od 32K moda s standardnom širinom spektra.



**Slika 10.2.** Teoretski spektar DVB-T2 za  $\Delta=1/8$ , 8MHz mod 2K i 32K, i prošireni OFDM spektar za 32K

DVB-T2 poseduje tri nova zaštitna (delta) intervala -  $\Delta = 19/256$ ,  $\Delta = 19/128$  i  $\Delta = 1/128$ .

Na taj način, moguće su brojne varijante SFN mreža. Neke od kombinacija nisu u primeni (NE) – tabela 10.3, [79], [TM 3980 Rev. 5].

MOD RADA	ZAŠTITNI INTERVAL ( $\Delta$ )						
	1/4	19/128	1/8	19/256	1/16	1/32	1/128
1K	256T	NE	128T	NE	64T	NE	NE
2K	512T		256T		128T	64T	
4K	1024T		512T		256T	128T	
8K	2048T	1216T	1024T	608T	512T	256T	64T
16K	4096T	2432T	2048T	1216T	1024T	512T	128T
32K	NE	4864T	4096T	2432T	2048T	1024T	256T

**Tabela 10.3** Zaštitni intervali u DVB-T2

Vreme trajanja elementarnog perioda (T) zavisi od nominalne širine TV kanala, dato je u tabeli 10.4.

ŠIRINA KANALA [MHz]	1,7	5	6	7	8	10
T [ $\mu$ s]	71/131	7/40	7/48	7/56	7/64	7/80

**Tabela 10.4.** Vreme trajanja elementarnog perioda

Primenom vrednosti iz tabela 10.3 i 10.4, moguće je na osnovu podatka o elementarnom vremenu T odrediti trajanje zaštitnog intervala  $T_{\Delta}$  a time i trajanje upotrebljivog dela  $T_U$  kao i ukupno trajanje simbola  $T_S$ . Na primer, za UHF kanal nominalne širine 8MHz,  $\Delta = 1/4$  i 8K mod sledi  $T_{\Delta} = 2048 \cdot T$  i  $T = 7/64\mu$ s, pa je  $T_{\Delta} = 224\mu$ s. Na osnovu (10.1) i (10.2) dobijaju se  $T_U = 896\mu$ s i  $T_S = 1120\mu$ s.

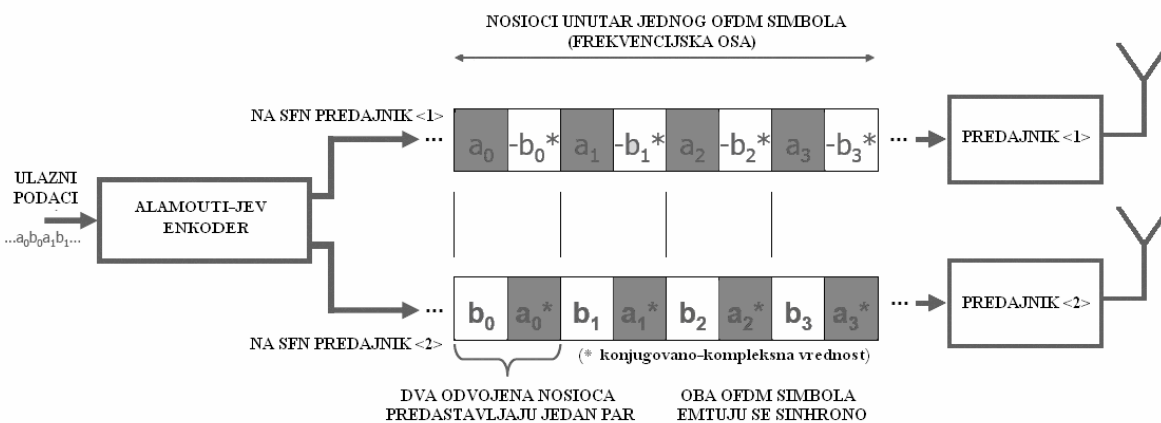
Da bi se povećala robusnost, upotrebljen je sistem rotirajuće konstelacije, tj. normalizovane vrednosti svakog FEC bloka koje dolaze iz mapera, rotiraju se u kompleksnoj ravni, dok imaginarni deo kasni za sadržaj jedne ćelije FEC bloka. Ovim se obezbeđuje dodatna imunost u interferentnim kanalima. U tabeli 10.5, date su „rotacione“ vrednosti uglova u zavisnosti od upotrebljene modulacione šeme [TM 3980 Rev. 5].

MODULACIONA ŠEMA	QPSK	16-QAM	64-QAM	256-QAM
ROTACIJA [ $^{\circ}$ ]	29	16,8	8,6	arctan(1/16)

**Tabela 10.5.** Sistem rotirajuće konstelacije

Kao i u slučaju DVB-T, postoji mogućnost konfigurisanja predajne strane u zavisnosti od vrste željenog prijemnog servisa. Za razliku od DVB-T, da bi se uštedela energija autonomnog napajanja, moguće je dekodiranje samo jednog programa unutar kompletnog multipleksa [TM 3980 Rev. 5] analogno slučaju DVB-H.

Za male SFN mreže, od naročite važnosti je prostorni diverziteti sistem na emisionoj strani, kojim se omogućava znatno bolji prijem slika 10.3.



Slika 10.3 Alamouti-jev koder

Princip rada je sledeći [43], [44], [45]. Serijski ulazni bitski niz podataka,

$$(a_i, b_i) \quad i = 0, 1, 2, \dots \quad (10.4)$$

dovodi se na ulaz Alamouti-jevog koda (*Space-Time Block Code - STBC*) koji od njega formira dva serijska niza,

$$(1) \quad (a_i, -b_i^*) \quad i = 0, 1, 2, \dots \quad (10.5)$$

$$(2) \quad (b_i, a_i^*) \quad i = 0, 1, 2, \dots \quad (10.6)$$

pri čemu su zvezdicom prikazane konjugovane vrednosti, dok izraz u zagradi predstavlja jedan par simbola (slika 10.3) koji se šalju ka SFN predajnicima i emituju sinhrono. Matrična predstava izlaznog signala je,

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} a_i & -b_i^* \\ b_i & a_i^* \end{bmatrix}. \quad (10.7)$$

Ovakvim aranžmanom dobija se veća imunost na smetnje, uz cenu nepostojanja dobitka SFN mreže, i upotrebom diverziteti uređajima (predajnikom i prijemnikom) na obe strane.

DVB-T2 koristi **MIMO** (*multiple-input multiple-output*) opciju, koja se odnosi na višestruku primenu antena na oba kraja (predajnom i prijemnom). Prednost MIMO je da se kapacitet povećava saglasno broju antena.

Za korekciju greške DVB-T2 u upotrebi je **LDPC** (*Low Density Parity Check*) kodiranje u kombinaciji s BCH (*Bose-Chaudhuri-Hocquengham*) kodiranjem, obezbeđujući na taj način izvanredne prijemne performanse u prisustvu šuma i interferenci visokog nivoa, rezultujući visokom robusnošću signala. DVB-T2 mora da obezbedi kvalitetan prijem HDTV i SDTV tako da se u toku perioda od jednog časa ne sme registrovati više od jedne greške (audio, video, podaci). DVB-T2 predajnik ne sme uzrokovati povećanje nivoa interferenci i promene zahteva za spektralnu masku DVB-T (definisane planom GE-06).

DVB-T2 ima mogućnost **LDPC** kontrole (*low density parity check*). Ovo je jedan od novih metoda korekcije greške koji koristi "princip turbo dekodiranja" (patentiran princip, ali ne i

LDPC) i koji je skoro optimalan budući da funkcioniše iznad same granice kapaciteta po Shannon-ovoj teoremi (za kanal s Gauss-ovim belim šumom). LDPC kontrola se koristi i kod DVB-S2 satelitskog sistema.

S praktične strane konzumenta (gledaoca), DVB-T2 prijemnik mora omogućiti automatski prelaz na drugi mod i detektovati ga za najviše 500ms. Takođe, prijemnik za DVB-T2 ne sme uvećati dodatno kašnjenje (u odnosu na DVB-T) za više od 300ms prilikom promene TV kanala i/ili izbora servisa.

DVB-T2 direktno podržava MPEG2 transportni niz, a time i sve ostale DVB transporte uključujući MPEG2 i GSE.

## 10.2. DVB-H

DVB-H (*Digital Video Broadcasting – Hand-held*) sistem se zasniva na postojećem DVB-T standardu. Koncipiran je za prijem DVB programa prenosnim „ručnim“ prijemnicima. Osnovni razlog uvođenja DVB-H je smeštaj više programa (doduše, niske rezolucije) nego u slučaju portabilnog ili mobilnog prijema DVB-T [24], [61], [62], [63]. Zavisno od izbora modulacione šeme, DVB-H traži niži nivo polja za prijem, što znači da je potrebna manja snaga DVB-H predajnika (nego DVB-T) za istu zonu pokrivanja. S stanovišta konzumenta, portabl ručni prijemnik DVB-H troši neuporedivo manju snagu iz autonomnog izvora napajanja nego DVB-T.

U odnosu na DVB-T, na nivou fizičkog sloja, imamo nove dodatne elemente:

**TPS signalizaciju**, kojom se poboljšavaju i ubrzavaju sami servisi i da bi se omogućilo brže skeniranje signala i frekvencijski „*handover*“ (prelazak prijemnikom iz zone jednog u zonu drugog DVB-H predajnika). Njome je omogućeno robustno multipleksno signaliziranje u DVB-T prenosnim sistemima. TPS je poznat kao robustan signalizacioni kanal, na osnovu koga je moguće postići demodulaciju prijemnog signala sa veoma malim vrednostima praga prijema (C/N). Takođe je moguće mnogo brže demodulisati informaciju koja se prenosi u TPS-u nego u npr. SI (*Service Information*) ili MPE zaglavlju. TPS niz sadrži 68 bita, po jedan bit poslat u svakom COFDM simbolu. Definisan je za 68 uzastopnih COFDM simbola, odnosno jedan COFDM okvir [5].

**Novi mod 4K** kojim se omogućava prijem u SFN mrežama srednje veličine pri velikim brzinama u pokretu, što predstavlja komplementirajući (među)mod postojećem 2K i 8K modu. Pojava 4K moda dovela je do povećanja fleksibilnosti pri projektovanju i planiranju mreža kompromisom stepena mobilnosti i veličine SFN mreža. Od ranije se zna da se DVB-T 8K mod može koristiti u SFN mrežama za velike i srednje zone (mada je neracionalno, i za male). Tolerancija *Doppler*-ove promene frekvencije omogućava prijem u pokretu pri velikim brzinama. Takođe, poznato je da se DVB-T mod 2K može koristiti u SFN mrežama malih zona. Tolerancija *Doppler*-ove promene frekvencije omogućava prijem u pokretu pri vrlo velikim brzinama kretanja. Hibridni DVB-T 4K mod može se koristiti u SFN mrežama za male i srednje zone. Tolerancija *Doppler*-ove promene frekvencije omogućava prijem u pokretu pri vrlo velikim brzinama.

**Dubinsko simboličko proširenje koda** (*Indepth symbol interleaver*) za 2K i 4K mod, čime se povećava robusnost sistema. Parametri dodatnog 4K transmissionog



moda skalirani su u odnosu na već definisane parametre 2K i 8K, odnosno izvršena je interpolacija (npr. broj aktivnih nosioca: 2K mod - 1705, 4K mod - 3409 i 8K mod - 6817). Povišenjem moda, povećava se veličina mreže ali se zato smanjuje stepen mobilnosti. Za 2K i 4K modove rada, dubinski proširivači koda povećavaju fleksibilnost simbolskog kodiranja, što je prednost 2K i 4K moda u odnosu na 8K mod, u pogledu memorijske iskorišćenosti, tako da se u slučaju 2K moda učetvorostručuje ili 4K udvostručuje dubina kodiranja.

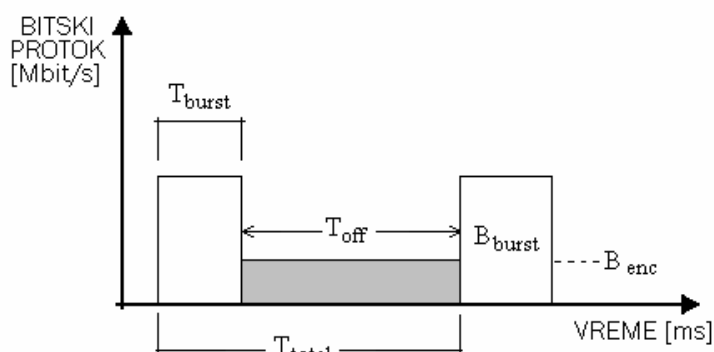
----- xxx -----

U cilju bitnog smanjenja potrošnje električne energije autonomnog izvora napajanja (baterija), idealna situacija bi bila da DVB prijemnik demoduliše samo deo transportnog niza koji je od interesa – što u praksi znači samo TS koji odgovara DVB-H TV programu koji se prati, ali ne i ceo MPEG-2 niz. Tehnikom isecanja (*Time Slicing*) ovo je moguće uraditi, budući da se konkretni elementarni nizovi šalju s visokim protokom unutar bursta (na primer 2Mbit/s tokom vrlo kratkog „burst“ intervala  $T_{burst}$ ) umesto s relativno niskim konstantnim bitskim protokom. Između vremena pojavljivanja dva bursta, u tzv. neaktivnom (*off-time*) delu, ne prenosi se ni jedan elementarni niz pomenutih servisa, ali se „razvija“ poruka brzinom od  $B_{enc} = 384\text{kbit/s}$ . Ovo omogućava da se u ulaznom prijemnom delu isključi prijemnik tokom neaktivnog (*off-time*) intervala. Prijemnik takodje mora da bude sinhronizovan na vremenski trenutak kada je potrebno ponovo da se ukjuči da bi primio sledeći burst. Trenutak početka narednog bursta istog ES niza, signalizira se  $\Delta T$  parametrom u zaglavlju svih burst MPE sekcija, čineći signaliziranje veoma otpornim na greške tokom prenosa. U neaktivnom delu se ne prenosi posmatrani ES, ali se u okviru multipleksa mogu prenositi drugi „vremenski odsečeni“ ES-ovi.

Ušteda energije ovako dobijenim postupkom ilustrovaće se pojednostavljenim ali ilustrativnim primerom proračuna. Neka su:

- ukupna brzina prenosnog kanala  $B_{total} = 15\text{Mbit/s}$ ,
- prosečna vrednost (enkapsuliranog) video niza  $B_{enc} = 384\text{kbit/s}$ ,
- trajanje bersta  $T_{burst} = 100\text{ms} = 0,1\text{s}$ .

Tada je (slika 10.4) ”kapacitet” bursta (površina pravougaonika  $B_{burst}$ ),



Slika 10.4 Ušteda energije u DVB-H

$$B_{burst} = B_{total} \cdot T_{burst} \quad (10.8)$$

$$B_{burst} = 15\text{Mbit/s} \cdot 100\text{ms} = 15 \cdot 1024\text{kbit/s} \cdot 100\text{ms} = 1.536\text{kbit} (= 1,5\text{Mbit}).$$

Trajanje perioda vremena između dva bursta iznosi,

$$T_{\text{total}} = \frac{B_{\text{burst}}}{B_{\text{enc}}}, \quad (10.9)$$

$$T_{\text{total}} = \frac{1.536}{384} = 4\text{s},$$

dok je vreme tokom kojeg je je prijemnik „zaključan“,

$$T_{\text{off}} = T_{\text{total}} - T_{\text{burst}}, \quad (10.10)$$

$$T_{\text{off}} = 4\text{s} - 0,1\text{s} = 4.000\text{ms} - 100\text{ms} = 3.900\text{ms},$$

pa je angažovanost autonomnog izvora napajanja svega,

$$P_{\text{ratio}}[\%] = \frac{T_{\text{burst}}}{T_{\text{off}}} \cdot 100, \quad (10.11)$$

$$P_{\text{ratio}} = \frac{100}{4.000} \cdot 100 = 2,5\%,$$

odnosno,  $100/2,5 = 40$  puta manje nego kod "klasičnog" portabl ručnog prijemnika (bilo DVB-T ili PAL), koji je neprekidno uključen punom potrošnjom energije". Uzimajući u obzir ostale prateće signale i procese (sinhronizacioni impulsi, postupci resinhronizacije, skeniranja i procesiranja) u realnim okolnostima ušteda energije je oko 80% (umesto  $100 - 2,67 = 97,33\%$ ). Odgovarajući tačni izrazi za proračun su,

$$T_{\text{burst}} = \frac{B_{\text{burst}}}{0,96 \cdot B_{\text{total}}}, \quad (10.12)$$

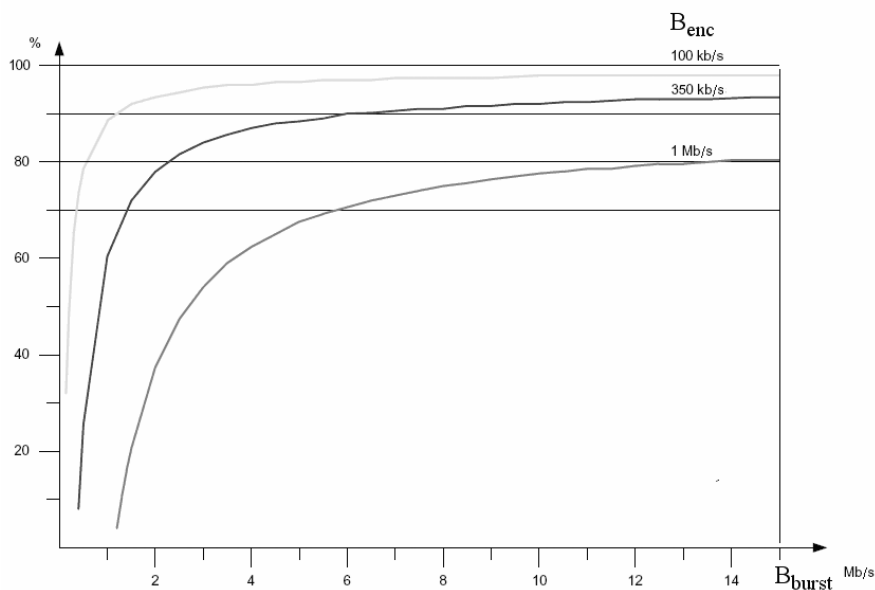
$$T_{\text{off}} = \frac{B_{\text{burst}}}{0,96 \cdot B_{\text{enc}}} - T_{\text{burst}}, \quad (10.13)$$

$$P_{\text{ratio}}(\%) = 100 \cdot \left[ 1 - \frac{\left( T_{\text{burst}} + T_{\text{sin k}} + T_{\text{ecm}} + \frac{3}{4} \cdot \text{delta}T \right) \cdot 0,96 \cdot B_{\text{enc}}}{B_{\text{burst}}} \right]. \quad (10.14)$$

U poslednjem izrazu primećujemo vreme  $\text{delta}T$ . Glavni cilj insertovanja  $\text{delta}T$  vremena je signalizacija vremena od početka MPE sekcije do početka sledećeg bursta u elementarnom nizu. Da bi  $\text{delta}T$  bio neosetljiv na bilo koje konstantno kašnjenje u prenosu,  $\text{delta}T$  informacije za tajming su međusobno povezane (za prethodni primer "sledeći" burst ES-a će startovati za 3900 ms od ovog trenutka). Ubacivanje  $\text{delta}T$  u MPE sekciju otklanja potrebu za sinhronizacijom vremena (*clock*) između predajnika i prijemnika.

U izrazima (10.12-10.14), vreme je izraženo u sekundama, a bitski protoci u bitima. Brojna vrednost od 0,96 je korekcionni faktor premašenja podataka koje može iznositi do 4%.

Tipičan dijagram smanjenja potrošnje energije u funkciji prosečne vrednosti (enkapsuliranog) video niza, prikazan je na slici 10.5.

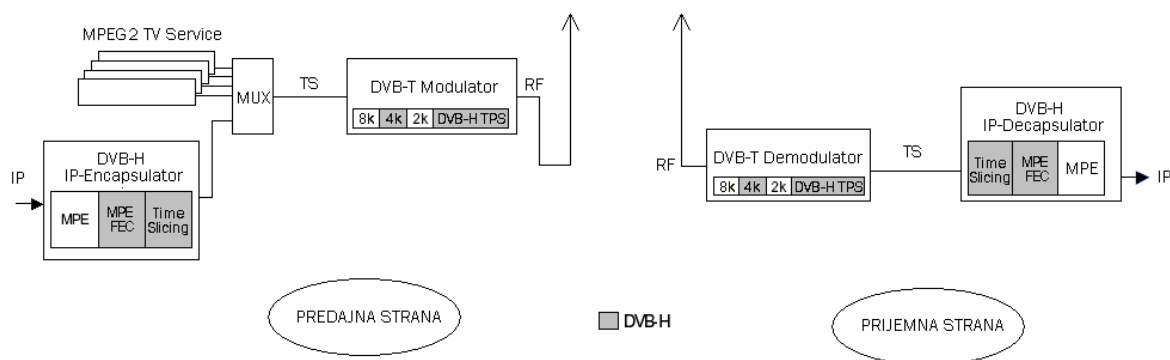


Slika 10.5. Dijagram smanjenja potrošnje energije

Intuitivno se može izvući zaključak da će se moći preneti mnogo više programa ukoliko je prosečna vrednost enkapsuliranog niza manja (niža). Naravno, takvi programi (i uopšte, DVB-H) su niske rezolucije, i namena im je prvenstveno da prenesu informaciju ne vodeći mnogo računa o visini kvaliteta.

----- XXX -----

Blok šema predajne i prijemne strane DVB-H sistema prikazana je na sici 10.6. U odnosu na DVB-T predajnik razlike su naznačene posebno, i zato ćemo objasniti samo sklopove koji čine razliku, budući da su isti objašnjavani ranije.



Slika 10.6 Predajna i prijemna strana

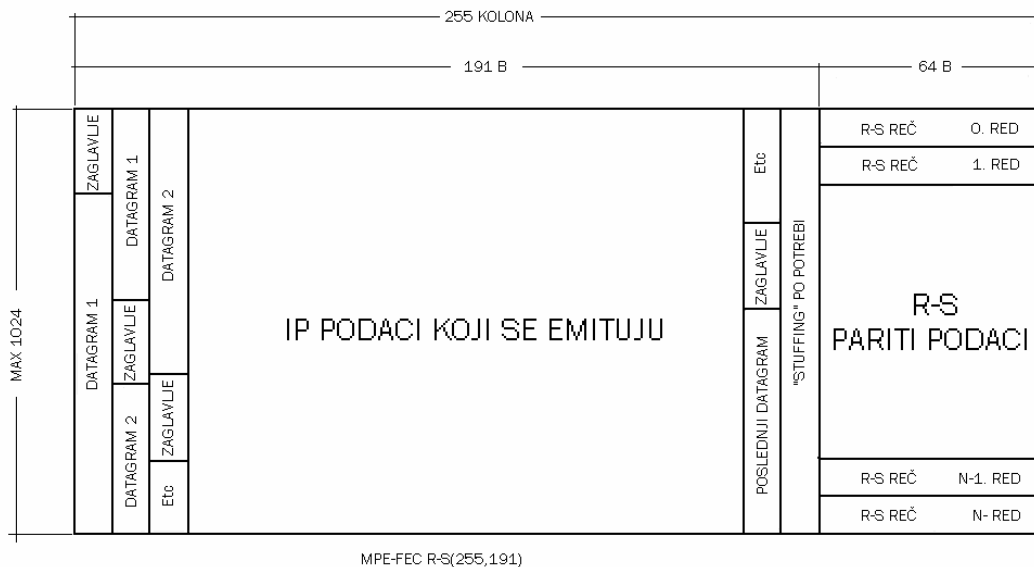
U mnoštvu slučajeva prijemnik će biti mobilni telefonski aparat, koji zahteva da elementarni niz (ES) bude u formi podataka za internet protokol (tzv. *IP datagram*). Oni se prvo enkapsuliraju (sabijaju) u skladu s multiprotokolom enkapsulacije (*Multiprotocol Encapsulation – MPE*) a potom nakon postupka korekcije greške (FEC) i vremenskog isecanja (*time slicing-a*) dovode na multiplekser (MUX) kako bi se formirao u vidu MPEG-2 TS niza.

Da bi se mogao realizovati postupak vremenskog isecanja, neophodno je bitske sadržaje akumulirati u formi zapisa od maksimum 191kB, što odgovara trajanju vremenskog isečka

pridruženog servisu. Zapisi se mogu reprezentovati tabelom sa 191 kolonom i maksimalno 1024 vrste (reda) s dodatnom opcijom korekcije MPE-FEC – slika 10.7.

Standardni DVB način prenosa IP datagrama u MPEG-2 transportnom nizu (TS) je korišćenjem multiprotokolarne enkapsulacije (MPE - *multiprotocol encapsulation*). Sa MPE-om svaki IP datagram je enkapsuliran u MPE sekciju. Niz sekcija multiprotokolarne enkapsulacije smešta se u elementarni niz (ES). Svaka sekcija multiprotokolarne enkapsulacije sastoji se od 12B zaglavlja (*header*), 4B ciklična provera redundantnosti (*cyclic redundancy check CRC-32*), zatim sledi *payload* blok (podataka) koji je identične veličine kao i IP datagram koji se prenosi u datoj MPE sekciji.

MPE-FEC sadrži *Reed-Solomon*-ovo kodiranje RS(255,191) koje se primenjuje na reči dužine 191bajt, što dovodi do stvaranja druge tabele R-S reči od 64 bajta za svaku liniju originalne tabele (na slici 10.7 desna strana). Rezultat svega je tabela sa 255 kolona 1024 linija (vrsta) za dalju transmisiju.



**Slika 10.7** R-S kodiranje

Generator polinom koda ima oblik,

$$g(x) = (x + 02_{\text{HEX}}^0) (x + 02_{\text{HEX}}^1) (x + 02_{\text{HEX}}^2) \dots (x + 02_{\text{HEX}}^{63}), \quad (10.15)$$

dok je generator polinom polja

$$p(x) = 1 + x^2 + x^3 + x^4 + x^8. \quad (10.16)$$

Sa MPE-FEC, IP datagrami svakog "vremenski odsečenog" bursta zaštićeni su *Reed-Solomon*-ovim kodom (R-S *parity data*). Podaci zaštićeni R-S-om smešteni su u MPE-FEC sekciju, koja takođe predstavlja deo bursta i šalje se odmah posle poslednje MPE sekcije u istom ES-u ali sa različitim identifikatorom tabele (*table\_id*) nego kod MPE-a. Identifikator tabele omogućava prijemniku da prepozna vrstu sekcije (MPE ili MPE-FEC).

Za proračunavanje R-S podataka koristi se MPE-FEC okvir. MPE-FEC okvir se sastoji iz aplikacione tabele ADT (*application data table*), koja sadrži IP datagrame (moguće je da se nalazi i *padding*-dopunjavanje preostalih mesta nulama), i tabele sa RS kodiranim podacima.

Broj redova u MPE-FEC okviru signalizira se u SI-u (*service information*) i može imati bilo koju od vrednosti: 256, 512, 768, ili 1024. U svakom redu R-S tabele, koji sadrži 64 bajta, se vrši kodiranje na osnovu 191 bajta IP datagrama *Reed-Solomon*-ovim kodom – tabela . Ovo omogućava veliko virtualno vremensko proširenje koda.

Veličina bursta određena je brojem redova. Sa MPE-FEC kodnim količnikom 3/4 (tj. 255 kolona) moguće su sledeće varijante:

256 redova = 512kbit/s  
 512 redova = 1.024kbit/s = 1Mbit/s  
 768 redova = 1.536kbit/s  
 1.024 reda = 2.048kbit/s = 2Mbit/s

KODNI KOLIČNIK	MPE-DATA	MPE-FEC
64/128=0,50=1/2	64 kol.	64 kol.
128/192=0,66=2/3	128 kol.	64 kol.
191/255=0,75=3/4	191 kol.	64 kol.
190/228=0,83=5/6	190 kol.	38 kol.
189/216=0,87=7/8	189 kol.	27 kol.
191/191=1,0=1/1	191 kol.	0 kol.

**Tabela 10.6** Broj redova u MPE-FEC okviru

Kodni količnik "1/1" odgovara slučaju bez MPE-FEC zaštite, i služi DVB-H prijemniku za (auto)kalibraciju.

Tehnologija DVB-H koristi isti emitovani spektar koji DVB-T. Fizički sloj DVB-H je u stvari DVB-T tako da postoji čitava lepeza kompatibilnih DVBT servisa. DVB-H može funkcionisati u mrežama namenjenim samo DVB-H ili deleći multipleks sa DVB-T, u postojećoj DVB-T mreži. Kada je konačni izbor DVB-H koncepta napravljen, mogućnost zajedničkog korišćenja multipleksa sa DVB-T bio je jedan od ključnih faktora. Tehnički skoro svaka DVB-T frekvencijska raspodela može se koristiti i za DVB-H. Jedino ograničenje dolazi zbog interoperabilnosti sa GSM9000 ćelijskim predajnikom u DVB-H terminalu.

DVB-H definiše se za portabl i mobilne uslove prijema:

### 1. Portabl prijem

Klasa A: prijem eksternom antenom (teleskopska, ili naglavna kombinacija) ili ugrađenom antenom na visini nemanjoj od 1,5m u stacionarnom stanju ili vrlo sporom kretanju (pešačenje)

Klasa B: prijem eksternom antenom (teleskopska, ili naglavna kombinacija) ili ugrađenom antenom na visini ne manjoj od 1,5m iznad tla u stacionarnom stanju. Prijem se odnosi na prizemlje sa prozorom koji „gleda“ u pravcu dolaznog signala.

### 2. Mobilni prijem

Klasa C: prijem unutar vozila u pokretu (automobil, autobus, ..) sa prijemnikom vezanim na spoljašnju antenu, na visini ne manjoj od 1,5m

Klasa D: prijem unutar vozila u pokretu (automobil, autobus, ..) sa interno ugrađenom antenom (teleskopska, naglavna kombinacija, ..) , na visini ne manjoj od 1,5m iznad tla.

U principu, za DVB-H mogu se koristiti sve kombinacije modulacionih šema (QPSK, 16-QAM, 64-QAM) i kodnih količnika, ali s obzirom na zahtevanu robusnost DVB-H aplikacije, pokazuje se realnim upotreba QPSK i 16-QAM s kodnim količnicima 1/2 i 2/3 čime se obezbeđuje bitski protok 5-11Mbit/s.

Osnovne karakteristike DVB-H date su u tabeli 10.7

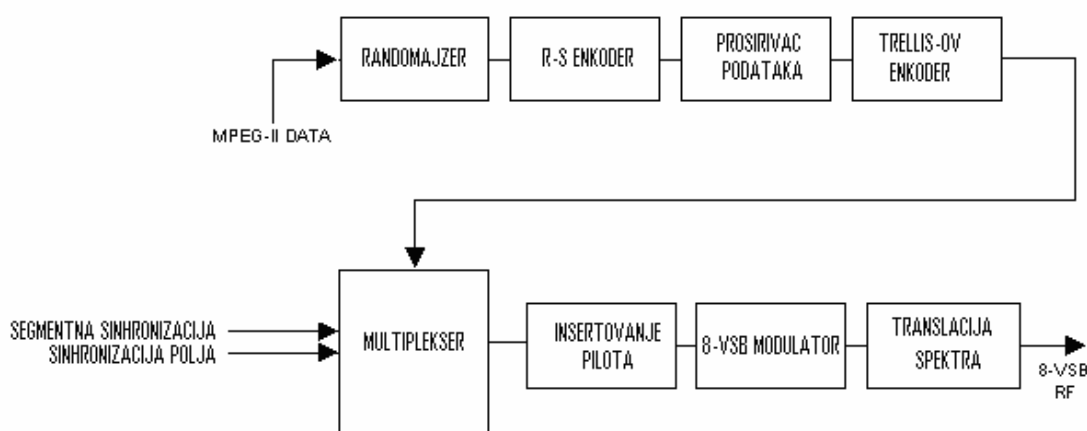
NAZIV		4K MOD				
		8MHz	7MHz	6MHz	5MHz	
Aktivnih nosilaca		3024	3024	3024	3024	
Disperzovanih nosilaca		262	262	262	262	
Od toga, disperzovanih i ujedno kontinualnih nosilaca		22	22	22	22	
TPS nosilaca		34	34	34	34	
Kontinualnih nosilaca		89	89	89	89	
Ukupan broj OFDM nosilaca		3409	3409	3409	3409	
Razmak između OFDM nosilaca		[ Hz ]	2232	1953	1674	1395
Trajanje upotrebljivog dela simbola			448	512	597,333	716,80
Trajanje zaštitnog intervala u funkciji $\Delta$ – odnosa	1/4	[ $\mu$ s ]	112	128	149,33	179,20
	1/8		56	64	74,67	89,60
	1/16		28	32	37,33	44,80
	1/32		14	16	18,67	22,40
Ukupno trajanje simbola za različite $\Delta$ – odnose	1/4	[ $\mu$ s ]	560	640	746,67	896,00
	1/8		504	576	672,00	806,40
	1/16		476	544	634,67	761,60
	1/32		462	528	616,00	739,20
Trajanje upotrebljivog dela simbola			4096xT8	4096xT7	4096xT6	4096xT5
Trajanje zaštitnog intervala u funkciji elementarnog vremena (T8, T7) za različite $\Delta$ – odnose	1/4	[ $\mu$ s ]	1024xT8	1024xT7	1024xT6	1024xT5
	1/8		512xT8	512xT7	512xT6	512xT5
	1/16		256xT8	256xT7	256xT6	256xT5
	1/32		128xT8	128xT7	128xT6	128xT5
Ukupno trajanje simbola u funkciji elementarnog vremena (T8, T7) za različite $\Delta$ – odnose	1/4	[ $\mu$ s ]	5120xT8	5120xT7	5120xT6	5120xT5
	1/8		4608xT8	4608xT7	4608xT6	4608xT5
	1/16		4352xT8	4352xT7	4352xT6	4352xT5
	1/32		4224xT8	4224xT7	4224xT6	4224xT5
Zauzeta širina frekvencijskog opsega		[ MHz ]	7,61	6,66	5,71	4,75
Nominalni bitski protok		[ Mb/s ]	6,75	5,90625	5,06250	4,21875

**Tabela 10.7.** Osnovne karakteristike DVB-H za sve nominalne širine TV kanala (5MHz, 6MHz, 7MHz i 8MHz)

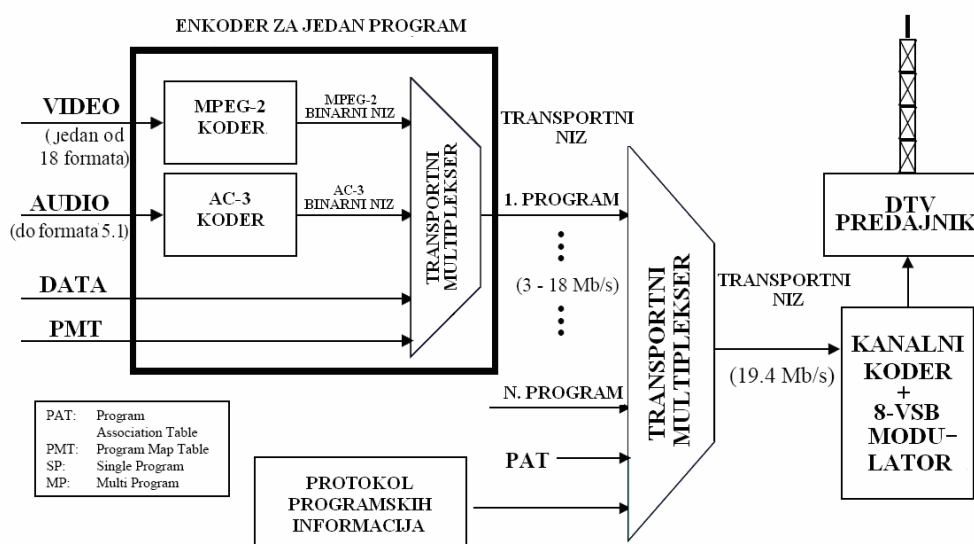
## 11. TERESTRIČKI SISTEMI DVB U SVETU

### 11.1. ATSC 8-VSB sistem

Decembra 1997. god, FCC (*Federal Communications Commissions*) je formalizovao upotrebu ATSC standarda A/53 za radio difuziju u SAD. Sistem se naziva još i DTV, ili prema modulacionoj tehnici 8-VSB. Preporukom A/53, definisan je 8-VSB koji se odnosi na terestričku radio-difuziju [46], [54], [55], [64], [71], [78]. To je sistem modulacije s jednim nosiocem (SCM – *single-carrier modulation*). Blok šema prikazana je na slici 11.1 odnosno 11.2. Za TV kanal nominalne širine 6MHz, bitski protok iznosi 19,39Mbit/s.

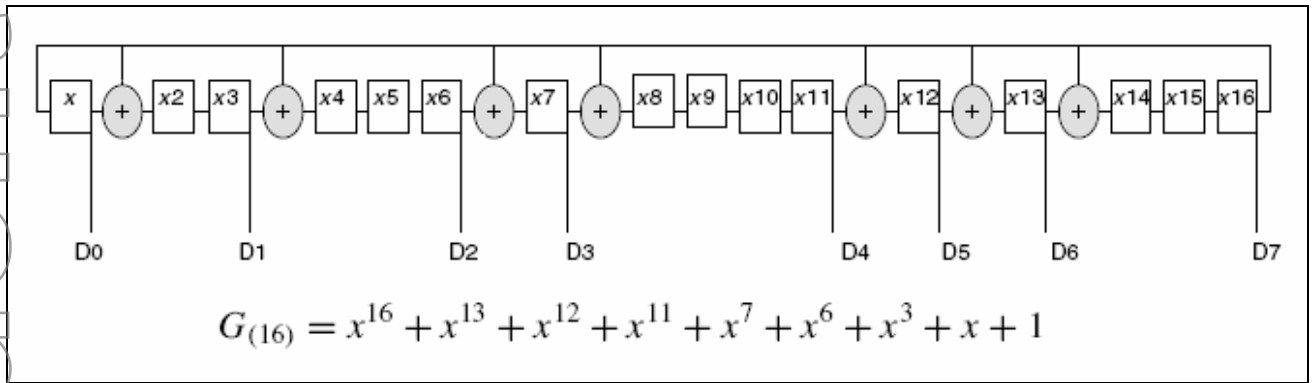


Slika 11.1. Blok šema ATSC sistema



Slika 11.2. Pojednostavljena blok šema ATSC sistema

Serijski niz podataka brzine 19,39Mbit/s sastoji se od "komprimovanih" 187-bajtnih MPEG-2 kompatibilnih paketa podataka. Niz se prvo dovodi u randomajzer, gde se modifikuje pseudo-slučajnim bitskim nizom. Izgled randomajzera i analitički oblik generator polinoma, dati su na slici 11.3 [55].



Slika 11.3 - Randomajzer

Sledeći stepen je R-S (*Reed-Solomon-ov*) koder ( $R - S_{ATSC}(207,187,10)$ ) i radi s 187B) kojem se pridodaje 20. bajtni (20B) blok informacija na kraju svake sekvencije od 187B, čime ukupna dužina *Reed-Solomon-ovog* koda iznosi 207B.

Podatak od 207 bajta (207B) može se reprezentovati sa  $4 \times 207 = 828$  simboličkih vrednosti, odnosno jedan bajt sadrži 4 bita. Svaki R-S paket je dužine 207 bajta, dok se segment podataka (data segment) sastoji od 208 bajtova ( $207+1$ ). Do iste vrednosti (828), može se doći ukoliko se uzme 8 bita po bajtu (B) i 3 bita po jednom simbolu, tako da sledi,

$$\frac{RS \cdot N(\text{bit/B})}{FEC} = \frac{208 \cdot 8}{3} = 832 \text{ simb.}$$

od čega su 4 sinhronizaciona. Broj bita po jednom segmentu je  $3 \times 832 = 2496$ , od čega 2484 bita predstavljaju podatke a ostalih 12 sinhronizacione podatke segmenta.

U postupku R-S kodiranja randomizovani ulazni podaci dele se u blokove od kojih je svaki dimenzija  $k_{\text{blok}}$  bajta. Kodna reč od  $n_{\text{blok}}$  - bajtova konstruiše se dodavanjem redundantnih podataka  $n_{\text{blok}} - k_{\text{blok}}$  bajtova. Za implementaciju R-S kodiranja, kodna reč mora imati odgovarajuću i to **višu** frekvenciju bloka,

$$f_{\text{blok}} = \frac{n}{k} \cdot 19,392659 \quad , \quad (11.1)$$

$$f_{\text{blok}} = \frac{207}{187} \cdot 19,392659 = 21,47108 \text{ Mb/s (bez sinhronizacionih impulsa),}$$

pri čemu vrednost od 19,392659 Mbit/s predstavlja bitski protok na ulazu u R-S koder. R-S koder može korigovati do:

$$t = \frac{n - k}{2} = \frac{207 - 187}{2} = 10 \text{ simbola,} \quad (11.2)$$

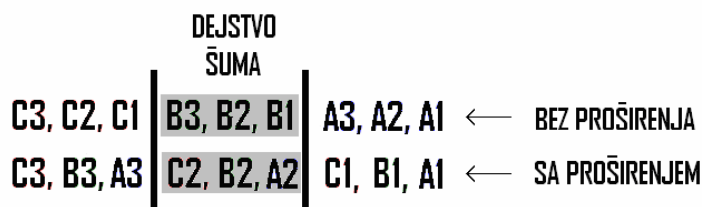


odnosno do 10 grešaka tipa "praska" (engl. *burst*) po jednom paketu, gde je

- $n = 207$  ukupna dužina R-S bloka,
- $k = 187$  originalna dužina R-S bloka,
- $t$  broj korektibilnih bajta.

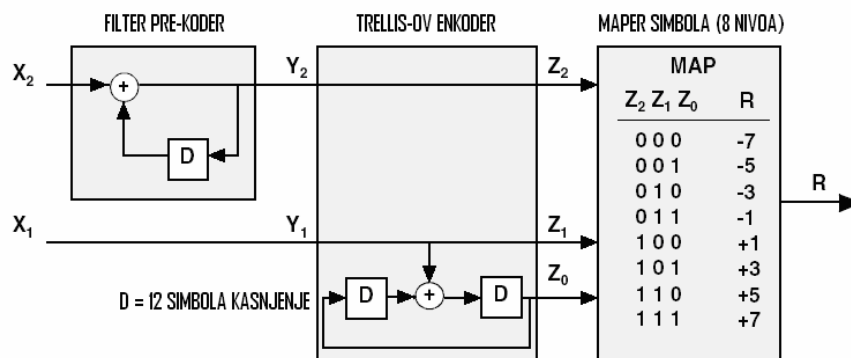
Iako je 2 bajta više (ukupno 10) nego u slučaju DVB-T (8) gde je  $RS_{DVB-T}(204,188,8)$ , ovo je relativno malo, pa se stoga primenjuje vremensko proširenje koda – slika 11.4.

Princip proširenja sastoji se u vremenskom raspršivanju grešaka. Na primer, ako bi greška delovala na interval podataka **B3, B2, B1** tako da ga "prepokrije" u potpunosti, došlo bi do gubitka sva tri podatka. Međutim, kod vremenskog proširenja koda, greška se "rasipa" samo na po jedan različit podatak **C2, B2, A2** koji su vremenski međusobno dovoljno udaljeni tako da ih R-S dekodler lako može korigovati jedan po jedan. Naravno, vremenski proširivač koda je znatno složeniji i dubine je proširenja 52 segmenta, što znači da je moguće otkloniti impulsne smetnje trajanja do 52 $\mu$ s.



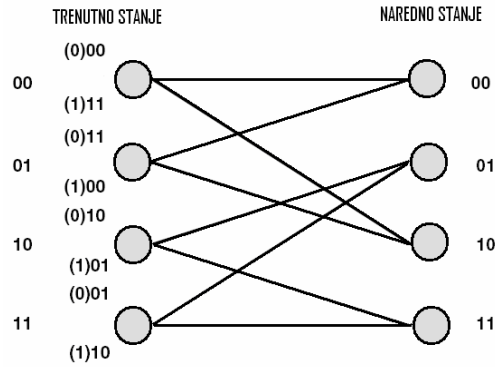
Slika 11.4 Vremensko proširenje koda

Dodatna korekcija greške obavlja se *Trellis*-ovim kodiranjem – slika 11.5.



Slika 11.5 *Trellis*-ov koder

Princip kodiranja se sastoji u deljenju bajta u dvobitne kodne reči a potom generisanju trobitne kodne reči, slike 11.5 i 11.6 [55]. Insertovanjem dodatnog bita originalnoj dvobitnoj poruci, dobija se istorijat promene iz prethodne u sadašnju vrednost (odnosno, iz trenutnog u naredno stanje). Dakle, *Trellis*-ov koder u funkcionalnom smislu je konvolucioni koder (FEC => 2/3, koji generiše 8 mogućih stanja, od 000 do 111 koje simbolizuju vrednosti od -7 do +7 s korakom 2 – slika 11.7.

**Slika 11.6 Trellis-ovo kodiranje**

Bitski protok na izlazu *Trellis*-ovog koder je,

$$f_t = \frac{n_t}{k_t} \cdot f_{\text{blok}}, \quad (11.3)$$

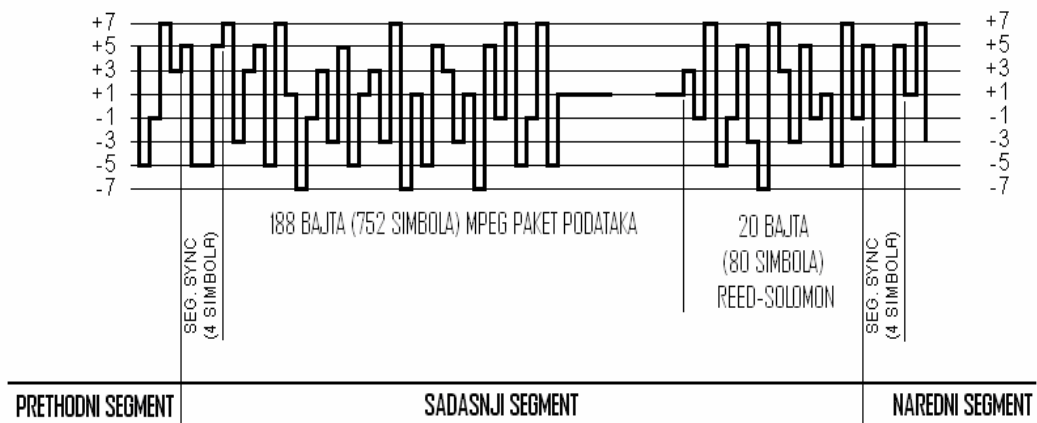
gde je  $n_t = 1 + k_t$ .

Za ATSC *Trellis*-ov koder je  $k_t = 2$  pa sledi da je predajna brzina,

$$f_t = \frac{n_t}{k_t} \cdot f_{\text{blok}}, \quad (11.4)$$

$$f_t = \frac{2+1}{2} \cdot 21,471.080 = 32,206.620 \text{ Mbit/s}.$$

Nakon postupka randomizovanja i korekcije greške (FEC), paketi podataka formatiraju se u podatke okvira (slike) – *Data Frames* za emitovanje. Njima se pridodaju sinhronizacioni impulsi (*Data Segment Sync* i *Data Field Sync*) koji su multipleksirani u niz podataka i insertovani pre svakog paketa od 828 simbola. Segmentni sinroimpuls zamenjuje MPEG-2 sink u formi pozitivno-negativnog impulsa u rasponu +5/-5 trajanja 4 simbola, tj. četiri od 832 bitska stanja obezbeđuju sinhronizaciju segmenta (u analognoj televiziji funkcionalno bi odgovaralo horizontalnom sinhro-impulsu). Trajanje jednog segmenta iznosi 77,3 $\mu$ s – slika 11.7. Prema tome, svaki segment (paket) podataka sadrži 832 simbola, od čega 188 bajtova (752 bitska simbola) predstavljaju paket podataka, a 20 bajtova (80 bitskih simbola) obrazuju *Reed-Solomon*-ov kod. Znači, jedan bajt sadrži 4 simbola.

**Slika 11.7. Izgled jednog segmenta (TV linije)**

Ostalih 828 simbola prenose se kao signali u 8 nivoa, što odgovara 3 bita po simbolu ( $8=2^3$ ). Simbolska brzina je 10,76Msimbola/s što daje da je broj okvira podataka 20,66 u sekundi. Kako je simbolska brzina jednaka trećini brzine (3 bita po simbolu) na izlazu *Trellis*-ovog koda, tj. [71],

$$B_{\text{simbol}} = \frac{f_t}{v}, \quad (11.5)$$

$$B_{\text{simbol}} = \frac{32,2}{3} = 10,76 \text{Mbit/s},$$

a učestanost ponavljanja segmenata podataka,

$$f_{\text{segment}} = \frac{B_{\text{simbol}}}{N_{\text{simbol}}}, \quad (11.6)$$

$$f_{\text{segment}} = \frac{10,76 \text{MHz}}{832_{(\text{simbola})}} = 12,94 \cdot 10^3 \text{ segment/s},$$

i broj okvira u jednoj sekundi,

$$f_{\text{okvir}} = \frac{f_{\text{segment}}}{620} = 20,66 \text{ okvir/s}, \quad (11.7)$$

to sledi da *Trellis*-ovo kodiranje zahteva,

$$N_{\text{bit}} = \frac{k_t}{n_t} \cdot 2^v \cdot n, \quad (11.8)$$

$$N_{\text{bit}} = \frac{1}{2/3} \cdot 2^3 \cdot 207 = \frac{3}{2} \cdot 1656 \text{bit} = 2484 \text{bit}.$$

Brzina na izlazu *Trellis*-ovog koda (računajući sinhro impulse) je:

$$B_{\text{Trellis}} = \frac{k_t}{n_t} \cdot f_{\text{simbol}} = \frac{3}{2} \cdot 21,52 = 32,28 \text{Mbit/s},$$

a recipročna vrednost odgovara trajanju jednog bita, odnosno,

$$T_{\text{bit}} = \frac{1}{B_{\text{Trellis}}}, \quad (11.9)$$

$$T_{\text{bit}} = \frac{1}{32,28 \text{Mbit/s}} = 31 \text{ns},$$

pa je vreme trajanja jednog segmenta:

$$T_{\text{segment}} = T_{\text{bit}} \cdot N_{\text{bit}}, \quad (11.10)$$

$$T_{\text{segment}} = 2484_{(\text{bit})} \cdot 31 \text{ns} = 77,3 \mu\text{s}.$$

Jedna poluslika ima 313 segmenata, te sledi trajanje okvira,

$$T_{p/s} = 313 \cdot T_{\text{segment}}, \quad (11.11)$$

$$T_{p/s} = 313 \cdot 77,3 \mu\text{s} = 24,2 \text{ms},$$

a učestanost ponavljanja polja,

$$f_{p/s} = \frac{1}{T_{p/s}} = 41,32 \text{Hz}, \quad (11.12)$$

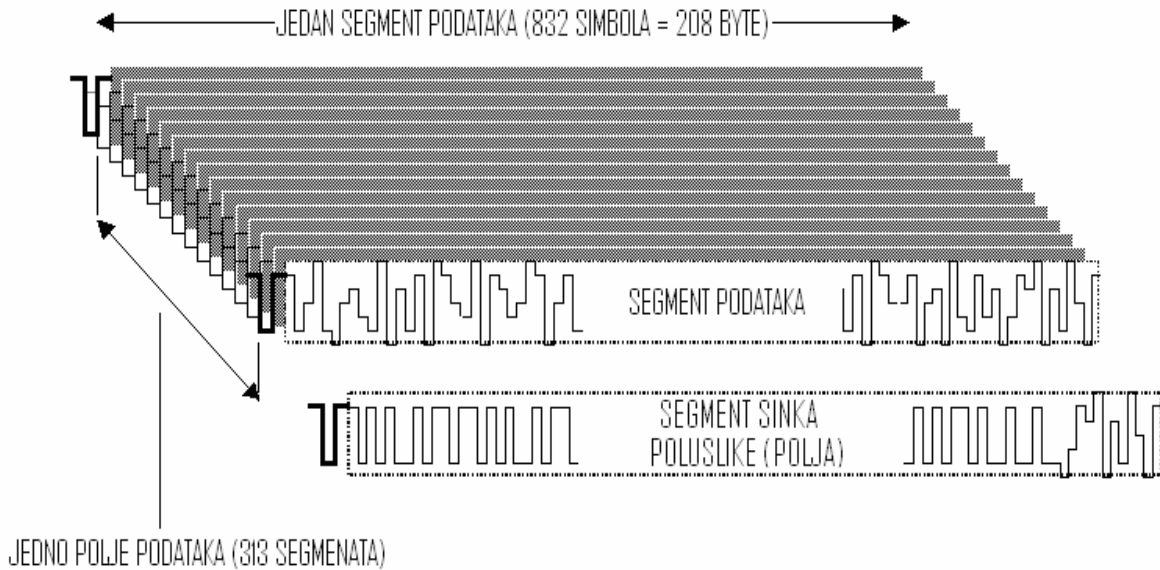
odnosno okvira (dvostruko manje) 20,66Hz.

Broj stanja je  $M = 2^3 = 8$  (tj. 3 bita po simbolu) i *roll-off* faktor  $\alpha = 0,1152$ , pa proizilazi da je spektralna iskoristivost [55],

$$\eta = 2 \cdot \frac{\text{ld}(M)}{1 + \alpha} = 2 \cdot \frac{\log_2(M)}{1 + \alpha} = 6,644 \cdot \frac{\log_{10}(M)}{1 + \alpha}, \quad (11.13)$$

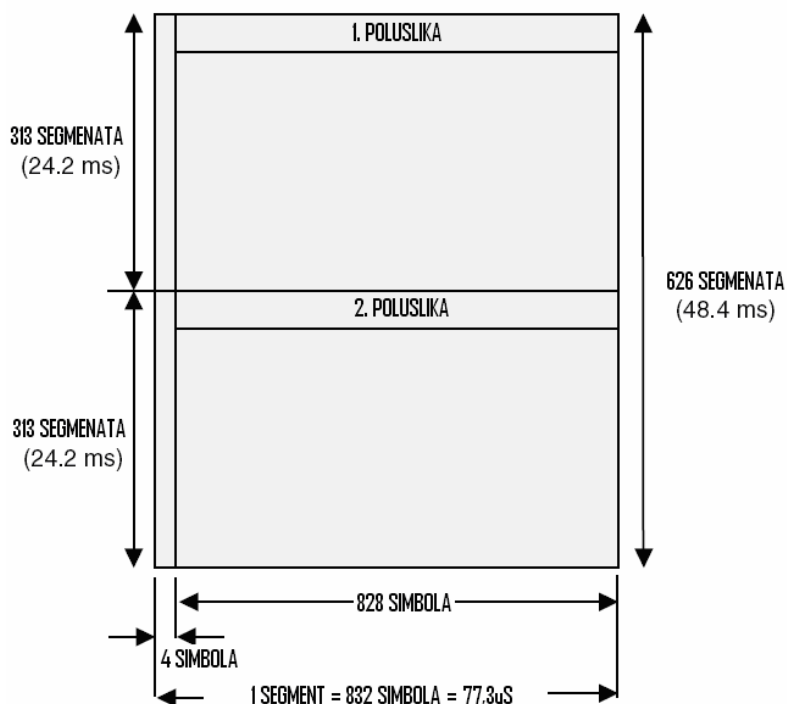
$$\eta = 2 \cdot \frac{3,322 \cdot \log_{10}(8)}{1 + 0,1152} = 5,38 \text{bit/s/Hz}.$$

Svaki okvir podataka, tj. slika, sastoji se iz dva polja podataka (dve poluslike), od kojih svaka ima 313 segmenta podataka trajanja 24,2ms – slika 11.8.



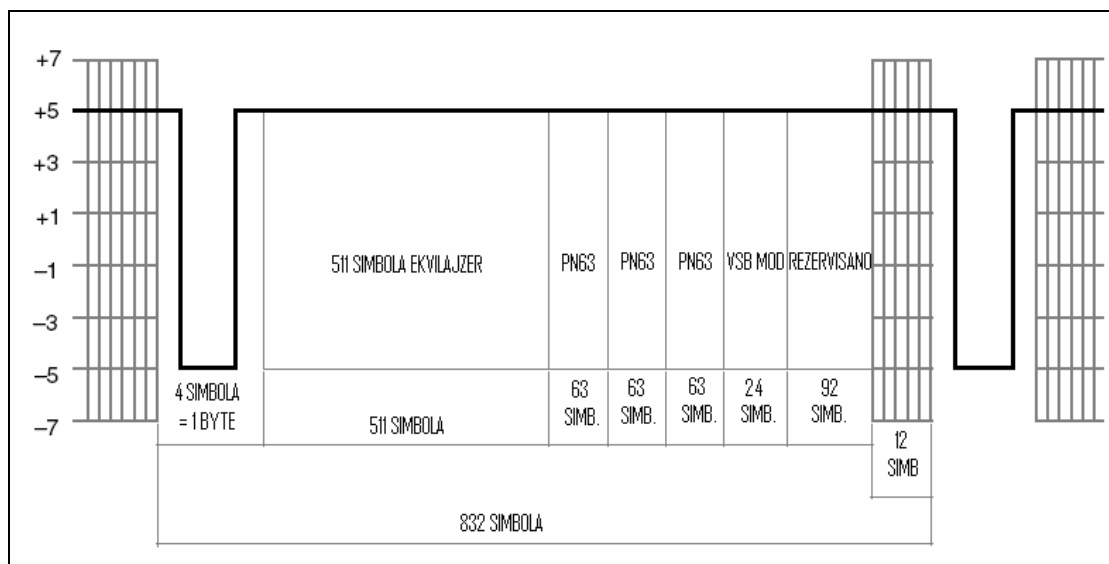
**Slika 11.8.** Kompozicija podataka (poluslike)

U analognoj TV tehnici, segment bi u funkcionalnom smislu odgovarao jednoj TV liniji [46] – slike 11.7 i 11.8, a svih 313 segmenata (odnosno 626) odgovaralo bi poluslici (tj. TV slici) – slike 11.7 – 11.9.



Slika 11.9. Vremenski odnosi slike

Prvi segment svake slike sadrži sinhro-impuls okvira. On se sastoji se od 4 simbola segmentnog (linijskog) sinka, nakon kojih sledi 511 referentnih simbola za "dugu" ekvilizaciju [55], [71]. Tri sledeće sekvence od po 63 referentna simbola su za podešavanje "kratkog" ekvilajzera.



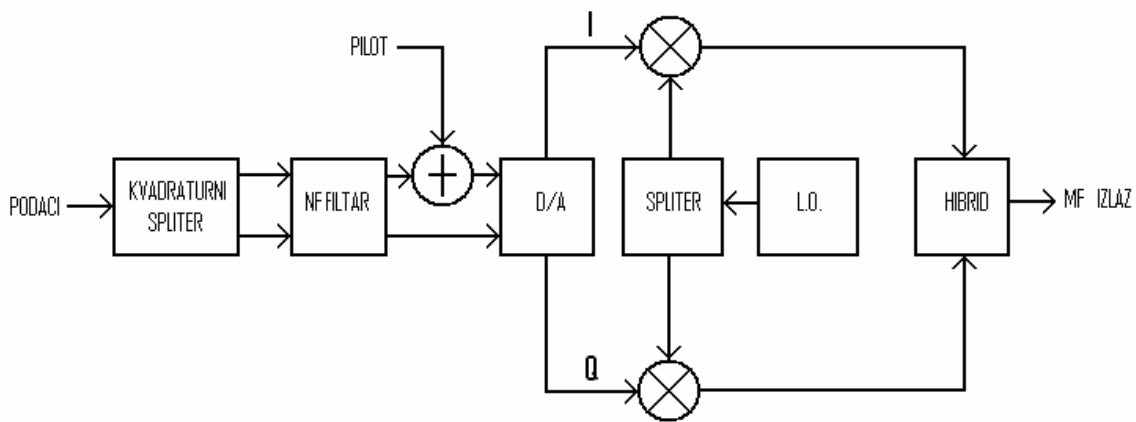
Slika 11.10. Sinhronizacioni impuls slike

Naredna 24 simbola predviđena su za identifikaciju modulacionog postupka 8-VSB ili 16-VSB, a sledeća 92 namenjena su za buduću upotrebu, dok su preostalih 12 simbola ponovljeni iz prethodnog segmenta i omogućavaju prijemniku sinhronizaciju podataka.

VSB modulacija može se primeniti bilo u analognom, bilo u digitalnom domenu, slika 11.11. Trobitna povorka impulsa iz *Trellis*-ovog modulatora dovodi se na ulaz kvadraturnog splitera (razdvojnog stepena) koji deli povorku na dva niza, od kojih se formiraju **I** (*in-phase*) i **Q** (*quadrature*) signali na ulazu modulatora. Obe povorke impulsa se potom uobličavaju u cilju smanjenja intersimbolske interferencije u *Nyquist*-ovom filtru. To je NF filtar linearne faze i ravne frekvencijske karakteristike unutar propusnog opsega. Strmina frekvencijske krive na krajevima opsega definisana faktorom uobličavanja (*Roll-off* faktorom) čija je vrednost  $\alpha = 0,1152$  *Nyquist*-ov filtar umnožava uobličene signale sa

$$\sin\left(\frac{\pi \cdot t}{2 \cdot T}\right) \quad \text{i} \quad \cos\left(\frac{\pi \cdot t}{2 \cdot T}\right)$$

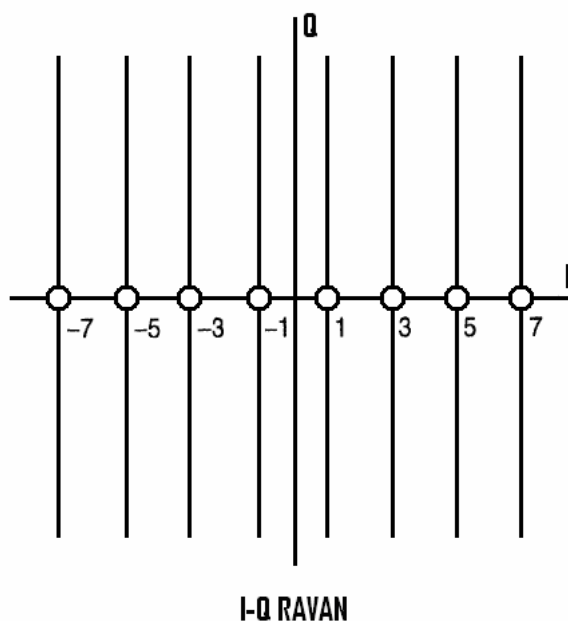
gde je  $T$  – trajanje simbola



**Slika 11.11** Modulacija

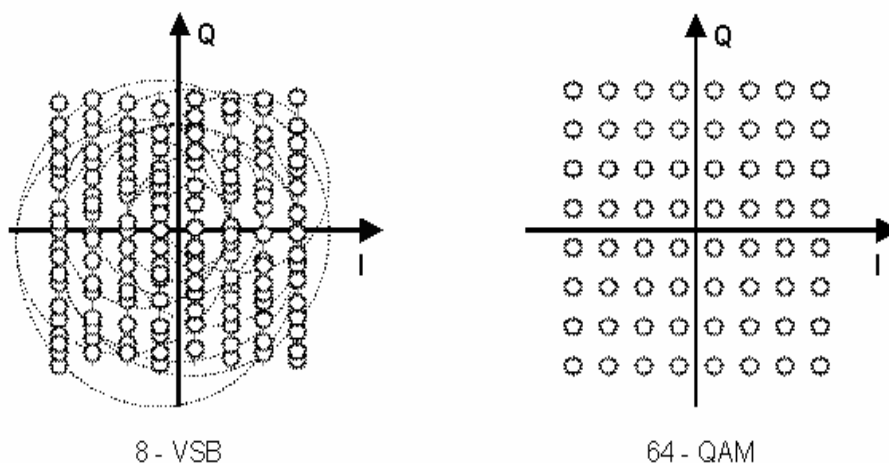
Uobličeni **I** i **Q** signali potom se vode na digitalno-analogni (D/A) konverter, i zatim modulišu („množe“) se signalom iz lokalnog oscilatora (L.O.). U **Q** grani (kvadraturnoj), signal iz lokalnog oscilatora pomeren je za  $90^0$  u odnosu na signal L.O. u **I** grani. Oba signala se potom sumiraju u dvostrukom kombajneru (poslednji stepen na slici 11.11.), čime se dobija izlazni signal međufrekvencije (MF). Rezultujući spektar sadrži samo jedan bočni opseg i potisnut nosilac. Pilot signal se insertuje u **I** granu modulatora. Učestanost pilota (nosioca) jednaka je vrednosti potisnutog nosioca, i generiše se dodavanjem 1,25V jednosmenog napona (DC) svakom simbolu (podataka i sinku). On se javlja na izlazu modulatora i vrlo je niskog nivoa, ali i kao takav veoma je važan jer omogućava prijemniku korektan prijem u uslovima znatnih smetnji i šumova [55]. Njime se regeneriše RF nosilac, a time i akvizicija svih ostalih podataka (njegov nivo (pilot) je -3dB). Veoma je važno da za ispravan rad budu izuzetno stabilne frekvencije dolaznog signala i lokalnog oscilatora.

Kompletan generisan DTV signal, sastoji se od 8 amplitudskih nivoa, od kojih su 4 pozitivna a druga 4 negativna. Signal se najčešće predstavlja u vidu dvodimenzionalnog I-Q (slika 11.12) ili konstelacionog dijagrama (slika 11.13).



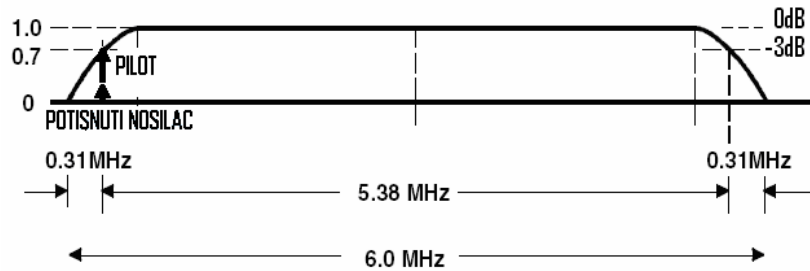
Slika 11.12 Dvodimenzionalna I-Q predstava generisanja

Svaka tačka **I-Q** dijagrama reprezentuje vrednost amplitude i faznog stava RF nosioca. Za 8-VSB, informacija je sadržana samo u okviru **I** komponente, čiji su različiti nivoi prikazani tačkama po horizontalnoj osi. Komponenta u kvadraturi (**Q**) je uvek prisutna i njene vrednosti odgovaraju po vertikali (**Q**-osi), ali one ne nose nikakvu informaciju o nivoima [55].



Slika 11.13. Uporedni pregled konstelacionih tačaka 8-VSB i 64-QAM

Frekvencijska karakteristika 8-VSB modulacije s jednim bočnim opsegom i pilotom lociranim 310kHz iznad donje ivice opsega, prikazan je na slici 11.14. Vrednost od 310kHz odabrana je zato da bi se minimizirale kokanalne interferencije (smetnje na istom kanalu) NTSC analognim predajnicima [55].



Slika 11.14. Frekvencijska karakteristika

Izgled konstelacionih tačaka 8-VSB modulacije dat je na narednoj slici (14), i on samo svojim izgledom donekle podseća na 64-QAM modulacionu šemu.

Tajvanska varijanta ATSC sistema je *ATSC A/65A Program and System Information Protocol - PSIP*).

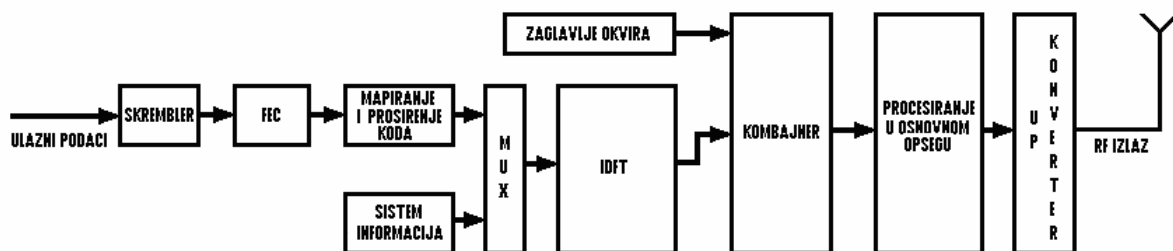
## 11.2. CDMB sistem

**CDMB** je kineski sistem [48], [50], [51], [52], [57], [70], [72], [82], [93] za koji trenutno postoji relativno malo podataka dostupnih široj tehničkoj javnosti (izuzev na kineskom jeziku). Iz tih razloga, na pojedinim mestima nedostaju određeni podaci. To su dva sistema koji su uporedo razvijani [93]:

1. **DMB-T** sistem (*Digital Multimedia Broadcasting – Terrestrial/Handheld*) - nastao na univerzitetu TSINGHUA 1999. god. Praktično, to je skromnija varijanta evropskog OFDM-a.
2. Uporedo s ovim, razvijan je još jedan (drugi) sistem **ADBT-T** (*Advanced Digital Television Broadcasting – Terrestrial*) na univerzitetu JIAOTONG u Šangaju, koji predstavlja modifikaciju američkog ATSC-a s jednim nosiocem.

Dakle, **CDMB** je “hibrid” *Multi/Single Carrier (MC/SC)* varijante rada. Osim u Kini, u upotrebi je u Makaou. Zvanično je ustanovljen 01.08.2007. god. kao kineski standard za zemaljsku digitalnu TV. S obzirom da je način rada (MC ili SC) jasno razdvojen, to se pri pomenu **DMB-T** podrazumeva **CDMB-T** u radu kao OFDM, odnosno za **ADBT-T** je **CDMB-T** s jednim nosiocem.

Blok šema CDMB-T prikazana je na slici 11.15 [50]. Definisan je za kanal širine 8MHz iz kojeg se izvode norme za 7MHz i 6MHz.



SLIKA 11.15. Blok šema CDMB-T predajnika



FEC kod [50] predstavlja kombinaciju spoljašnjeg kodiranja BCH(762,752) dobijenog iz BCH(1023,1013) i unutrašnjeg koda niske gustine za kontrolu pariteta (*inner low density parity check (LDPC) code*) s tri različita kodna količnika (LDPC = 0,4; 0,6 i 0,8) – tabela 11.1.

TERMIN	JEDINICA	VREDNOST		
Standard		GB20600-2006, ISO/IEC 13838-1, ETSI TS 101 191		
Spolj(aš)nji FEC kod	---	BCH(762,752)		
R-S kodiranje		188/208		
Unutrašnji FEC	LDPC	0,4 = 2/5	0,6 = 3/5	0,8 = 4/5
Zauzeta širina opsega	[MHz]	5,95 <sub>6</sub> MHz	6,95 <sub>7</sub> MHz	7,94 <sub>8</sub> MHz
Unutrašnje proširenje koda	Mod	0 (=off)	1(=48)	2(=240)   3(=720)
Modulacione šeme	---	64-QAM, 32-QAM, 16-QAM, 4-QAM, 4QAM-NR		
Broj OFDM nosilaca		1 (SCM),	3280 (MCM)	
Trajanje OFDM simbola	[μs]	7,56		
FFT		4K		
Razmak između nosilaca	[kHz]	2		
Modulacija		TDS-OFDM		

Tabela 11.1. Osnovne karakteristike (C)DMB-T sistema

**Konstelacija signala i mapiranje.** Izlaz iz FEC koda se konvertuje u simbolički niz n-QAM pri čemu je prvi kodirani ulazni bit svakog simbola LSB. (C)DMB sistem podržava konstelacije 64-QAM, 32-QAM, 16-QAM, 4-QAM i 4QAM-NR. Modulaciona šema 4-QAM-NR razlikuje se od ostalih mapiranja, jer ona predstavlja kombinaciju NR (*Non Return*) kodiranja i 4-QAM šeme. Zahvaljujući postupku normalizovanja snage tokom procesa mapiranja, srednja snaga signala je praktično ista bez obzira o kojoj modulacionoj šemi je reč.

**Vremensko proširenje koda** – konvolucioni proširivač se sastoji od B-grana dubine proširenja M. Dva moda su u upotrebi:

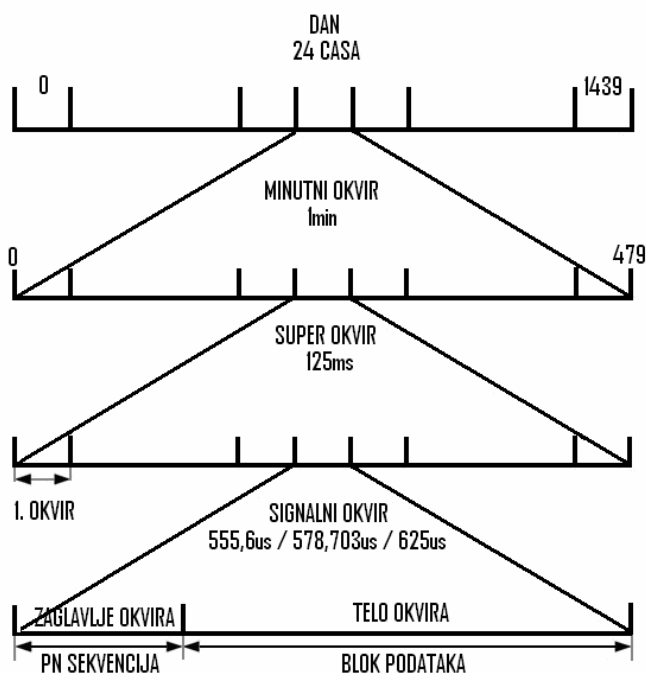
$$\frac{B}{M} = \frac{52}{240}, \text{ odnosno } \frac{B}{M} = \frac{52}{720}$$

**Frekvencijsko proširenje koda** – obavlja se unutar jednog OFDM tela okvira koji sadrži 36 informacionih simbola i 3744 simbola podataka. Ukupna dužina tela okvira je 3780 simbola.

**Struktura okvira** – prikazana je na slici 11.16. Kalendarski dan (00.00-24.00) sastoji se iz 1.440 minuta. Minutni okvir traje tačno jedan minut i sadrži 480 super okvira čije je pojedinačno trajanje 125ms.

Super okvir sastoji se iz signalnih okvira, čije trajanje može biti 555,6μs, 578,703μs ili 625μs. Jedan signalni okvir čine zaglavlje okvira (*Frame Header* - FH) i telo okvira (*Frame Body* - FB). Osnovna simbolička brzina za FH i FB (zaglavlje i telo okvira) je ista i iznosi 7,56Msimb./s. Zaglavlje okvira (FH) koristi pseudošumnu sekvencu (*pseudo-noise* - PN) tri različite dužine – 420, 595 i 945 simbola, čime se omogućavaju različite aplikacije a to je ujedno razlog korišćenja modulacione tehnike TDS-OFDM (*Time-domain Synchronous*

Orthogonal Frequency Division Multiplexing). FH uvek koristi 4-QAM modulacionu šemu s istim I i Q komponentama. Svaki FB signalnog okvira je trajanja  $500\mu\text{s}$  ( $=3.780 \times 1/7,56$ ).



Slika 11.16. Struktura okvira

**FB procesiranje podataka – CDMB** sistem poseduje dve opcije u pogledu broja OFDM nosilaca unutar svakog FB-a. Jedna opcija je  $C = 1$  sa samo jednim nosiocem (*single-carrier mode*)- SCM mod rada, poput 8-VSB (američkog). Druga opcija je  $C = 3.280$  sa isto toliko OFDM nosilaca (*multi-carrier mode*) – MCM pristup. Razmak između OFDM nosilaca je 2kHz. Opciono, mogu se insertovati dva pilota s  $\pm 0,5$  simbolske brzine unutar FB podataka nakon što je formiran signalni okvir. Ukupna snaga pilota je -16dB ispod ukupne snage signala. *Roll-off* faktor usponske funkcije za CDMB sistem iznosi  $\alpha = 0,05$

Osnovne karakteristike ovog sistema, date su u tabelama 11.2 (vremenske karakteristike), odnosno neto bitski protok (zavisno od izbora modulacione šeme) u tabeli 11.3.

TERMIN		MOD		
Môd zaglavlja okvira ( <i>FH -mode</i> )	---	1	2	3
Zaštitni vremenski (delta) odnos ( <i>Guard interval</i> )	---	1/9	1/6	1/4
Trajanje zaglavlja okvira	[ $\mu\text{s}$ ]	55,56 $= 500/9$	78,7 $= 500/6$	125 $= 500/4$
Trajanje podataka okvira	[ $\mu\text{s}$ ]	500		
Maksimalana separacija predajnika	[ km ]	17 $\approx 0,3 \cdot 55,56$	24 $\approx 0,3 \cdot 78,7$	38 $\approx 0,3 \cdot 125$

Tabela 11.2. Vremenske karakteristike za kanal nominalne širine 8MHz

Iz tabele 11.2 se zaključuje da je separacija predajnika kada oni rade u MCM/SFN režimu znatno manja od japanskog ISDB-T a dvostruko manja od evropskog DVB-T OFDM sistema.

Primetimo da kao i u slučaju DVB-T (16-QAM,  $k = 3/4$  i 64-QAM  $k = 1/2$ ) postoje različite modulacione šeme kod kojih je bitski protok isti (u tabeli 11.3, međusobno osenčeni).

ZAŠTITNI INTERVAL	KODNI KOLIČNIK	QPSK	16-QAM	64-QAM
		[Mb/s]		
1/4	4/9	<b>4,813</b>	<b>9,626</b>	<b>14,438</b>
	2/3	<b>7,219</b>	<b>14,438</b>	<b>21,658</b>
125us	8/9	<b>9,626</b>	<b>21,658</b>	<b>28,877</b>
1/6	4/9			
	2/3			
	8/9			
83,3us	4/9			
	2/3			
	8/9			
1/9	4/9	<b>5,414</b>	<b>10,829</b>	<b>16,243</b>
	2/3	<b>8,122</b>	<b>16,243</b>	<b>21,658</b>
55,6us	8/9	<b>10,829</b>	<b>21,658</b>	<b>32,486</b>

Tabela 11.3. Bitski protoci za TV kanal nominalne širine 8MHz

To znači da će se, na primer bitski protok 9,626Mbit/s moći upotrebiti u modulacionim šemama nižeg tipa QPSK i s višim kodnim količnikom 8/9, ili višom modulacionom šemom 16-QAM (16-QAM > QPSK) i nižim kodnim količnikom 4/9 ( $4/9 < 8/9$ ). Analogno je i u ostalim naglašenim slučajevima.

### 11.3. ISDB-T BST-OFDM sistem

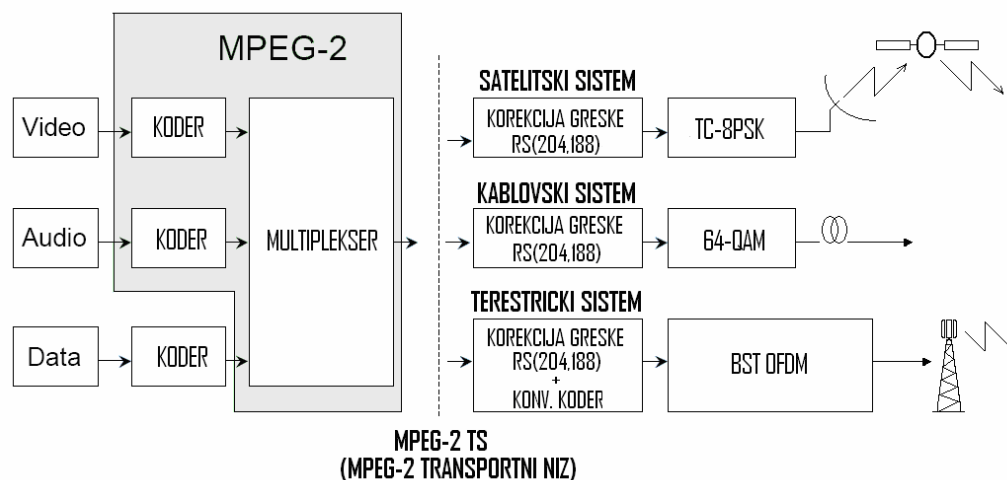
Japanski DiBEG (*Digital Broadcasting Experts Group*), odnosno ARIB (*Association of Radio Industries and Businesses*) – u engleskom žargonu izgovara se “**arairb**”, razvio je svoj standard digitalne radio difuzije koji je u sebi obuhvatao terestričku, satelitsku i kablovsku televiziju. Sistem je dobio naziv ISDB (*Integrated Services Digital Broadcasting*) a deo koji se odnosi na terestričku (zemaljsku TV), dobio je nastavak –T, tj. ISDB-T. Standard za terestričku televiziju [STD-B31], [ITU-R BT.1306-1] je veoma sličan DVB-T standardu, ali postoji jedna ključna razlika – nominalni opseg TV kanala je izdvojen u segmente. Otuda ovaj sistem nosi naziv BST-OFDM (*Band-Segmented Transmission-OFDM*). Ovakvim pristupom segmentiranja omogućen je širok raspon kombinovanja i primene segmenata zavisno od potrebne širine spektra koju dati servis zahteva (prenos podataka, radio, SDTV, HDTV, i dr.). ISDB-T standard dizajniran je za sve tri širine kanala (6MHz, 7MHz i 8MHz), s neto brzinom bitskog prenosa u granicama od 3,561Mbit/s do 30,980Mbit/s. Praktično, ISDB-T sistem je obuhvatio sve pozitivne strane evropskog (B) OFDM sistema.

Osnovne karakteristike ISDB-T sistema su [86], [87], [88], [91], [92]:

- Prenos jednog HDTV i programa na mobilnom aparatu unutar širine 6MHz
- Umesto jednog HDTV, mogu se prenositi 2-3 SDTV programa
- Interaktivnost i pristup internetom ili mobilnim aparatom
- EPG (*Electronic Program Guides*)
- Mogućnost SFN rada
- Mogućnost sobnog prijema
- Imunost na višestruke refleksije u slici

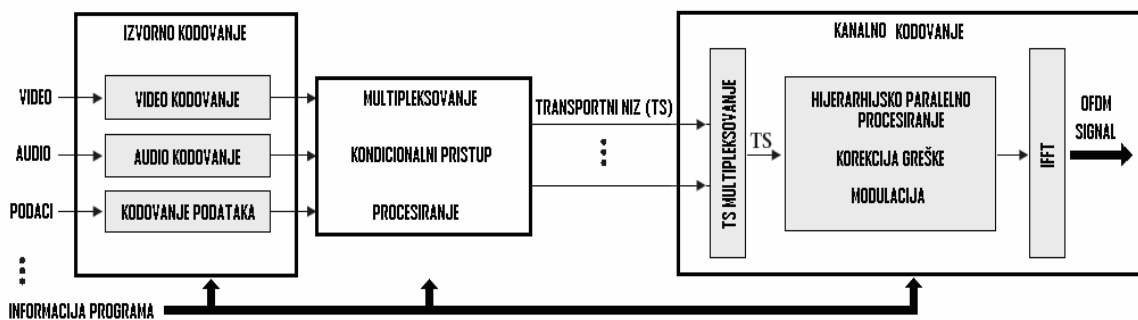
- Robustnost na kokanalne interferencije
- Robustnost na impulsne smetnje i industrijski šum
- Prijem HDTV u pokretu do 100km/h (DVB-T može primiti samo SDTV, dok ATSC i nije predviđen za uslove HDTV prijema u pokretu)
- Za prijem najniže rezolucije dovoljan je jedan segment (ali je neodovoljan za uslove mobilnog prijema).

Blok šema ISDB sistema data je na 11.17. Sa slike se zaključuje da su postupci kodiranja i korekcije greške istovetni kao u slučaju evropskog DVB-T, a da se zavisno od primene razlikuju modulacione šeme – za kablovski sistem DVB (tj. za DVB-C) koristiće se 64-QAM, za zemaljski sistem ISDB-T itd.



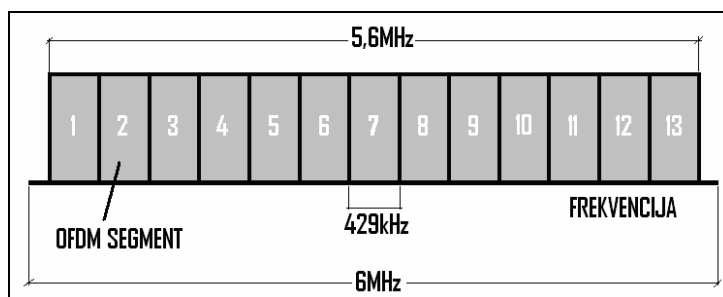
**Slika 11.17.** ISDB (japanski) sistem DVB

Na slici 11.18 prikazana je uprošćena blok šema ISDB-T sistema.



**Slika 11.18.** Uprošćena šema ISDB-T sistema

TV kanal nominalne širine  $B$  izdjeljen je u 13 OFDM (kanalnih) segmenata [91], [92] od kojih je svaki širine  $B/14$  MHz (slika 11.19), što za TV kanal nominalne širine 6MHz iznosi  $6000/14 = 429\text{kHz}$ .



Slika 11.19. Podela kanala na segmente

Zavisno od nominalne širine TV kanala (6, 7 ili 8MHz), biće (tabela 11.4) širina svakog OFDM segmenta,

$$6.000/14 = B/14 = 428,57\text{kHz} \quad (\text{slučaj sa slike 11.19})$$

$$7.000/14 = B/14 = 500,00\text{kHz}$$

$$8.000/14 = B/14 = 571,42\text{kHz}$$

Emisioni parametri mogu se individualno podesiti unutar svakog od OFDM segmenata, čineći na taj način kanal veoma fleksibilnim. Za postizanje intefejseranja između multipliciranog MPEG-2 transportnog niza (TS) i BST-OFDM predajnog sistema, svi TS-ovi se remultipleksiraju u jedan transportni niz. Konfiguracija OFDM segmenata, predajni parametri i ostale informacije šalju se ka prijemniku putem TMCC (*Transmission Multiplexing Configuration Control*) signala tj.putom pilota koji nose informaciju o parametrima (poput TPS kod OFDM sistema)

Kao i evropski DVB-T sistem, ISDB-T poseduje tri emisiona moda rada: mod-1, mod-2 i mod-3, od kojih svaki od njih ima različite performanse u uslovima prijema, razmak između OFDM nosilaca, konfiguraciju mreže, namenu i dr.

U modu-1, jedan OFDM segment sadrži 108 OFDM nosilaca, dok mod-2 i mod-3 imaju (respektivno) 216, odnosno 432 nosioca – tabela 11.4. Ukupan broj OFDM nosilaca je trinaest puta viši uvećan za jedan, tj. 1405 za 2K, 2809 za 4K i 5617 za 8K mod. Od toga na podatke koji nose stvarnu informaciju o sadržaju slike/tona, predviđeno je 1248 (2K), 2496 (4K) i 4992 (8K) nosilaca. Broj disperzovanih, kontinualnih, TMCC i AC2 pilota međusobno je promenljiv i zavisi od broja kanalnih segmenata koji se koriste – tabela 1.

TV difuzija može koristiti do 13 OFDM segmenata pri čemu je zauzeta širina opsega oko 5,6MHz za TV kanal nominalne širine 6MHz (tj. 6,5MHz za TV kanal 7MHz, ili 7,4MHz za TV kanal 8MHz). Za potrebe audio-difuzije koristi se do 3 OFDM segmenta. Zavisno od izbora modulacione šeme, broj simbola po bitu može biti 2bit/simb za DQPSK (*Differential Quadrature Phase Shift Keying*), 4bit/simb za 16-QAM i 6bit/simb za 64-QAM.

Broj OFDM segmenta	ŠIRINA OPSEGA	ISDB-T			
		Mod 1 (2K)	Mod 2 (4K)	Mod 3 (8K)	
	6/7/8MHz	$N_s \leq 13$	$N_s \leq 13$	$N_s \leq 13$	
Maksimalna potrebna širina opsega za $N = 13$ segmenta [MHz]	B = 6MHz	5,575MHz	5,573MHz	5,572MHz	
		$\frac{B}{14} \times N_s + \frac{0,250}{63}$	$\frac{B}{14} \times N_s + \frac{0,125}{63}$	$\frac{B}{14} \times N_s + \frac{0,125}{126}$	
		$B/14 \cdot N + \Delta f$			
	B = 7MHz	6,504MHz	6,502MHz	6,501MHz	
		$\frac{B}{14} \times N_s + \frac{0,500}{108}$	$\frac{B}{14} \times N_s + \frac{0,500}{216}$	$\frac{B}{14} \times N_s + \frac{0,500}{432}$	
		$B/14 \cdot N + \Delta f$			
	B = 8MHz	7,433MHz	7,431MHz	7,429MHz	
		$\frac{B}{14} \times N_s + \frac{1}{189}$	$\frac{B}{14} \times N_s + \frac{0,5}{189}$	$\frac{B}{14} \times N_s + \frac{0,250}{189}$	
		$B/14 \cdot N_s + \Delta f$			
	Rastojanje između OFDM nosilaca $\Delta f$ [kHz]	B = 6MHz	3,968	1,984	0,992
			$\frac{250}{63} = \frac{B}{14/108}$	$\frac{125}{63} = \frac{B}{14/216}$	$\frac{125}{126} = \frac{B}{14/432}$
		B = 7MHz	4,629	2,314	1,157
$\frac{500}{108} = \frac{B}{14/108}$			$\frac{500}{216} = \frac{B}{14/216}$	$\frac{500}{432} = \frac{B}{14/432}$	
B = 8MHz		5,291	2,645	1,322	
		$\frac{1000}{189} = \frac{B}{14/108}$	$\frac{500}{189} = \frac{B}{14/216}$	$\frac{250}{189} = \frac{B}{14/432}$	
Broj nosilaca 6/7/8 MHz	Ukupan	$1 + 108 \times N_s = 1405$	$1 + 216 \times N_s = 2809$	$1 + 432 \times N_s = 5617$	
	Podaci	$96 \times N_s = 1248$	$192 \times N_s = 2496$	$384 \times N_s = 4992$	
	Disperzovani	$9 \times n_s$	$18 \times n_s$	$27 \times n_s$	
	Kontinualni (C)	$1 + n_d$	$1 + n_d$	$1 + n_d$	
	TMCC <sup>(1)</sup>	$n_s + 5 \times n_d$	$2 \times n_s + 10 \times n_d$	$4 \times n_s + 20 \times n_d$	
	AC1 <sup>(2)</sup>	$2 \times N_s = 26$	$4 \times N_s = 52$	$8 \times N_s = 104$	
	AC2 <sup>(2)</sup>	$4 \times n_d$	$9 \times n_d$	$19 \times n_d$	
Roll-off faktor		$\alpha = 0,35$			
Broj nosilaca po jednom segmentu (n) 6/7/8MHz		108	216	432	

Tabela 11.4. Emisioni parametri ISDB-T sistema

## Napomene:

- (1) **TMCC** (*Transmission and Multiplexing Configuration Control*) piloti koji nose informaciju o parametrima (poput **TPS** kod **OFDM** sistema)
- (2) **AC** (*Auxiliary Channel*) pomoćni piloti koji sadrže informaciju o radu mreže

Kao i u slučaju DVB-T, u ISDB-T sistemu postoji zaštitni (*guard*) vremenski (delta) interval koji, strogo posmatrano, predstavlja vremenski redundantnu (suvišnu) informaciju jer se u tom intervalu ne sadrži korisna informacija. Uloga zaštitnog intervala izuzetno je bitna, jer je zahvaljujući postojanju istog, omogućen rad više ISDB-T predajnika u jednofrekvencijskoj mreži. U procesu prijema, ISDB-T prijemnik se sinhronizuje na prvi pristigli signal, i potom je "zaključan" za sve naknadno pristigle signale, i tek po isteku zaštitnog (delta) intervala, nastavlja s razvijanjem digitalne poruke. Posledica ovoga je da u reprodukovanoj prijemnoj slici nema refleksija ("duhova"), i da je dužinom trajanja zaštitnog intervala određena maksimalna separacija ISDB-T predajnika, a time i neposredno, gustina jednofrekvencijske mreže (engl., *Single Frequency Network – SFN*) – tabela 11.5.

	$\Delta$	TV kanal	Vremenska trajanja zaštitnog intervala i okvira i separacija predajnika					
			Mod 1		Mod 2		Mod 3	
			Vreme [μs]	Separacija [km]	Vreme [μs]	Separacija [km]	Vreme [μs]	Separacija [km]
Trajanje zaštitnog intervala [μs]	1/4	6MHz	63	18,9	126	37,8	252	75,6
		7MHz	54	16,2	108	32,4	216	64,8
		8MHz	47,25	14,175	94,5	28,35	189	56,7
	1/8	6MHz	31,5	9,45	63	18,9	126	37,8
		7MHz	27	9,0	54	18	108	36
		8MHz	23,625	7,0875	47,25	14,175	94,5	28,35
	1/16	6MHz	15,75	4,725	31,5	9,45	63	18,9
		7MHz	13,5	4,05	27	8,1	54	16,2
		8MHz	11,8125	3,54375	5,90625	7,0875	47,25	14,175
	1/32	6MHz	7,875	2,3625	15,75	4,725	31,5	9,45
		7MHz	6,75	2,025	13,5	4,05	27	8,1
		8MHz	5,90625	1,771875	11,8125	3,54375	23,625	7,0875
Trajanje okvira [ms]	1/4	6MHz	64,26		128,52		257,04	
		7MHz	55,08		110,16		220,32	
		8MHz	48,195		96,39		192,78	
	1/8	6MHz	57,834		115,668		231,336	
		7MHz	49,572		99,144		198,288	
		8MHz	43,3755		86,751		173,502	
	1/16	6MHz	54,621		109,242		218,464	
		7MHz	46,818		93,636		187,272	
		8MHz	40,96575		81,9315		163,863	
	1/32	6MHz	53,0145		106,029		212,058	
		7MHz	45,441		90,882		191,764	
		8MHz	39,760875		79,52175		159,0435	
Efektivno trajanje simbola [μs]	6MHz	252		504		1008		
	7MHz	216		432		864		
	8MHz	189		378		756		
FFT učestanost [MHz]	6MHz	512/63=8,12693						
	7MHz	256/26=9,481						
	8MHz	2048/189=10,835						

**Tabela 11.5.** Vremenska trajanja zaštitnog intervala i okvira i separacija ISDB-T predajnika

Iz tabele 11.5 se vidi da je najduže trajanje zaštitnog intervala za 6MHz kanal,  $\Delta = 1/4$  i iznosi  $252\mu\text{s}$ , što za posledicu ima da je separacija ISDB-T predajnika maksimalna, tj. 75,6km. Za TV kanale većom nominalnom širinom, separacija je manja, tako da je za 7MHz

64,8km a za 8MHz 56,7km (što je niže nego u slučaju evropskog DVB-T - 76km (7MHz), odnosno 67km (8MHz)). Jasno je da će se najduži zaštitni (delta) intervali koristiti kod ISDB-T mreža s nacionalnim pokrivanjem, a najkraći za dopunsko pokrivanje (*gap-filler-e*) uređajima malih snaga.

Jedan OFDM okvir sastoji se od 204 simbola, računajući i zaštitni vremenski interval, bez obzira na emisioni mod koji se koristi – tabela 11.6. Vremensko proširenje koda odvija se u realnom vremenu i zavisi od izbora parametara za digitalni rad i dužine zaštitnog vremenskog (delta) intervala – tabela 11.6. Frekvencijsko proširenje koda primenjuje se u slučaju korišćenja diferencijalnih modulacionih i koherentnih modulacionih segmenata.

Za korekciju greške na raspolaganju su *Reed-Solomon*-ov (204,188) i jedan od konvolucionih kodira (1/2, 2/3, 3/4, 5/6 i 7/8).

	<b>MHz</b>	<b>ISDB-T</b>
Unutrašnje kodiranje (konvoluciono)	6/7/8	1/2 2/3 3/4 5/6 7/8
Spoljašnje kodiranje	6/7/8	RS(204,188)
Vremensko proširenje koda [ms]	6	0 – 96 – 190 – 380
	7	0 – 82 – 160 – 330
	8	0 – 72 – 140 – 290
Informacioni protok [Mbit/s]	6	3,651 → 23,234
	7	4,259 → 27,107
	8	4,868 → 30,979
Broj simbola po jednom okviru	6/7/8	204
Modulacione šeme		<b>DQPSK, QPSK, 16-QAM, 64-QAM</b>

**Tabela 11.6.** Osnovne karakteristike ISDB-T sistema

Informaciona bitska brzina može imati različite vrednosti, i definisana je izborom modulacione šeme, kodnim količnikom i zaštitnim vremenskim odnosom (*guard*) intervalom – tabela 11.7.



Confidential

Modulaciona šema	Kodni količnik	Broj TSP u modovima rada			Informacioni protok za TV kanal sa 13 segmenata [Mbit/s]				
		Mod 1	Mod 2	Mod 3	TV kanal	1/4	1/8	1/16	1/32
DQPSK	1/2	156	312	624	6MHz	3,651	4,056	4,295	4,425
					7MHz	4,259	4,732	5,011	5,163
					8MHz	4,868	5,409	5,727	5,900
	2/3	208	216	832	6MHz	4,868	5,409	5,727	5,900
					7MHz	5,679	6,310	6,681	6,884
					8MHz	6,490	7,212	7,636	7,867
	3/4	234	468	936	6MHz	5,476	6,085	6,443	6,638
					7MHz	6,389	7,099	7,517	7,744
					8MHz	7,302	8,113	8,590	8,851
	5/6	260	520	1040	6MHz	6,085	6,761	7,159	7,376
					7MHz	7,099	7,888	8,352	8,605
					8MHz	8,113	9,015	9,545	9,834
7/8	273	546	1092	6MHz	6,389	7,099	7,517	7,744	
				7MHz	7,454	8,282	8,769	9,035	
				8MHz	8,519	9,465	10,022	10,326	
16 QAM	1/2	312	624	1248	6MHz	7,302	8,113	8,59	8,851
					7MHz	8,519	9,465	10,022	10,326
					8MHz	9,736	10,818	11,454	11,801
	2/3	416	832	1664	6MHz	9,736	10,818	11,454	11,801
					7MHz	11,359	12,621	13,363	13,768
					8MHz	12,981	14,424	15,272	15,735
	3/4	468	936	1872	6MHz	10,953	12,170	12,886	13,276
					7MHz	12,779	14,198	15,034	15,489
					8MHz	14,604	16,227	17,181	17,702
	5/6	520	1040	2080	6MHz	12,170	13,522	14,318	14,752
					7MHz	14,198	15,776	16,704	17,210
					8MHz	16,227	18,030	19,091	19,669
7/8	546	1092	2184	6MHz	12,779	14,198	15,034	15,489	
				7MHz	14,908	16,565	17,539	18,071	
				8MHz	17,038	18,931	20,045	20,653	
64 QAM	1/2	468	936	1872	6MHz	10,953	12,170	12,886	13,276
					7MHz	12,779	14,198	15,034	15,489
					8MHz	14,604	16,227	17,181	17,702
	2/3	624	1248	2496	6MHz	14,604	16,227	17,181	17,702
					7MHz	17,038	18,931	20,045	20,653
					8MHz	19,472	21,636	22,909	23,603
	3/4	702	1404	2808	6MHz	16,430	18,255	19,329	19,915
					7MHz	19,168	21,298	22,551	23,234
					8MHz	21,907	24,341	25,772	26,553
	5/6	780	1560	3120	6MHz	18,255	20,284	21,477	22,128
					7MHz	21,298	23,664	25,057	25,816
					8MHz	24,341	27,045	28,636	29,504
7/8	819	1638	3276	6MHz	19,168	21,298	22,551	23,234	
				7MHz	22,363	24,848	26,309	27,107	
				8MHz	25,558	28,397	30,068	30,979	

**Tabela 11.7.** Informacioni protok za svih 13 segmenata za ISDB-T

**Napomene:**

- Neto bitski protok za kanal nominalne širine 7MHz iznosi 7/6 protoka za 6 MHz, a za kanal nominalne širine 8MHz je 8/6 = 4/3 protoka za 6MHz

- Protok po jednom BST segmentu je 13 puta manji

(x)

- TSP (*Transport Stream Packet*) - paketski transportni niz od 188B odredjen MPEG-2 koderom.

- Broj TSP po jednom BST segmentu je 13 puta manji

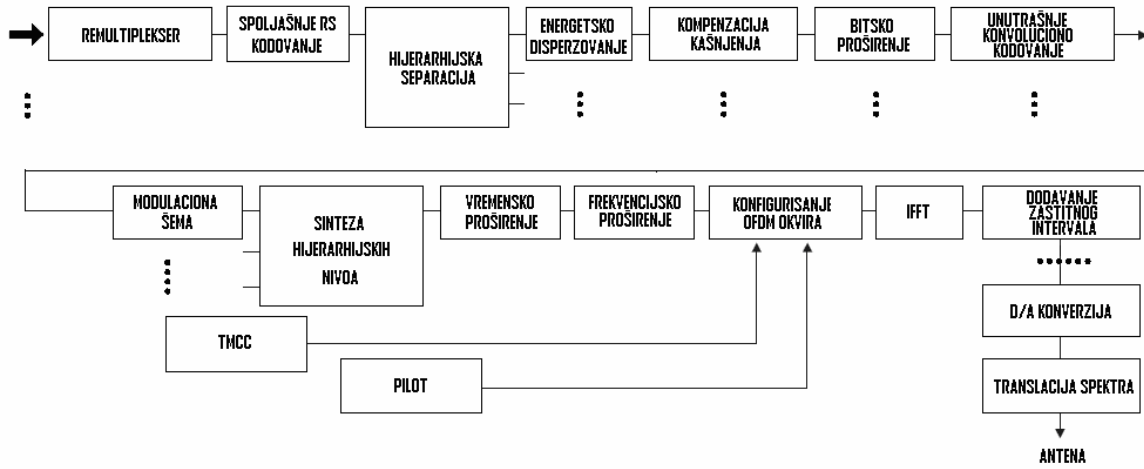
- U slučaju hijerarhijskog načina rada ukupni informacioni protok se jednostavno sabira zavisno od izbora modulacionih šema

Neto bitski protok po jednom segmentu je 13 puta manji – tabela 11.8. Za TV kanal nominalne širine 7MHz, on iznosi 7/6 protoka na 6 MHz, a za kanal 8MHz je 8/6 protoka od 6MHz.

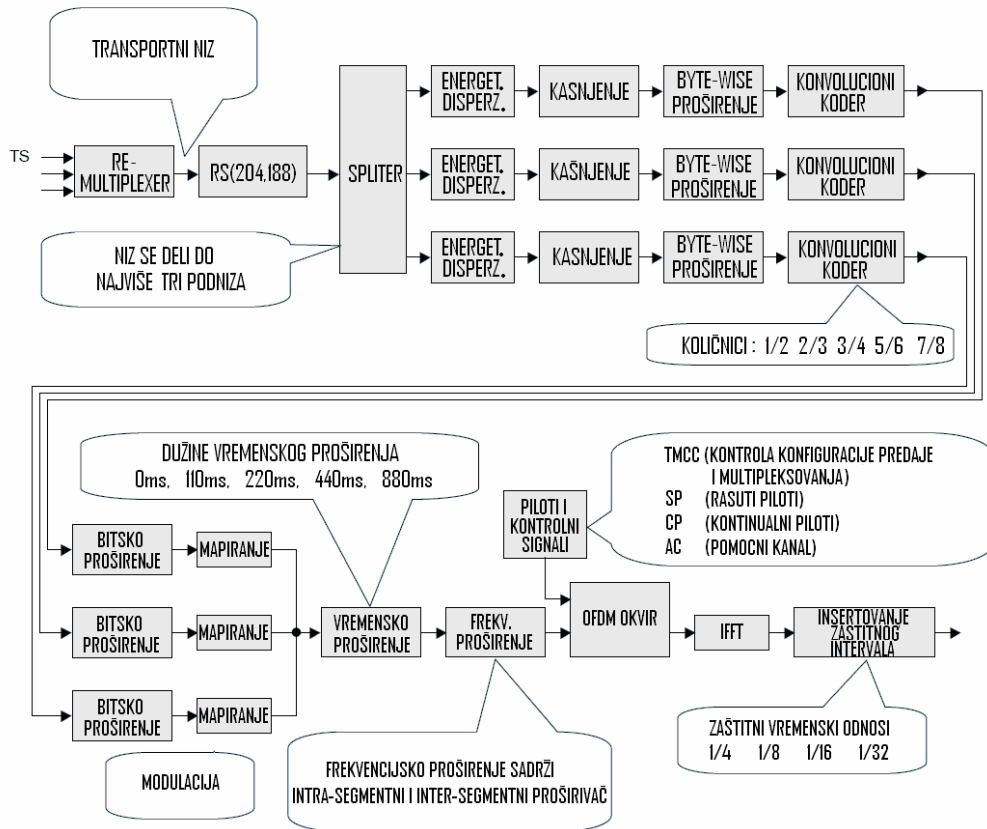
Modulaciona šema	Kodni količnik	Broj TSP u modovima rada			Informacioni protok za TV kanal po jednom segmentu [kbit/s]				
		Mod 1	Mod 2	Mod 3	TV kanal	1/4	1/8	1/16	1/32
DQPSK QPSK	1/2	12	24	48	6MHz	280,85	312,06	330,42	340,43
					7MHz	327,66	364,07	385,49	397,17
					8MHz	374,47	416,08	440,56	453,91
	2/3	16	32	64	6MHz	374,47	416,08	440,56	453,91
					7MHz	436,89	485,43	513,99	529,56
					8MHz	499,30	554,78	587,41	605,21
	3/4	18	36	72	6MHz	421,28	468,09	495,63	510,65
					7MHz	491,50	546,11	578,23	595,76
					8MHz	561,71	624,13	660,84	680,87
	5/6	20	40	80	6MHz	468,09	520,10	550,70	567,39
					7MHz	546,11	606,79	642,48	661,95
					8MHz	624,13	693,47	734,27	756,52
7/8	21	42	84	6MHz	491,50	546,11	578,23	595,76	
				7MHz	573,42	637,13	674,61	695,05	
				8MHz	655,33	728,15	770,98	794,34	
16 QAM	1/2	24	48	96	6MHz	561,71	624,13	660,84	680,87
					7MHz	655,33	728,15	770,98	794,34
					8MHz	748,95	832,17	881,12	907,82
	2/3	32	64	128	6MHz	748,95	832,17	881,12	907,82
					7MHz	873,78	970,87	1027,98	1059,13
					8MHz	998,60	1109,56	1174,83	1210,43
	3/4	36	72	144	6MHz	842,57	936,19	991,26	1021,30
					7MHz	983,00	1092,22	1156,47	1191,52
					8MHz	1123,43	1248,26	1321,68	1361,74
	5/6	40	80	160	6MHz	936,19	1040,21	1101,40	1134,78
					7MHz	1092,22	1213,58	1284,97	1323,91
					8MHz	1248,26	1386,95	1468,54	1513,04
7/8	42	84	168	6MHz	983,00	1092,22	1156,47	1191,52	
				7MHz	1146,84	1274,26	1349,22	1390,11	
				8MHz	1310,67	1456,30	1541,97	1588,69	
64 QAM	1/2	36	72	144	6MHz	842,57	936,19	991,26	1021,30
					7MHz	983,00	1092,22	1156,47	1191,52
					8MHz	1123,43	1248,26	1321,68	1361,74
	2/3	48	96	192	6MHz	1123,43	1248,26	1321,68	1361,74
					7MHz	1310,67	1456,30	1541,97	1588,69
					8MHz	1497,91	1664,34	1762,25	1815,65
	3/4	54	108	216	6MHz	1263,86	1404,29	1486,90	1531,95
					7MHz	1474,50	1638,34	1734,71	1787,28
					8MHz	1685,15	1872,39	1982,53	2042,61
	5/6	60	120	240	6MHz	1404,29	1560,32	1652,11	1702,17
					7MHz	1638,34	1820,38	1927,46	1985,87
					8MHz	1872,39	2080,43	2202,81	2269,56
7/8	63	126	252	6MHz	1474,50	1638,34	1734,71	1787,28	
				7MHz	1720,26	1911,40	2023,83	2085,16	
				8MHz	1966,01	2184,45	2312,95	2383,04	

**Tabela 11.8.** Informacioni protok po jednom segmentu za ISDB-T kanal nominalne širine 6MHz

Za opis rada koristiće se slike 11.20 (kanalno kodiranje) [91], odnosno 11.21 (koja predstavlja razvijeniju verziju slike 11.20).



Slika 11.20. Kanalno kodiranje



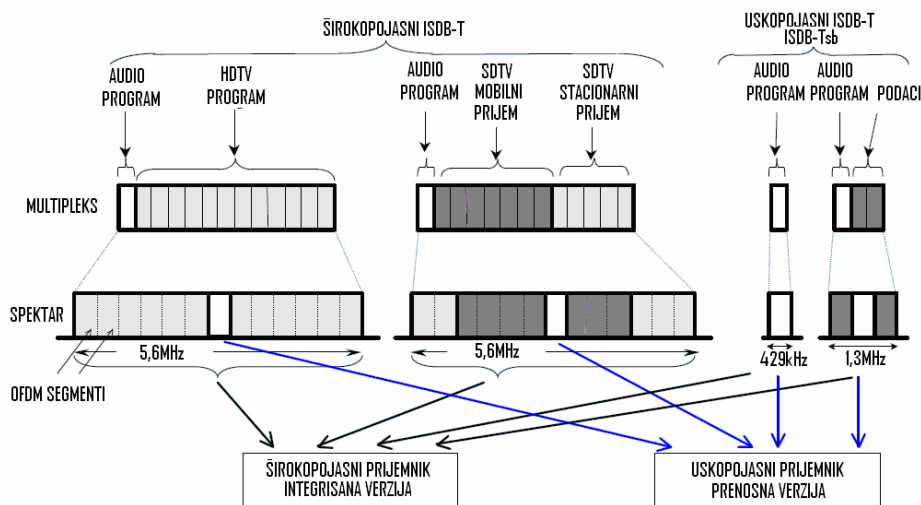
Slika 11.21. Kanalno kodiranje

Slika 11.21 predstavlja blok šemu kanalnog kodiranja. Signal se iz MPEG-2 TS (transportnog) multipleksera dovodi na remultiplekser transportnog niza (TS) u kojem se konvertuje paketski niz dužine 188 bajta s pridodatim nultnim bajtovima, tako da je ukupna dužina 204 bajta. Ove nulte vrednosti zamenjuju se "parity" bitima u R-S kodu kao spoljašnji kod. U slučaju hijerarhijskog prenosa [80], rezultujući niz se deli u jedinične pakete saglasno programskoj informaciji na ulazu u najviše tri paralelno-procesirajuća sistema. Ovakav proces se naziva hijerarhijska separacija.

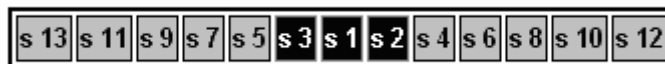
Paralelno procesirajuća sekcija zasniva se na energetsom disperzovanju, bitskom proširenju i drugim procesiranjima (vremenskom i frekvencijskom). Kako hijerarhijski nivoi imaju različite bitske protoke, sistem mora posedovati privremenu bafersku memoriju iz koje se vrši očitavanje podataka saglasno IFFT učestanosti (taktu) odmeravanja. Ovaj proces se naziva sinteza nivoa i bitske brzine. Da bi se poboljšali uslovi mobilnog prijema i robusnost na prisustvo refleksija i smetnji, sistem je dizajniran za vremensko i frekvencijsko proširenje kôda saglasno aranžmanu OFDM segmenta. Pilot signali za demodulaciju i kontrolu simbola sastoje se od TMCC informacija (piloti koji nose informaciju o parametrima) i kombinovani su u vidu informacionih simbola unutar OFDM okvira. Na ovom nivou obavlja se DBPSK (*Differential Binary Phase Shift Keying*) modulacija informacionih simbola i insertovanje zaštitnog intervala.

Mogućnost stacionarnog i mobilnog prijema istog predajnog RF signala, vrši se putem hijerarhijske podele segmenata unutar kanala. Hijerarhijski prenos znači da se tri parametra – kodni količnik, tip modulacije i vremensko proširenje koda, zavisno od potreba mogu nezavisno odabrati. Vremensko i frekvencijsko proširenje koda sadržano je u njihovim odgovarajućim OFDM segmentima.

Na osnovu dosadašnjeg, može se zaključiti da je najmanja hijerarhijska jedinica u frekvencijskom spektru jedan OFDM (ili kanalni) segment. Kompletan TV kanal sastoji se iz 13 OFDM segmenata, na koje se mogu primeniti do tri hijerarhijska nivoa – slika 11.22 (slučaj TV kanala nominalne širine 6MHz). Za DQPSK upotrebom diferencijalne modulacije, lociranje se vrši u sredini RF kanala, dok se za QPSK i QAM upotrebom koherentne modulacije segmenti smeštaju na ivice kanala [91], slika 11.23.



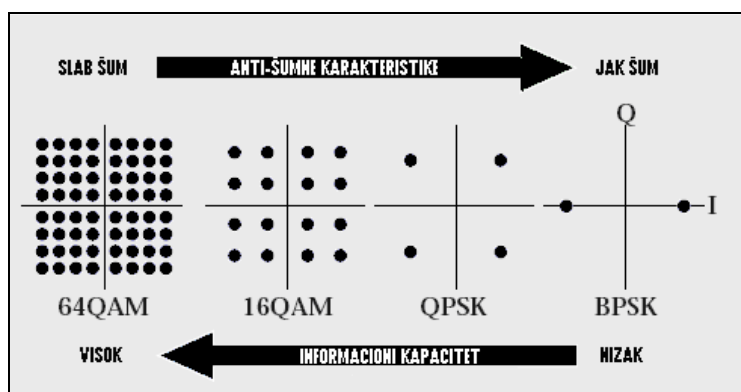
**Slika 11.22.** Potreban broj segmenata zavisno od namene



Slika 11.23. Spektralna struktura segmenata

Kao što je već rečeno, u ISDB-T sistemu, moguće su četiri modulacione šeme: DQPSK, QPSK, 16-QAM i 64-QAM. DQPSK tip modulacije je diferencijalni tip modulacije u kojem se prenosi informacija o razlici između trenutnog i narednog simbola. Pri faznom pomeraju od  $\pi/4$  prijemnik tokom demodulacije DQPSK identifikuje kao QPSK modulacionu šemu. Kašnjenje od 120 bita nakon serijsko/paralelne konverzije je u formi bitskog proširenja čime se redukuje interferencija između OFDM nosilaca.

Slika 11.24 predstavlja amplitudsko-fazni (konstelacioni) dijagram za BPSK, QPSK, 16-QAM i 64-QAM koherentne tipove modulacionih šema [87]. Kako s porastom modulacione šeme raste broj bita po simbolu, to se povećava bitski protok. Rastojanje između signalnih tačaka postaje manje, a time i otpornost sistema na smetnje.

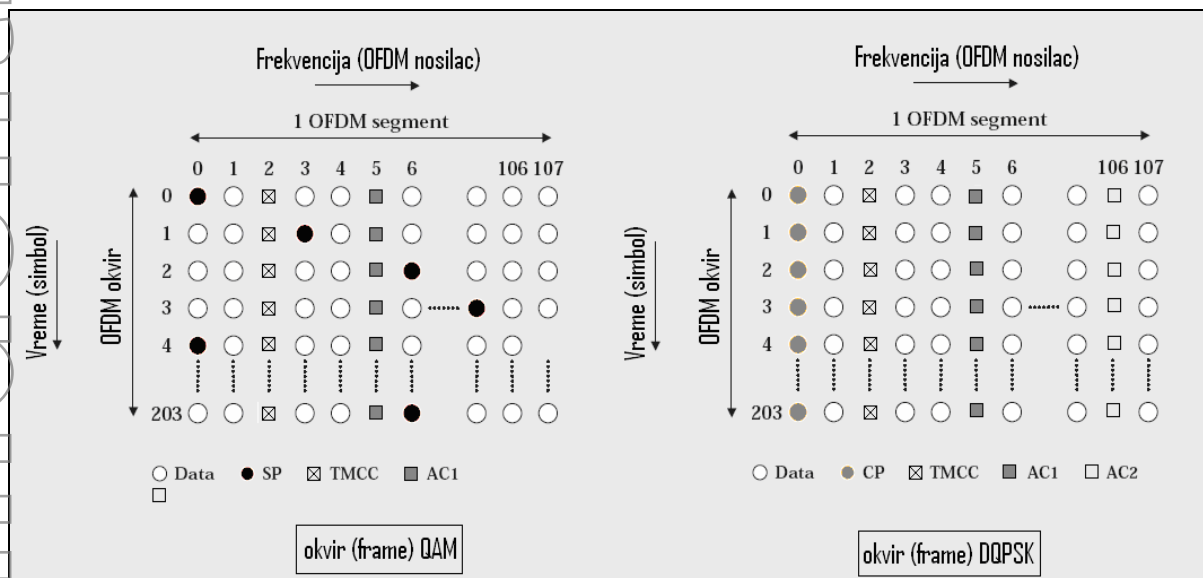


Slika 11.24. Amplitudsko-fazni (konstelacioni) dijagram

Na slici 11.25 prikazan je format okvira u emisionom modu-1 (108 OFDM nosilaca po jednom OFDM segmentu). U ovom modu jedan OFDM segment sadrži 96 nosilaca podataka, a ostalih 12 nosilaca (pilota) služe za kontrolu predaje [87]. Aranžman pilota razlikuje se saglasno primenjenom modulacionom sistemu na datom segmentu, i samim tim, postoje dva tipa segmenata frejmova, slika 11.25 (leva i desna strana).

Leva strana slika 11.25 prikazuje OFDM segment okvira za slučaj koherentne modulacije, s jednim TMCC nosiocem, dva pomoćna (AC) nosioca i devet rasutih (SP) pilota. Unutar jednog OFDM okvira SP pilot se insertuje kao svaki 12. nosilac u frekvencijskom smeru i kao svaki 4. u vremenskom.

U slučaju diferencijalne modulacije, rasuti (SP) piloti su nepotrebni (slika 11.25 - mod rada 1). Ovde se jedan OFDM segment sastoji od pet TMCC nosilaca (pilota koji nose informaciju o parametrima), šest pomoćnih (AC) nosilaca i jednog kontinualnog pilota (CP) lociranog na početku svakog OFDM frejma, odnosno na NF kraju OFDM segmenta. Kada se koristi hijerarhijska modulacija, tada se isti kontinualni pilot (CP) ponaša kao referentni signal za koherentnu modulaciju na kraju OFDM segmenta, odnosno kao VF referenca na kraju OFDM segmenta.



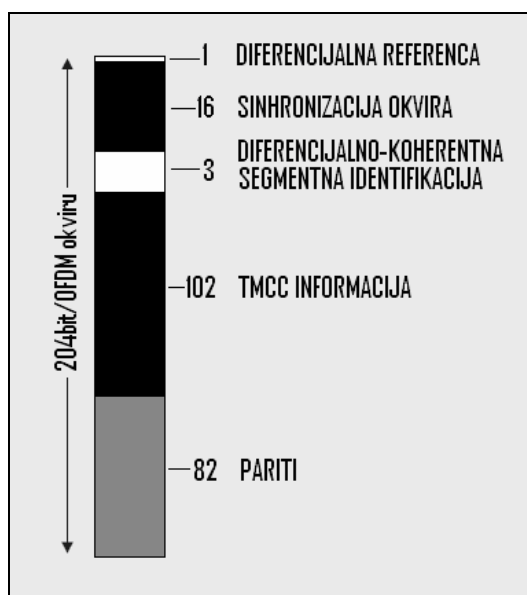
Slika 11.25. OFDM okvir

Broj pilota zavisan od izbora modulacione šeme i moda rada, prikazan je u tabeli 11.4 i tabeli 11.11, a namena TMCC pilota data je u tabeli 11.9 [87],

BROJ BITA	KONTROLNA INFORMACIJA	
2	Sistem (TV/audio) identifikacija	
4	Izvorni/sledeći prekidački <i>countdown</i>	
1	Alarm upozorenja (identifikator)	
1	Hijerarhija	Parcijalni prijem (identifikator)
13		A-nivo hijerarhije
13		B-nivo hijerarhije
13		C-nivo hijerarhije
40	Sledeći	Isto kao prethodno
6	Za uskopojasni opseg-1 (audio) sistem kontrola	
12	Rezervisano	

Tabela 11.9. Konfiguracija TMCC od 102 kontrolna bita

Grafička predstava namene TMCC signala [87] data je na slici 11.26.



**Slika 11.26.** Grafička predstava namene TMCC signala

Za mobilne uslove prijema, u ISDB-T sistemu potreban je jedan segment.

U tabeli 11.10 prikazani su teoretski odnosi C/N za  $BER=2 \times 10^{-4}$  pre R-S dekodiranja, dobijeni laboratorijskim putem. Dobijeni su simulacijom za 13 OFDM i 1 OFDM segment u kanalu nominalne širine 6MHz. Rezultati pokazuju da potreban odnos C/N ne zavisi od broja OFDM segmenata.

MODULACIONA ŠEMA	C/N [dB]				
	1/2	2/3	3/4	5/6	7/8
DQPSK	6,2	7,7	8,7	9,6	10,4
QPSK	4,9	6,6	7,5	8,5	9,1
16-QAM	11,5	13,5	14,6	15,6	16,2
64-QAM	16,5	18,7	20,1	21,3	22,0

**Tabela 11.10.** Teoretski odnos C/N

U tabeli 11.11 sumarirovani su emisijski parametri za sve tri nominalne širine TV kanala (6, 7 i 8MHz).

MOD		MOD 1		MOD 2		MOD 3	
Širina opsega jednog segmenta [kHz]	6	$6000/14 = 3000/7 = 428,57$					
	7	$7000/14 = 500$					
	8	$8000/14 = 571,428$					
Zauzeta širina opsega i maksimalna za 13 segmenata u kanalu [MHz]	6	$N_s \cdot 3000/7 + 250/63 = 5,575_{(13)}$		$N_s \cdot 3000/7 + 125/63 = 5,573_{(13)}$		$N_s \cdot 3000/7 + 125/126 = 5,572_{(13)}$	
	7	$N_s \cdot 7000/14 + 500/108 = 6,504_{(13)}$		$N_s \cdot 7000/14 + 500/216 = 6,502_{(13)}$		$N_s \cdot 7000/14 + 500/432 = 6,501_{(13)}$	
	8	$N_s \cdot 8000/14 + 1000/189 = 7,433_{(13)}$		$N_s \cdot 8000/14 + 500/189 = 7,431_{(13)}$		$N_s \cdot 8000/14 + 250/189 = 7,429_{(13)}$	
Razmak između OFDM nosilaca [kHz]	6	$250/63 = 3,968$		$125/63 = 1,9841$		$125/126 = 0,99206$	
	7	$500/108 = 4,629$		$500/216 = 2,3614$		$500/432 = 1,157$	
	8	$1000/189 = 5,291$		$500/189 = 2,645$		$250/189 = 1,322$	
Broj OFDM nosilaca	Total	108	108	216	216	432	432
	Data	96	96	192	192	384	384
	SP	9	0	18	0	36	0
	CP	0	1	0	1	0	1
	TMCC	1	5	2	10	4	20
	AC1	2	2	4	4	8	8
	AC2	0	4	0	9	0	19
Modulaciona šema		16QAM 64QAM QPSK	DQPSK	16QAM 64QAM QPSK	DQPSK	16QAM 64QAM QPSK	DQPSK
Broj simbola po okviru		204					
Efektivno trajanje simbola [μs]	6MHz	252		504		1008	
	7MHz	216		432		864	
	8MHz	189		378		756	
FFT učestanost [MHz]	6MHz	$512/63 = 8,12693$					
	7MHz	$256/26 = 9,481$					
	8MHz	$2048/189 = 10,835$					

**Tabela 11.11. Segmentni parametri za ISDB-T**

Na kraju ovog dela, možemo uporediti ATSC, DVB-T i ISDB-T sistem [78]– tabela 11.12.



NAZIV	SINGLE CARRIER ATSC 8-VSB	MULTI CARRIER DVB-T OFDM	MULTI CARRIER ISDB-T BST OFDM
PUŠTEN U RAD	1.nov.1998.	nov. 1998.	1.dec.2003.
STANDARD VIDEO KOMPRESIJE	MP sintaksa ISO/IEC 13818-2 (MPEG-2 video)		
STANDARD AUDIO KOMPRESIJE	ATSC standard A/52 (Dolby AC-3)	ISO/IEC 13818-2 MPEG-2 audio i Dolby AC-3	ISO/IEC 13818- 7 MPEG-2 AAC audio
TIP TRANSPORTNOG NIZA	MPEG-2		
SPOLJAŠNJE KODIRANJE	RS(207,187,10)	RS(204,188,8)	RS(204,188,8)
SPOLJAŠNJE PROŠIRENJE KODA	52 RS blok proširivača	12 RS blok proširivača	52 RS blok proširivača
UNUTRAŠNJE KODIRANJE	<i>2/3 Trellis</i>	1/2, 2/3, 3/4, 5/6, 7/8 (konvoluciono)	
UNUTRAŠNJE PROŠIRENJE KODA	12:1 <i>Trellis</i>	bitsko, frekvencijsko	bitsko, frekvencijsko i vremensko 0,0s; 0,1s; 0,2s; 0,4s
RANDOMIZACIJA	16. bitna, PRBS		
MAPIRANJE SIMBOLA	---	QPSK, x-QAM	DQPSK/QPSK, x-QAM
MODULACIJA	8-VSB I 16-VSB	OFDM	BST-OFDM
MODULACIONA ŠEMA	---	QPSK, 16-QAM, 64-QAM MR-16QAM, MR-64QAM	DQPSK/QPSK, 16-QAM 64/QAM
MODOVI RADA	---	2K, 8K	2K, 4K, 8K
ZAŠTITNI VREMENSKI ODNOS	11,5%	1/4 1/8 1/16 1/32	
MOGUĆNOST HIJERARHIJE	---	DA	
KONFIGURACIONI SIGNAL	---	TPS	TMCC
UKUPAN BROJ NOSILACA	1	2K, 8K	2K, 4K, 8K
TRAJANJE AKTIVNOG DELA SIMBOLA	92,9ns	256 $\mu$ s <sub>(2K)</sub> 1024 $\mu$ s <sub>(8K)</sub> 224 $\mu$ s <sub>(2K)</sub> 896 $\mu$ s <sub>(8K)</sub>	7MHz 8MHz
			252 $\mu$ s <sub>MOD1(6MHz)</sub> 504 $\mu$ s <sub>MOD2(6MHz)</sub> 1008 $\mu$ s <sub>MOD3(6MHz)</sub>
BITSKI PROTOK (ZA 6MHz)	19,39Mbit/s	3,69-23,5Mbit/s	3,65-23,2Mbit/s
UKUPNO TRAJANJE SIMBOLA	77,3 $\mu$ s (1 segment)	---	---
TRAJANJE PREDAJNOG OKVIRA	48,4ms	68 OFDM simbola	204 OFDM simbola
MOGUĆNOST SFN RADA	NE	DA	DA
MOGUĆNOST MOBILNOG HDTV	NE	NE (SAMO SDTV)	DA
MOGUĆNOST ZA HDTV	DA	DA uz povišenje konvolucionog koda bar na 3/4 i povišenje ERP za najmanje 1,5dB	

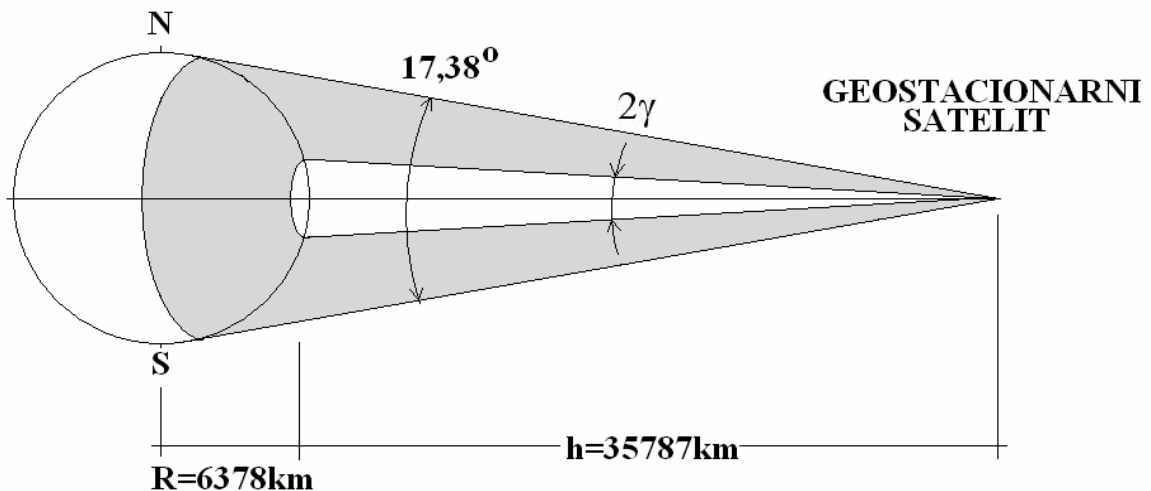
**Tabela 11.12.** Uporedni pregled američkog, evropskog i japanskog sistema

## 12. SATELITSKA I KABLOVSKA DVB

### 12.1.DVB-S

#### 12.1.1. Geometrijski aspekti

Osnovna karakteristika geostacionarnih satelita je da su locirani na određenom rastojanju od površine zemlje, tako da se oko zemljine ose obrnu za isto vreme kao i zemlja, čime se dobija prividan utisak da su stacionarni, odnosno da se nalaze uvek iznad istih tačaka na zemlji [4]. To je orbita u kojoj su centripetalna sila satelita i centrifugalna Zemlje jednaki. Satelit je postavljen u ekvatorijalnoj ravni (dakle, geografska širina je nula stepeni), na rastojanju (visini iznad zemlje)  $h = 35.787\text{km}$ . Kako je je prečnik zemlje  $R = 6378\text{km}$ , to je udaljenost satelita od središta zemlje  $h + R = 35.787 + 6378 = 42.165\text{km}$ . Geometrijska interpretacija, data je na slici 12.1.



Slika 12.1. Geometrijska postavka geostacionarnog satelita (pogled na planetu sa strane)

Imajući u vidu da je obim kruga koji za 24 časa opiše satelit oko centra zemlje,

$$O_{\text{sat}} = 2 \cdot \pi \cdot (R + h) \quad (12.1)$$

$$O_{\text{sat}} = 2 \cdot 3,14159 \cdot (6378 + 35787) \approx 264.930,6\text{km}$$

to je (linearna) brzina kretanja satelita oko zemljine ose,  $v_{\text{sat}} = 11038,77 \frac{\text{km}}{\text{h}} = 3,066 \frac{\text{km}}{\text{s}}$

Ugaona brzina,  $\omega_{\text{sat}} = \frac{360^\circ}{24\text{h}} = 15^\circ/\text{h} = 15''/\text{s}$  tj. petnaest ugaonih sekundi u jednoj vremenskoj sekundi.

Linearna brzina kretanja oko zemljine ose ma koje tačke na polutaru zemlje obima  $O_z = 40.000\text{km}$ , je  $v_{z_{\text{polutar}}} = 1666,6 \frac{\text{km}}{\text{h}} \approx 463 \frac{\text{m}}{\text{s}}$  dok je brzina kretanja ma koje tačke severno i južno od polutara manja. Na polovima je  $v_{z_{\text{pol}}} = 0 \frac{\text{km}}{\text{h}} = 0 \frac{\text{m}}{\text{s}}$

Zavisno od geografske širine  $\varphi(^\circ)$  na kojoj se posmatrač nalazi, linearna brzina kretanja će biti

$$v_{z_\varphi} = v_{z_{\text{polutar}}} \cdot \cos(\varphi) \quad (12.2)$$

Na primer, na poziciji Beograda, ona iznosi oko 327 m/s. Sa pozicije geostacionarnog satelita, Zemlja se vidi pod uglom  $2 \cdot \gamma_{\text{max}} = 17,38^\circ (= 17^\circ 22' 48'')$  ( $\gamma_{\text{max}} = 8,69^\circ$ ) - slika 12.1. Ugao koji grade pijemna tačka (u zoni vidljivosti satelita) satelit i centar zemlje, videće se pod uglom ( $\gamma$ ) koji je manji od  $\gamma_{\text{max}} = 8,69^\circ (= 8^\circ 41' 24'')$ . Zbog zakrivljenosti zemlje, nemoguće je videti celu poluloptu, već se ona može videti do  $81,31^\circ (= 81^\circ 18' 36'')$  severne i južne geografske širine. Drugim rečima, tangenta povučena iz pozicije satelita sa rastojanja  $h + R = 42165\text{km}$  od centra zemlje, dodiruje zemljinu površinu na  $81,31^\circ$  severne i južne geografske širine. Sa stanovišta posmatrača na ovoj geografskoj širini zemlje, satelit se nalazi u ravni horizonta pa je elevacioni ugao  $\theta = 0^\circ$  tj. nula stepeni. Idući ka polovima, dakle, za geografske širine od  $81,31^\circ - 90^\circ$  bilo severno ili južno, satelit se iz pozicije posmatrača na zemlji ne "vidi", jer je ispod horizonta, što znači da je geostacionarna komunikacija nemoguća.

Drugi ekstremni slučaj je pozicija posmatrača na polutaru - geografska širina  $0^\circ$  (nula stepeni), gde se satelit nalazi tačno iznad glave posmatrača, odnosno, elevacioni ugao je  $\theta = 90^\circ$ . Najkraća udaljenost satelita od površine zemlje ( $S$ ) je iznad polutara,  $S_{\text{min}} = h = 35.787\text{km}$  a idući severnije i južnije, ona se povećava, da bi bila najveća pri geografskoj širini  $81,31^\circ$  i iznosi  $S_{\text{max}} = 41.680\text{km}$ , tj. veća je od udaljenosti s polutara za  $S_{\text{min}} = 5893\text{km}$ .

Elementarnim geometrijskim izrazima može se ustanoviti da se sa geostacionarnog satelita vidi segment zemlje u obliku kalote visine  $5414,358\text{km}$  i poluprečnika kruga osnove kalote  $6304,782\text{km}$  tako da je površina kalote  $P_{\text{calota}} = 216.931.764\text{km}^2$ . Kako je celokupna površina planete zemlje  $P = 509.950.715\text{km}^2$  sledi da satelit "osvetaljava" do 42,534% ukupne površine. Pozicioniranjem tri geostacionarna satelita pod uglom od  $120^\circ$  u ravni ekvatora, praktično se može "pokriti" celokupna površina zemlje (naravno do  $81,31^\circ$

geografske širine). Pri tom, 46.948.192km<sup>2</sup> površine zemlje do navedene geografske širine (na granici pokrivanja) bivaju pokriveni sa dva geostacionarna satelita.

Označimo sa:

- $\varphi$  geografsku širinu pozicije prijemnika na Zemlji (81,3° S → 81,3° N)
- $\lambda$  geografsku dužinu pozicije prijemnika na Zemlji (180° W → 180° E)
- $\Lambda$  geografsku dužinu pozicije satelita (180° W → 180° E)
- $\beta$  ugao pod kojim se iz centra Zemlje "hipotetički vidi" satelit (naravno da je pozicija satelitskog prijemnika na površini Zemlje u zoni "vidljivosti" geostacionarnog satelita (ugao pokrivenosti satelita))

Saglasno prethodnim oznakama, razlika geografskih dužina prijemnika i satelita  $\Delta\lambda(^{\circ})$  će biti

$$\Delta\lambda = \lambda - \Lambda \quad (12.3)$$

Znajući ovaj podatak, može se odrediti elevacija satelita, odnosno, ugao u odnosu na ravan zemlje za koji treba "uzdići" smer antene ka kosmosu  $\theta [^{\circ}]$ .





$$\theta = \arctan \left[ \frac{\cos(\varphi)\cos(\Delta\lambda) - 0,151}{\sqrt{1 - \cos^2(\varphi)\cos^2(\Delta\lambda)}} \right] \quad (12.4)$$

Izraz 12.4 je u važnosti samo ako je  $\varphi < 81,3^{\circ}$  (geografska širina) i ako je brojilac razlomka veći od nule, odnosno,  $\cos(\varphi)\cos(\Delta\lambda) > 0,151$ . U ostalim slučajevima je satelit ispod nivoa horizonta.

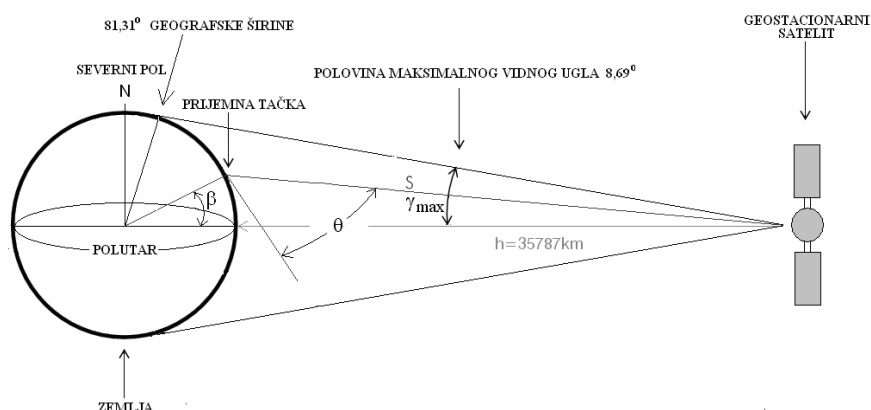
Azimut satelita  $\alpha [^{\circ}]$  je ugao u odnosu na sever (u smeru kretanja kazaljke na satu) za koji je potrebno zaokrenuti antenu prijemnika ka željenom satelitu. On se određuje putem izraza 12.5 i može imati pozitivne i negativne vrednosti.

$$\alpha = \arctan\left(\frac{\tan(\Delta\lambda)}{\sin(\varphi)}\right) \quad (12.5)$$

Zavisno od kvadranta Zemlje (posmatrano od satelita) ili tačnije "četvrtine lopte" (severozapadne **W-N**, severoistočne **N-E**, jugoistočne **S-E**, ili jugozapadne **S-W**), stvarni azimut  $A_z [^{\circ}]$  u odnosu na sever, idući u pravcu kretanja kazaljke na satu, može imati različite vrednosti. U tabeli 12.1 prikazani su mogući slučajevi.

LOKACIJA PRIJEMNIKA (OSENČENO)		RAZLIKA GEOGRAFSKIH DUŽINA PRIJEMNIKA I SATELITA	AZIMUT	OPSEG AZIMUTA
		$\Delta\lambda [^{\circ}]$	$A_z [^{\circ}]$	$[^{\circ}]$
	N - W	< 0	$A_z = 180 - \alpha$	90 – 180
	N - E	> 0	$A_z = 180 + \alpha$	180 – 270
	S - E	> 0	$A_z = 360 - \alpha$	270 – 360
	S - W	< 0	$A_z = \alpha$	0 – 90

**Tabela 12.1.** Korekcija azimuta



Slika 12.2. Geometrija satelita (pogled sa strane Zemlje)

Između podataka o udaljenosti satelita ( $S$ ), elevacionog ugla ( $\theta$ ), ugla pokrivenosti ( $\beta$ ) i vidnog ugla ( $\gamma$ ) postoje sledeće relacije - u svim izrazima uglovi su dati u stepenima [ $^{\circ}$ ] a rastojanje u kilometrima [km]:

$$S = 23192 \cdot \sqrt{3,3811 - \cos(\beta)} \quad (12.6)$$

$$S = 6378 \cdot \frac{\sin(\beta)}{\sin(\gamma)} \quad (12.7)$$

$$\beta = \arccos \left[ 3,3811 - \left( \frac{S}{23.192} \right)^2 \right] = \arccos \left( \frac{\cos \theta}{1 + \frac{h}{6378}} \right) - \theta \quad (12.8)$$

$$\beta = 90^{\circ} - \theta - \gamma \quad (12.9)$$

$$\theta = \arctan \left[ \frac{\cos(\beta) - 0,15126}{\sin(\beta)} \right] \quad (12.10)$$

$$\gamma = \arcsin[0,15126 \cdot \cos(\beta)] \quad (12.11)$$

Ako su poznati elevacioni ugao ( $\theta$ ), udaljenost satelita od prijemne tačke na zemlji ( $S$ ), vidni ugao ( $\gamma$ ) i ugao pokrivenosti ( $\beta$ ) tada važe sledeći matematički odnosi:

$$\beta = \arccos[0,15126 \cdot \cos(\theta)] - \theta \quad (12.12)$$

$$\beta = \arcsin[6,611 \cdot \sin(\gamma)] - \gamma \quad (12.13)$$

$$\gamma = \arctan \left[ \frac{\sin(\beta)}{6,611 - \cos(\beta)} \right] \quad (12.14)$$

$$\gamma = \arccos \left( \frac{20.600}{S} + \frac{S}{84.330} \right) \quad (12.15)$$

$$S = 42164 \cdot \left[ \cos(\gamma) - \sqrt{0,02288 - \sin^2(\gamma)} \right] \quad (12.16)$$

$$S = 6378 \cdot \left[ \sqrt{43,705 - \cos^2(\theta)} - \sin(\theta) \right] \quad (12.17)$$

$$\theta = \arcsin\left(\frac{136.188}{S} - \frac{S}{12.756}\right) \quad (12.18)$$

Treći set analitičkih izraza definiše relacije koje postoje između azimuta satelita ( $\alpha$ ), elevacionog ugla ( $\theta$ ), udaljenosti satelita od prijemne tačke na zemlji ( $S$ ), ugla pokrivenosti ( $\beta$ ), vremena putovanja EM talasa od satelita do prijemne tačke ( $t$ ) u sekundama [s], geografske širine pozicije prijemnika na Zemlji ( $\varphi$ ), geografske dužine pozicije prijemnika na Zemlji ( $\lambda$ ) i geografske dužine pozicije satelita ( $\Lambda$ ).

$$\Delta\lambda = \lambda - \Lambda \quad (12.3)$$

$$\beta = \arccos[\cos(\varphi) \cdot \cos(\Delta\lambda)] \quad (12.19)$$

$$\alpha = \arctan\left[\frac{\tan(\Delta\lambda)}{\sin(\varphi)}\right] \quad (12.20)$$

$$\theta = \arctan\left[\frac{\cos(\beta) - 0,15126}{\sin(\beta)}\right] \quad (12.21)$$

$$\theta = \arctan\left[\frac{\cos(\Delta\lambda) \cdot \cos(\varphi) - 0,15126}{\sqrt{1 - \cos^2(\Delta\lambda) \cdot \cos^2(\varphi)}}\right] \quad (12.22)$$

$$S = 23.192 \cdot \sqrt{3,3811 - \cos(\varphi) \cdot \cos(\Delta\lambda)} \quad (12.23)$$

$$S = 6378 \cdot \left[\sqrt{43,705 - \cos^2(\theta)} - \sin(\theta)\right] \quad (12.24)$$

$$t = \frac{S}{299793} \quad (12.25)$$

$$t = \frac{\sqrt{43,705 - \cos^2(\theta)} - \sin(\theta)}{47,007} \quad (12.26)$$

U praksi, prilikom planiranja satelita za određenu zemlju, teži se da elevacioni ugao  $\theta$  bude po mogućstvu bar iznad dvadeset stepeni, tj.  $\theta > 20^\circ$ . Niži elevacioni ugao, a to znači dalje lociran satelit u odnosu na željenu destinaciju, zahteva veću vrednost potrebne efektivne izračene snage satelita. Prijem u uslovima malog elevacionog ugla praćen je senkama (zonama u kojima nema prijema). Osim toga, zbog korišćenja istih frekvencijskih opsega za radio relejne veze, može doći do neželjenog prijema zemaljskih linkovskih veza koje uvek u većoj ili manjoj meri degradiraju kvalitet satelitskog signala. Za oblasti sa izrazito planinskim područjima, poziciju satelita potrebno je planirati tako da elevacioni ugao bude bar  $\theta > 30^\circ$  a u zemljama s izrazito jakim hidrometeorološkim padavinama - najmanje  $40^\circ$ . Za suva i neplaninska područja, prijem zadovoljavajućeg kvaliteta može se postići s elevacionim uglom  $\theta < 20^\circ$ . To znači, da bi elevacioni ugao bio veći, satelit mora da je bliže lociran meridijanu na kojem se nalazi prijemna tačka, odnosno, prijemna oblast.

Zbog prisutne refrakcije (povijanja EM talasa) u atmosferi, dolazi do zakrivljenja putanje EM talasa, te je neophodno uzeti ovu činjenicu u obzir kao korekcionni faktor. Isto tako, kao posledica refrakcije - ispod neke pozitivne vrednosti elevacionog ugla, satelit "tone" ispod

horizonta. Odredimo ugao **paralakse** (slika 12.3.). Držeći se oznaka od ranije, označimo uglo  $\Phi$  sa,

$$\Phi = 90^{\circ} - |\Lambda - \lambda| \quad (12.27)$$

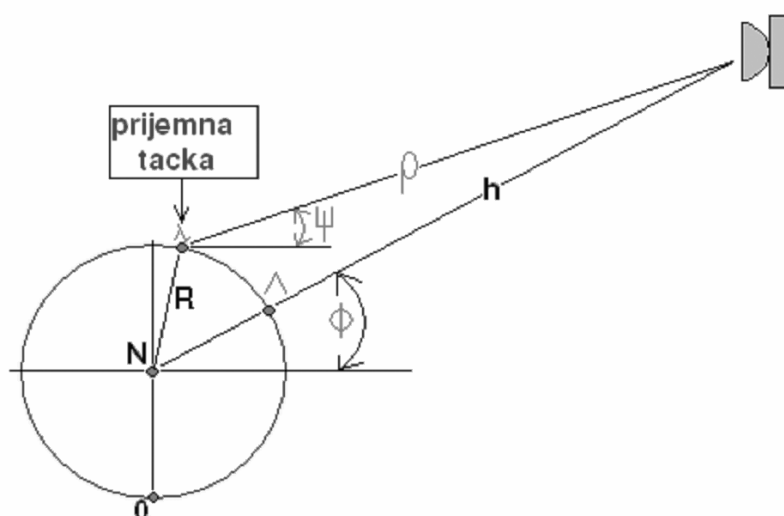
Tada je,

$$\operatorname{tg} \psi = \operatorname{tg} \Phi - \frac{R}{(R+h) \cdot \cos \Phi} \quad (12.28)$$

$$\psi(^{\circ}) = \operatorname{arctg} \left( \operatorname{tg} \Phi - \frac{R}{(R+h) \cdot \cos \Phi} \right) \quad (12.29)$$

Pa je ugao paralakse,

$$\zeta(^{\circ}) = \Phi - \psi \quad (12.30)$$



Slika 12.3. Ugao paralakse (pogled na planetu sa severa)

### 12.1.2. Slabljenje signala u slobodnom prostoru

Prostrući se kroz kosmički prostor, signal neminovno slabi. Koliko slabljenje biti, zavisi od udaljenosti prijemne tačke od satelita i frekvencije. Generalno, viša frekvencija unosi veće slabljenje. Svako udvostručenje frekvencije prijemnog signala, dovodi do povećanja slabljenja za 6dB. Izraz za slabljenje u slobodnom prostoru je,

$$L = 92,45 + 20 \log(S) + 20 \log(f) \quad (12.31)$$

pri čemu su

$S(\text{km})$  udaljenost prijemne tačke od satelita,  
 $f(\text{GHz})$  frekvencija prijemnog signala,  
 92,45 konstanta  $k_{\text{Loss}}$ .

Izraz 12.31 može imati različite vrednosti, zavisno od toga u kojim jedinicama se izražava rastojanje prijemne tačke do satelita i frekvencija prijemnog signala. Opštiji oblik izraza za slabljenje u slobodnom prostoru je,

$$L = k_{\text{Loss}} + 20 \cdot \log(S) + 20 \cdot \log(f) \quad (12.32)$$

gde konstanta  $k_{Loss}$  može imati sledeće vrednosti (tabela 12.2)

RASTOJANJE S		FREKVENCIJA f	KONSTANTA $k_{Loss}$
kilometar	[km]	[GHz]	92,45
		[MHz]	32,45
kopnena milja	1sm=1609m	[GHz]	96,58
		[MHz]	36,58
nautička milja	1nm=1852m	[GHz]	97,80
		[MHz]	37,80

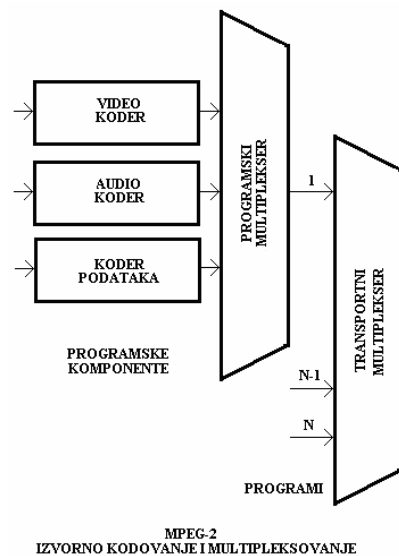
**Tabela 12.2.** Vrednosti koeficijenta gubitaka  $k_{Loss}$

Postoje i druge vrednosti  $k_{Loss}$  zavisno od toga u čemu se izražava rastojanje. Na primer, za frekvenciju prijemnog signala  $f$  izraženu u GHz ako se rastojanje  $S$  izražava u prečnicima zemlje,  $k_{Loss} = 168,53$ , u astronomskim jedinicama  $k_{Loss} = 255,94$  itd. Slabljenje dato izrazom 12.32 nije jedino slabljenje na putu prostiranja EM talasa od geostacionarnog satelita do DVB-S prijemnika (atmosferski gasovi, vodene pare i dr.) ali je najdominantnije.

### 12.1.3.DVB-S predajnik

Blok šema predajne strane DVB-S prikazana je na slici 12.4. Generalno, ona se sastoji iz: (1) stepena za MPEG-2 kodovanje i multipleksiranje, i (2) modulatora (satelitskog kanalskog adaptera) [11], [12], [EN 300421], [TR101198].

Zasebni podaci koje sadrži TV program (na primer, audio iz mikrofona i video iz TV kamere) pakuju se u jedan multipleksni niz a multiplekser koji to obavlja naziva se programski multiplekser. Više digitalizovanih TV programa upakovanih u jedan niz, čini transportni multipleks (koji se obavlja transportnim multiplekserom) – slika 12.4 Pri tom, programski paket (niz) je dužine 2048 bajta, a transportni paket (niz) je 184 bajta.

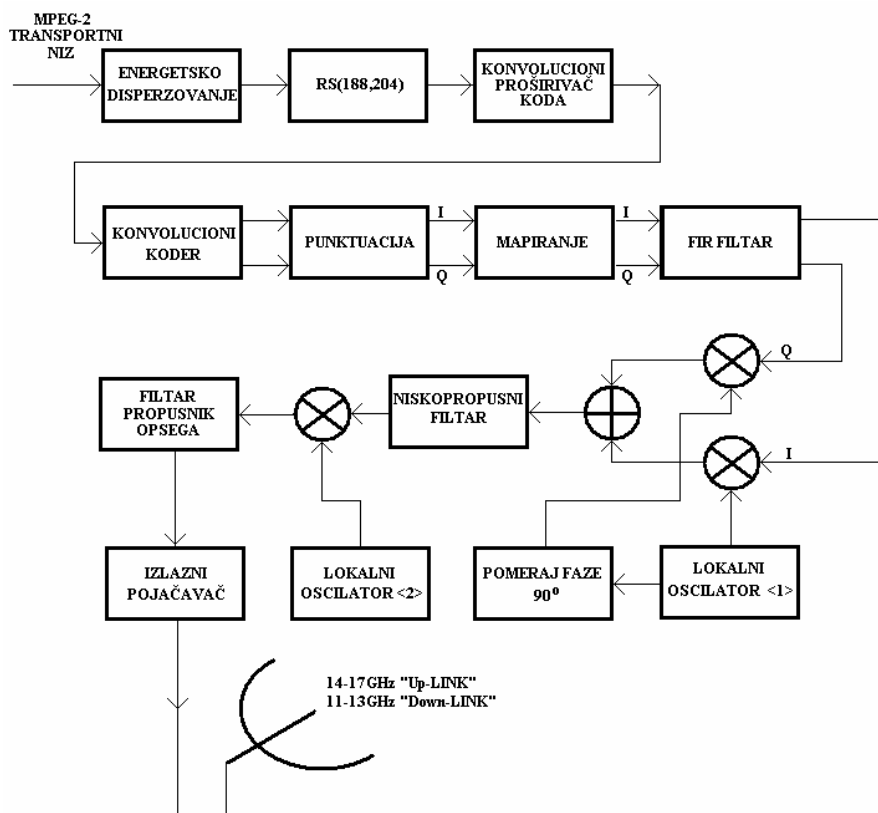


**Slika 12.4.** Blok šema izvornog kodiranja i multipleksiranja predajnog DVB-S sistema

Prvi stepen modulatora na slici 12.5 predstavlja sklop za randomizaciju (energetsko disperzovanje, raštrkivanje, rasipanje). Ovo je neophodno je će se verovatnoća dekodiranja i korekcije greške učiniti većom ukoliko se digitalizovani podaci ne emituju u izvornom

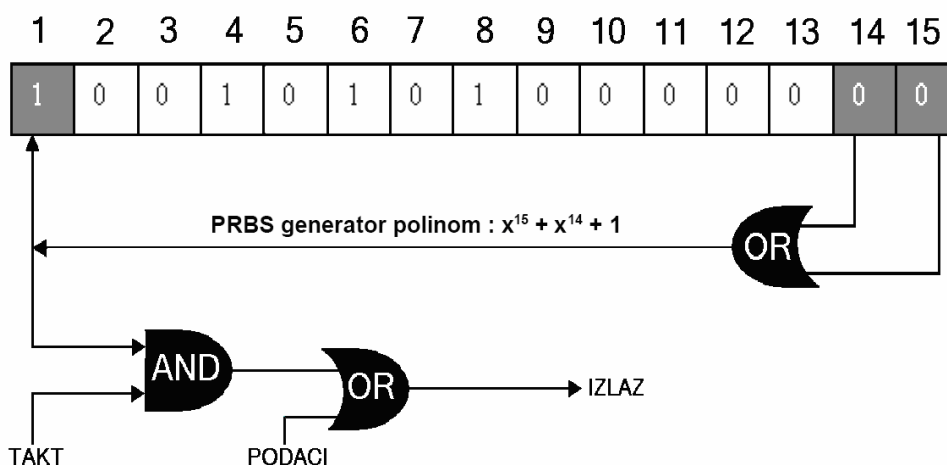


obliku, nego, ako se prostorno i vremenski odvoje, tj. kada se "snopovi" grešaka modifikuju u pseudoslučajne.



Slika 12.5. Blok šema DVB-S sistema

Postupak se obavlja sklopom PRBS generatora (*Pseudo-Random Binary Sequency*) s 15 pomeračkih (*shift*) registara – slika 12.6. Strogo govoreći, ovaj proces ne ulazi u korekciju greške ali je obavezno prisutan tokom postupka korekcije.



Slika 12.6. PRBS generator

Naredni stepen modulatora je R-S koder, kao i u slučaju DVB-T. Njime je omogućena korekcija do najviše 8 bajtova po jednom bloku, jer se R-S kodiranjem dužina originalnog bloka povećava sa 188 na 204 bajta.

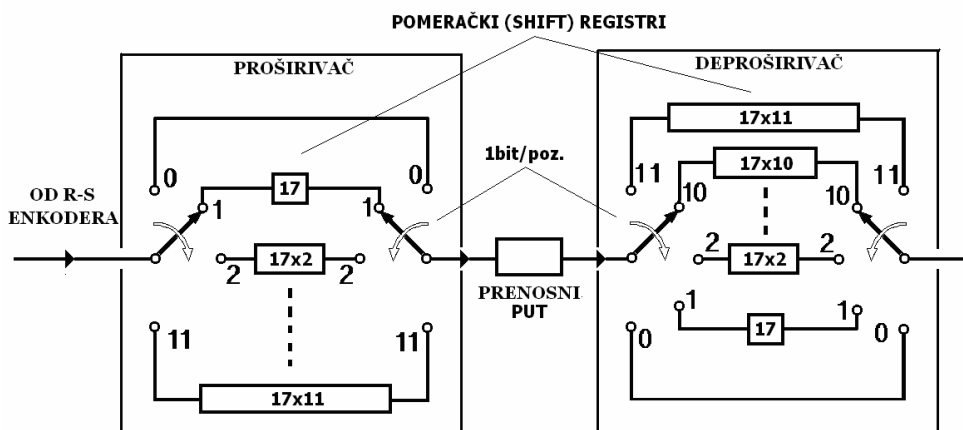
Polinom generator-koda dat je izrazom,

$$g(x) = (x + L^0) \cdot (x + L^1) \cdot (x + L^2) \cdot \dots \cdot (x + L^{15}) \quad (12.33)$$

pri čemu je  $L = 02_{\text{HEX}}$ , a polinom generatora polja opisan je izrazom,

$$p(x) = x^8 + x^4 + x^3 + x^2 + 1 \quad (12.34)$$

Mala korekciona sposobnost *Reed-Solomon*-ovog kodiranja uvećava se temporalnim raspršivanjem grešaka nastalih u prenosnom kanalu, slika 12.7.



Slika 12.6 Spoljašnje proširenje kôda

Na predajnoj strani (slika 12.6, leva polovina), nalazi se prekidački sklop sa 12 pomeračkih registara (FIFO kola) dužine " $M \times j$ ", pri čemu je

$$M = L/I = 204/12 = 17, \quad j = 0,1,2,3,\dots,10,11 \quad (12.35)$$

dok je na prijemnoj strani isti broj FIFO kola, ali s drugom dužinom  $M \times (11 - j)$ . Na ovaj način uzastopni bajtovi (njih 12B) indeksiranih vrednostima  $j = 0,1,2,3,\dots,10,11$ , prolazi kroz granu odgovarajućeg indeksa, a svaki bajt će kasniti određeni broj pozicija (0-187), zavisno od vrednosti indeksa (0-17). Na prijemnoj strani isti proces se odvija simultano, tako da bajt koji na predajnoj strani kasni  $j \times 17$  pozicija, na prijemu će kasniti za  $(11 - j) \times 17$ , te je ukupno kašnjenje uvek isto i iznosi

$$j \times 17 - (11 - j) \times 17 = 11 \cdot 17 = 187 \text{ pozicija} \quad (12.36)$$

Na ovaj način je ostvaren inicijalni redosled. Snop grešaka između dva uzastopna paketa, nastalih u prenosnom kanalu na prijemnoj strani će biti raspršen "*de-interleaver*"-om čime je povišena efikasnost *Reed-Solomon*-ovog kodiranja

Konvoluciono (unutrašnje) kodiranje (*Inner Coding*) je naredni postupak koji sledi nakon *Reed-Solomon*-ovog i *Forney*-ovog proširenja koda (korekcije grešaka). Konvolucioni koder

konvertuje serijsku povorku podataka koja postoji na ulazu, u dva serijska niza na izlazu - u oznaci ( $G_1 = X_1$ ) i ( $G_2 = Y_1$ ) koji se dalje vode u blok za punktuaciju sa serijskim izlazom.

Osnovni (matični) kodni količnik (*Mother code*), je  $k = 1/2$  što znači da od dva bita koja se prenose, jedan predstavlja redundantnu (suvišnu) a drugi korisnu informaciju. Ostali kodni količnici (punktuacije) su  $2/3$ ,  $3/4$ ,  $5/6$  i  $7/8$  i za njih takođe važi pravilo da od  $n$  - bita ( $n = 3,4,6,8$ ) jedan bit predstavlja redundantnu informaciju (ostali biti čine korisnu).

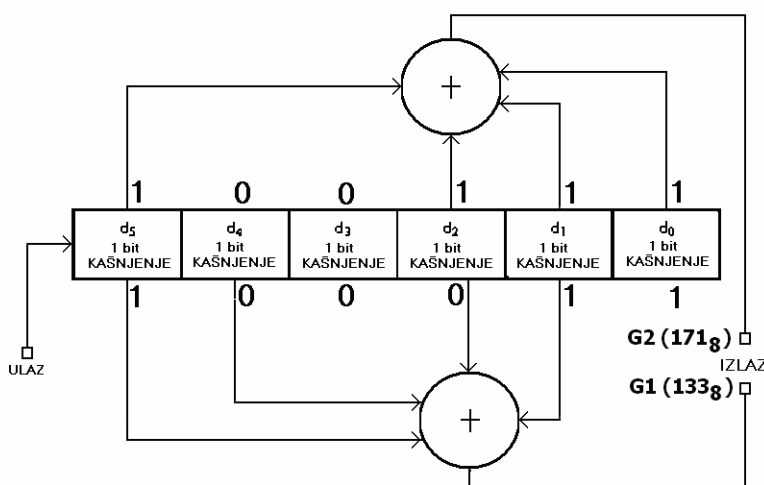
Generator polinomom (mesta s izvodima za  $\langle X \rangle$ )

$$X_1 = G_1 = X^1 + X^2 + X^4 + X^5$$

$$Y_1 = G_2 = 1 + X^1 + X^2 + X^5$$

(12.37)

Principska šema proširenja koda data je na slici 12.7.



Slika 12.7 Konvolucionno (unutrašnje) kodiranje (FEC)

Izlazni podaci predstavljaju sabiranje po modulu 2.

$$X_1 = G_1 = d_1 \oplus d_2 \oplus d_4 \oplus d_5 = 171_8 = 121_{10} = 79_{16} = 01111001_2$$

$$Y_1 = G_2 = d_0 \oplus d_1 \oplus d_2 \oplus d_5 = 133_8 = 91_{10} = 5B_{16} = 01011011_2$$

(12.38)

Posle konvolucionog kodera, koji daje dva niza, sledi sklop za punktuiranje (engl. *Puncture*, "zakrpa"). Pošto je redundantnost podataka vrlo velika, to se ona mora smanjiti blokom za punktuaciju. Zavisno od kodnog količnika ( $k$ ) koji predstavlja odnos "ulaznog" bitskog protoka od  $i$  brzine predajnog kanala ("izlaznog" bitskog protoka), nakon paralelno-serijske konverzije dobijaju se različite predajne sekvencije i punktuacioni dijagrami. Punktuacijom se smanjuje redundantnost pa je spektralna gustina u kanalu manja. Stepenom za punktuiranje u obradi se ne uzimaju svi biti, već određeni broj, zavisno od željenog kodnog količnika. Samim tim, jasno je da se u ovom sklopu formira kodni količnik.

Izlazni podaci iz konvolucionog kodera sastoje se od  $M$  bita dajući na izlazu pratećeg kodera izlaznu poruku od  $2 \times M$  bita, tj.

$$X_1, X_2, \dots, X_M \quad i$$

$$Y_1, Y_2, \dots, Y_M,$$

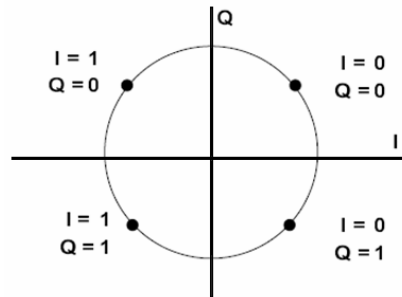
(12.39)

da bi se potom bitski protok potom redukovao u stepenu za punktuaciju, prema tabeli 12.3. Izlazni podaci se formiraju tako što se određeni biti uklanjaju (jednostavno - brišu), a potom se vrši sortiranje prema datom ključu zavisno od kodnog količnika, čime se redukuje izlazni bitski protok. Potisnutom bitu u tabeli 12.3 odgovara vrednost  $\langle 0 \rangle$ , a prenetom (emitovanom) bitu vrednost  $\langle 1 \rangle$ .

KODNI ODNOS	$d_{\text{free}}$	PUNKTUIRANJE		I-Q		PREDAJNA SEKVENCA
		$X = 171_8$	$Y = 133_8$	$X_i, Y_i$	$(i=1,2,\dots,7)$	
1/2	10	X:	1	I	$X_1$	$X_1 Y_1$
		Y:	1	Q	$Y_1$	
2/3	6	X:	1 0 : 1 0	I	$X_1 Y_2 Y_3$	$X_1 Y_1 Y_2$
		Y:	1 1 : 1 1	Q	$Y_1 X_3 Y_4$	
3/4	5	X:	1 0 1	I	$X_1 Y_2$	$X_1 Y_1 Y_2 X_3$
		Y:	1 1 0	Q	$Y_1 X_3$	
5/6	4	X:	1 0 1 0 1	I	$X_1 Y_2 Y_4$	$X_1 Y_1 Y_2 X_3 Y_4 X_5$
		Y:	1 1 0 1 0	Q	$Y_1 X_3 X_5$	
7/8	3	X:	1 0 0 0 1 0 1	I	$X_1 Y_2 Y_4 Y_6$	$X_1 Y_1 Y_2 Y_3 Y_4 X_5 Y_6 X_7$
		Y:	1 1 1 1 0 1 0	Q	$Y_1 Y_3 X_5 X_7$	

**Tabela 12.3** Punktuiranje

Nakon punktuacije sledi postupak mapiranja kojim se definišu položaji konstelacionih tačaka a time i vektora u konstelacionoj I-Q ravni zavisno od izabrane modulacione šeme. U DVB-S koristi se modulaciona šema QPSK, slika 12.8.



**Slika 12.8** Konstelacioni dijagram QPSK

Nizovi iz obe grane, vode se na FIR filter čiji je *roll-off* faktor  $\alpha = 0,35$ , a potom na I-Q modulator (QPSK) gde se moduliše u nižem frekvencijskom opsegu, filtrira, a potom translira u viši opseg (lokalni oscilator  $\langle 2 \rangle$ ), pojačava i vodi na usmerenu antenu.

Izbor QPSK je taj što je za dati tip modulacione šeme, potrebna najmanja snaga satelitskog predajnika (svaki viši tip modulacione šeme zahtevaće veću snagu), i što je za prijem potreban najniži nivo signala. Istovremeno, QPSK pokazuje najvišu imonost na smetnje u oblasti prijema u odnosu na ostale tipove modulacionih šema. Kako se ne koriste QAM modulacione šeme, to je satelitsko emitovanje isključivo nehijerarhijskog tipa.

Prilikom rada DVB-S, neophodno je odabrati simboličku brzinu koja mora da je "uža" od širine transpondera ali toliko da se postigne optimalan prenos. Za satelitsko emitovanje tipa DTH – *Direct to home*, odnosno kućni prijem, širine kanala (za 3dB slabljenje na ivicama opsega) su od 26MHz do 54MHz – prva kolona u tabeli 12.4. Na primer, za 36MHz, simbolička brzina je normirana na

$$B_{\text{simb}} = 28,1 \text{ Msimb/s}$$

(ili što je isto 28,1MHz, što odgovara 90% širine kanala 36MHz).

Kako je za QPSK broj bita po simbolu  $v = 2$ , to je bruto binarni protok,

$$B_{\text{gross}} = v \cdot B_{\text{simb}} \quad (12.40)$$

$$B_{\text{gross}} = 2 \text{ bit/simb} \cdot 28,1 \text{ Msimb/s} = 56,2 \text{ Mbit/s}$$

Reed-Solomon-ovim kodiranjem redukuje se brzina na,

$$C_{\text{RS}} = \frac{188}{204} \cdot B_{\text{gross}} \quad (12.41)$$

$$C_{\text{RS}} = \frac{188}{204} \cdot 56,2 = 51,79 \text{ Mbit/s}$$

Pošto kodni količnik predstavlja odnos ulaznog i izlaznog bitskog protoka, čije su moguće vrednosti  $1/2$ ,  $2/3$ ,  $3/4$ ,  $5/6$ ,  $7/8$ , to izlazna brzina najveća za kodni količnik  $1/2$ , a najmanja za  $7/8$ . Najveća zaštita od pogrešnog prijema ostvaruje se za kodni količnik  $1/2$ , a najmanja za  $7/8$ . S toga je uobičajen kompromis da kodni količnik ima vrednost  $3/4$ . U tom slučaju je izlazni (*net*) bitski protok,

$$C_{\text{net}} = k \cdot C_{\text{RS}} \quad (12.42)$$

$$C_{\text{net}} = \frac{3}{4} \cdot 51,79 = 38,84 \text{ Mbit/s}$$

U tabeli 12.4 prikazane su maksimalne bitske brzine u funkciji širine satelitskog kanala,

KANAL	$B_{\text{simb}}$	$B_{\text{gross}} [\text{Mbit/s}]$				
[MHz]	Msimb/s	1/2	2/3	3/4	5/6	7/8
26	20,2	18,7	25,0	28,1	31,2	32,8
27	21,1	19,4	25,9	29,2	32,4	34,0
30	23,4	21,6	28,8	32,4	36,0	37,8
33	25,8	23,8	31,7	35,6	39,6	41,6
36	28,1	25,9	34,6	38,9	43,2	45,4
40	31,2	28,8	38,4	43,2	48,0	50,4
46	35,9	33,1	44,2	49,7	55,2	58,0
54	42,2	38,9	51,8	58,3	64,8	68,0

**Tabela 12.4.** Maksimalne bitske brzine u funkciji širine satelitskog kanala

Osenčene vrednosti u tabeli 12.4 su slučajevi otvorenog (direktnog, transparentnog) transponovanja na DVB-C sistem u kanalu 8MHz s modulacionom šemom 64-QAM bez modifikacije transportnog niza.

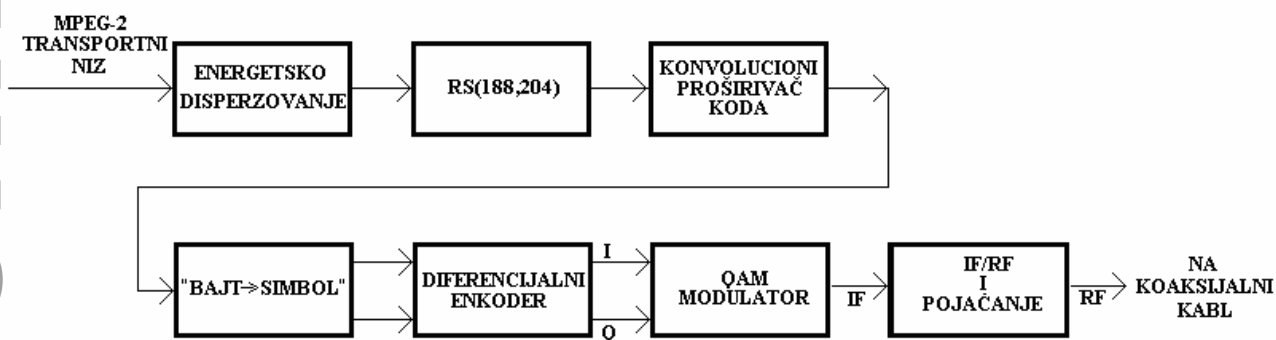
## 12.2.DVB-C

Ustanovljen je 1994. god. preporukom [ETS 300429]. Prvenstveno je predviđen da radi u TV kanalu nominalne širine 8MHz, mada je moguć rad i u kanalu 7MHz. Principijelno, DVB-C koristi modulacione šeme 16-QAM, 32-QAM, 64-QAM, 128-QAM i 256-QAM.

Modulacione šeme 256-QAM i 128-QAM predviđene su za rad s fiber optikom, dok su 16-QAM, 32-QAM i 64-QAM namenjene za distribuiranje DVB-C programa putem koaksijalnog kabla.

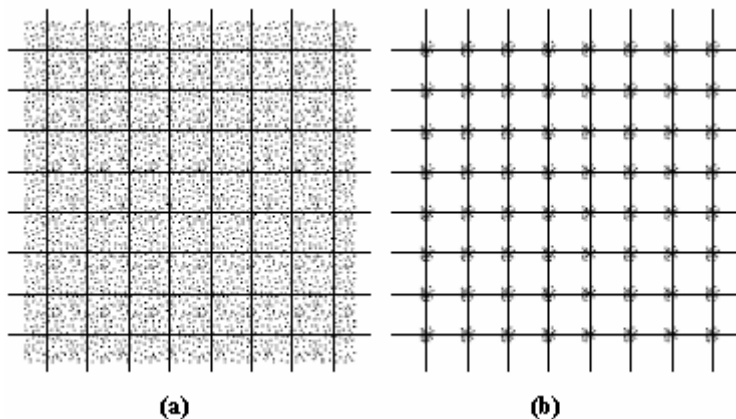
Zahvaljujući razvijenosti DVB-C u mnogim zemljama Evrope broj gledalaca koji imaju prijem putem DVB-T sveden je na svega 10%.

Blok šema DVB-C modulatora, prikazana je na slici 12.9. Ona je slična DVB-S modulatoru, s tom razlikom što nema konvolucioni koder. S obzirom na brojne sličnosti, istovetni sklopovi se neće opisivati.



**Slika 12.9.** Blok šema DVB-C sistema

Dobra strana DVB-C distribucije DVB-signalu je visok odnos C/N (reda 23dB), ali DVB-C ima jedan veliki problem – značajno prisustvo eho signala koji su posledica intersimbolske interferencije [27], [34], tako da je konstelacioni dijagram oblika kao na slici 12.10.



**Slika 12.10.** Uticaj intersimbolske frekvencije (a) i isti dijagram nakon evilizacije u prijemu (b)

Drugi problem kod svih QAM modulacionih šema je taj što ne postoji apsolutna fazna referenca za demodulaciju, poput *burst*-a u PAL analognom sistemu TV u boji. Na taj način, digitalni prijemnik može doći u stanje "dvosmislenosti" od  $90^\circ$ , kada ne može identifikovati referencu, odnosno prijemnik može zaključiti ("ulokovati") u nekom od četiri stanja. Da bi se prevazišao problem, u DVB-C sistemu uvedena je diferencijalna modulacija za dva MSB bita. Stanje MSB bita od I i Q grana odgovara faznoj promeni od po  $90^\circ$ . Ovo ne predstavlja referencu za DVB-C prijemnik, nego samo mogućnost da prijemnik uvek može funkcionisati u bilo kom od četiri stanja zaključana stanja.

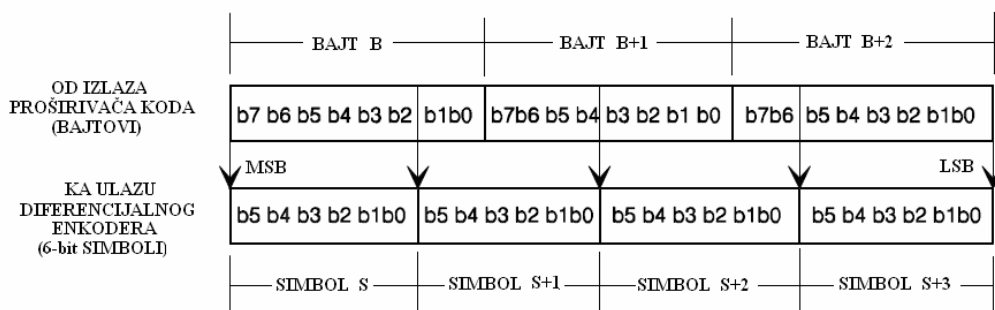
Sklopom "bajt → simbol" (slika 12.9) koji predstavlja naredni stepen nakon konvolucionog proširenja koda, vrši se konverzija bajtova u simbole. To se obavlja tako što se najznačajniji (MSB) simbol "S" dobija iz MSB bajta "B". U slučaju modulacionih šema tipa  $2^v - \text{QAM}$  (naprimjer,  $v = 6 \rightarrow 64 - \text{QAM}$ ) proces će izvršiti konverziju  $k - \text{bajta}$  u  $n - \text{simbola}$ , ako je zadovoljeno,

$$8 \cdot B = S \cdot v \quad (12.43)$$

gde je,

- B broj bajtova,
- S broj simbola,
- v broj bita po simbolu,

Na primer za 64-QAM, je  $v = 6$  pa je prethodni izraz zadovoljen za  $B = 3, S = 4$ , što je ilustrovano na slici 12.11.



Slika 12.11. Konverzija bajtova u simbole (64-QAM)

Dva MSB bita svakog simbola mogu se različito kodirati, tako da se postigne rotacija od  $\pi/2$ . Diferencijalno kodiranje dva MSB bita može se predstaviti logičkim izrazima (12.44/45),

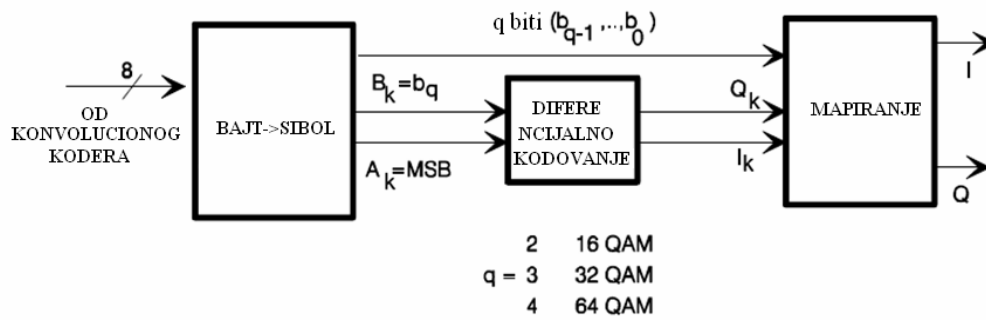
$$I_k = (\overline{A_k \oplus B_k}) \otimes (A_k \oplus I_{k-1}) + (A_k \oplus B_k) \otimes (A_k \oplus Q_{k-1}) \quad (12.44)$$

$$Q_k = (\overline{A_k \oplus B_k}) \otimes (B_k \oplus Q_{k-1}) + (A_k \oplus B_k) \otimes (B_k \oplus I_{k-1}) \quad (12.45)$$

pri čemu operatori predstavljaju operacije,

- $\oplus$  logičko "ISKLUČIVO ILI" (EX-OR)
- $\otimes$  logičko "I" (AND)
- $+$  logičko "ILI" (OR)

Ovo je ilustrovano na slici 12.12.



**Slika 12.12.** Implementacija konverzije bajt-simbol o diferencijalnog kodiranja dva MSB

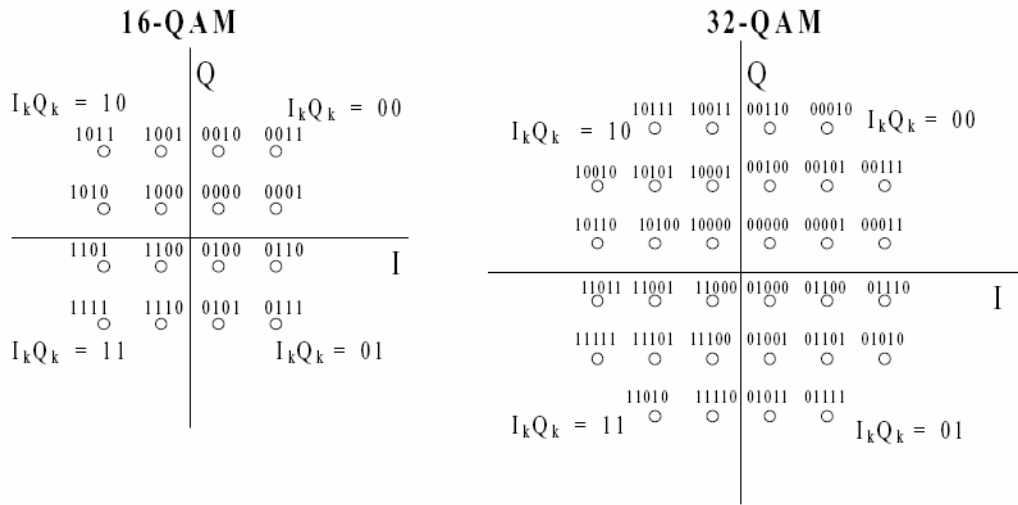
Modulacione šeme, kao što je napomenuto su QAM tipa i to 16-QAM, 32-QAM, 64-QAM, 128-QAM i 256-QAM. Konstelacioni dijagrami za sve tipove QAM modulacionih šema, dati su na slikama 12.13 – 12.16. Konstelacione tačke u I kvadrantu, konvertuju se u kvadrante II, III i IV promenom vrednosti MSB bitova ( $I_k$  i  $Q_k$ ), tj. rotiranjem LSB (poslednjeg značajnog bita) saglasno tabeli 12.5,

KVADRANT	MSB	LSB ROTACIJA
1	00	0
2	10	$+\pi/2$
3	11	$+\pi$
4	01	$+3\pi/2$

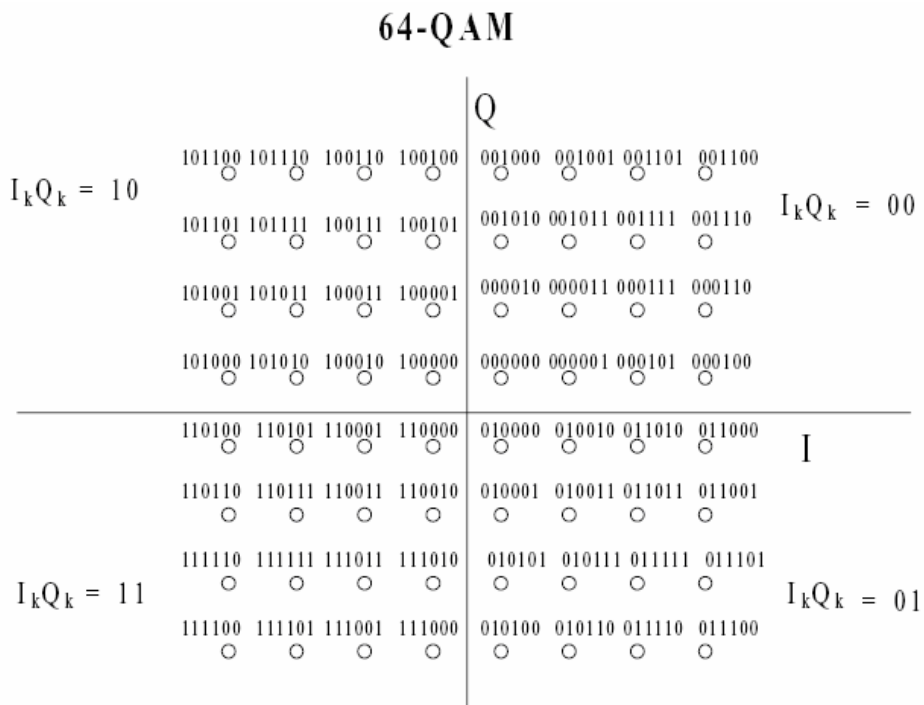
**Tabela 12.5.** Pravila rotiranja LSB zavisno od vrednosti MSB

Sadržaj LSB bita isti je u svim kvadrantima.

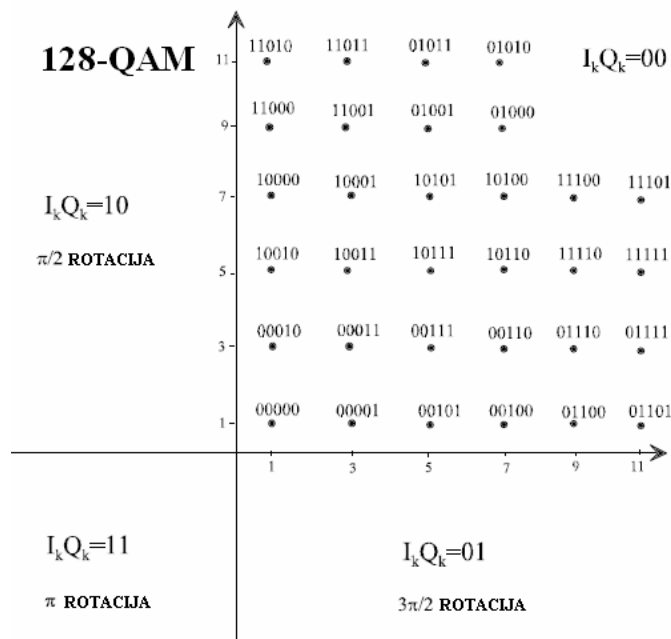




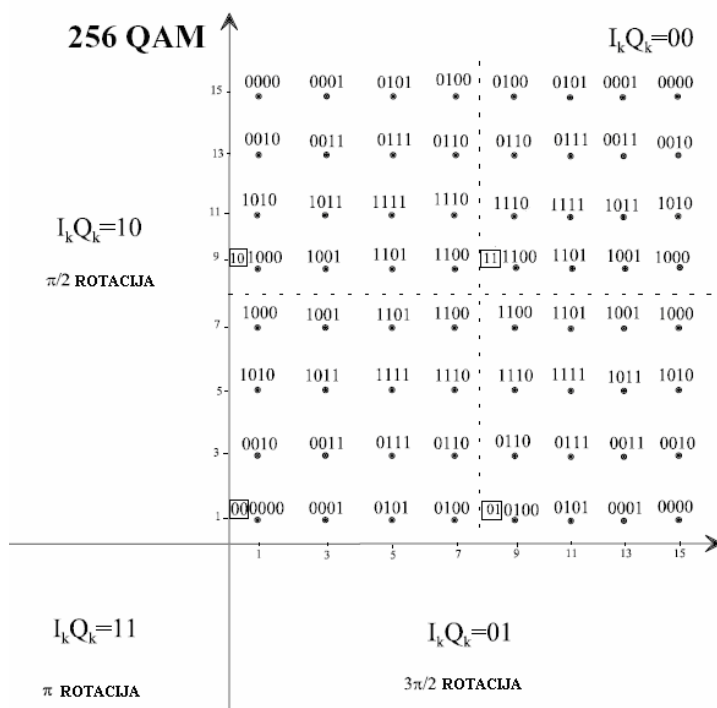
Slika 12.13. Konstelacioni dijagrami 16-QAM i 32-QAM



Slika 12.14. Konstelacioni dijagram 64-QAM



**Slika 12.15.** Konstelacioni dijagram 128-QAM



**Slika 12.16.** Konstelacioni dijagram 256-QAM

U tabeli 12.4 (poglavlje o DVB-S) osenčene su vrednosti koje se mogu transportovati direktno u DVB-C sistem s nominalnom širinom kanala 8MHz bez modifikovanja transportnog niza jer je upotrebljivi binarni protok isti (ili približno isti). Procesiranje je ograničeno na QPSK modulacionu šemu, korekciju greške (*Viterbi*-ijevo dekodiranje, de-proširenje koda, *Reed-Solomon* dekodiranje, de-randomiziranje) čime je omogućeno ispravno dobijanje 188B transportnog niza, nakon čega se radi obrnuti postupak (randomizacija, *Reed-Solomon*-ovo kodiranje, proširenje koda) pre postupka ("kablovskog") modulisanja 16-QAM, 32-QAM itd.

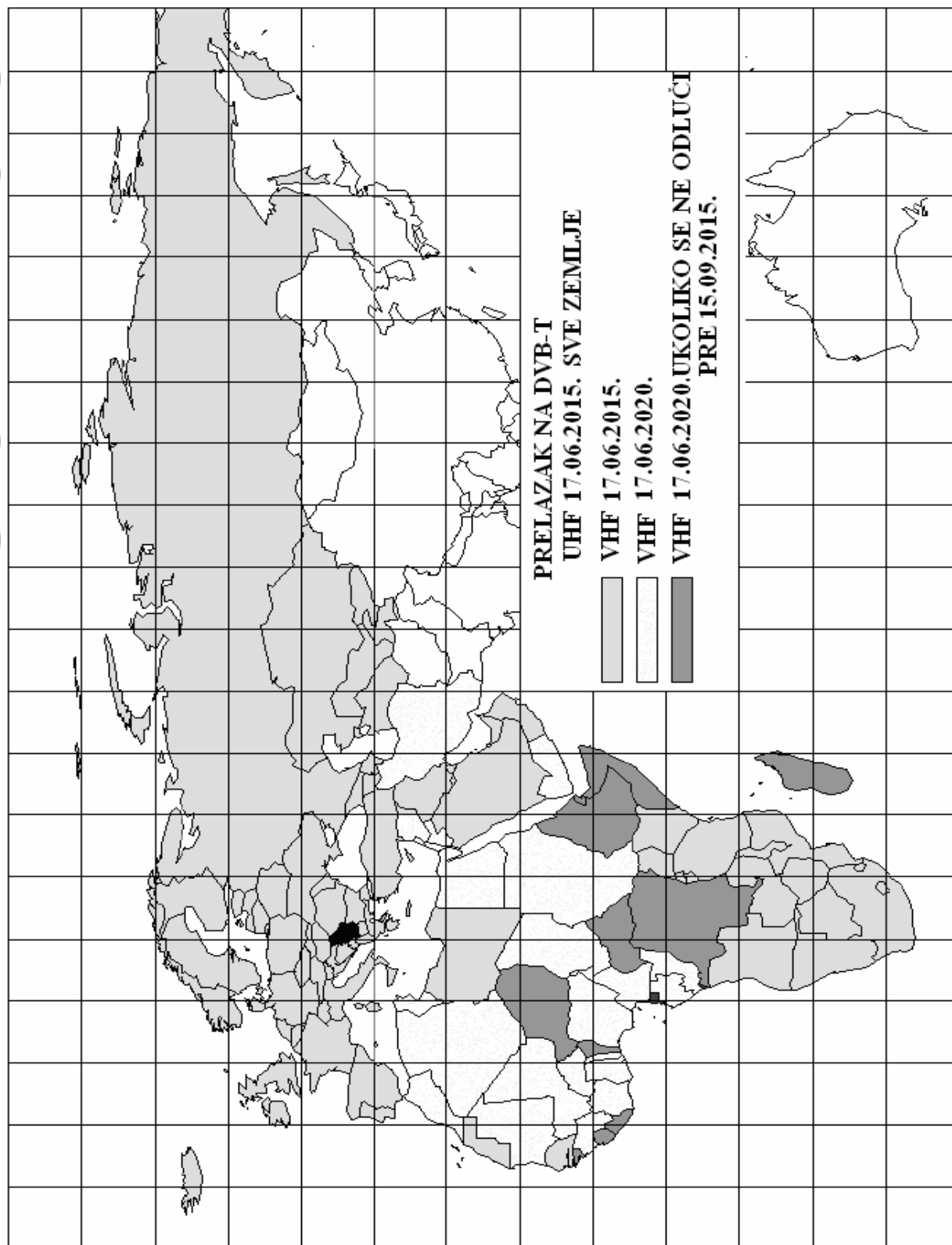
Na kraju ovog poglavlja, date su elementarne uporedne karakteristike za DVB-T, DVB-S i DVB-C, tabela 12.6.

PARAMETAR	DVB-T	DVB-S	DVB-C
Nominalna širina kanala [MHz]	7,8	26, 27, 30, 33, 36, 40, 45, 54	8 (7)
Modulaciona šema	QPSK, 16-QAM, 64-QAM	QPSK	16-QAM, 32-QAM, 64-QAM (diferencijalno)
<i>Roll-off</i> faktor	0,185	0,35	0,15
<i>Reed-Solomon</i> -ov kod	(188,204)	(188,204)	(188,204)

**Tabela 12.6.** Pojedine uporedne karakteristike DVB-T, DVB-S i DVB-C

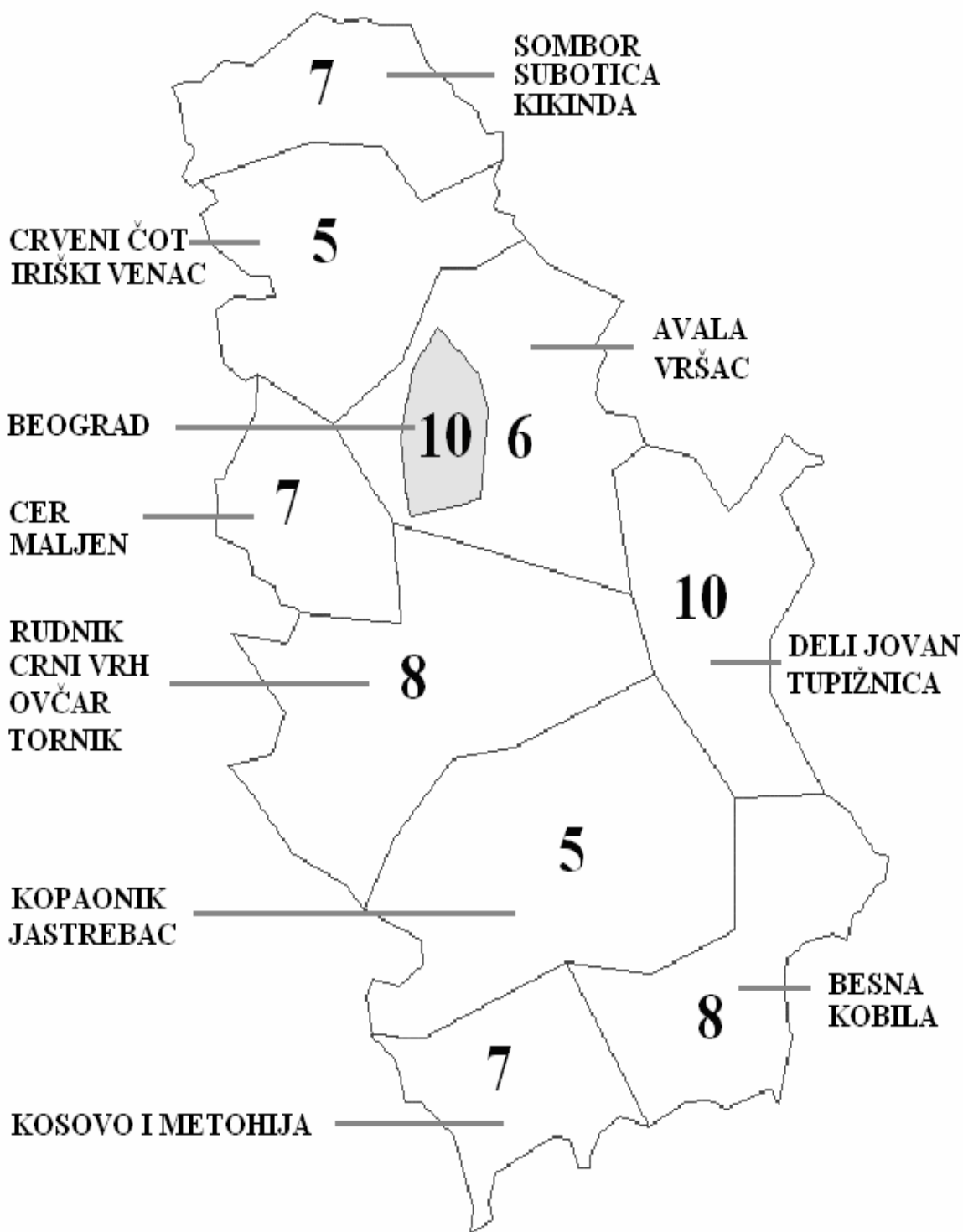
# PRILOZI

**PRILOG A.**  
**GRAFIČKI PRIKAZI**



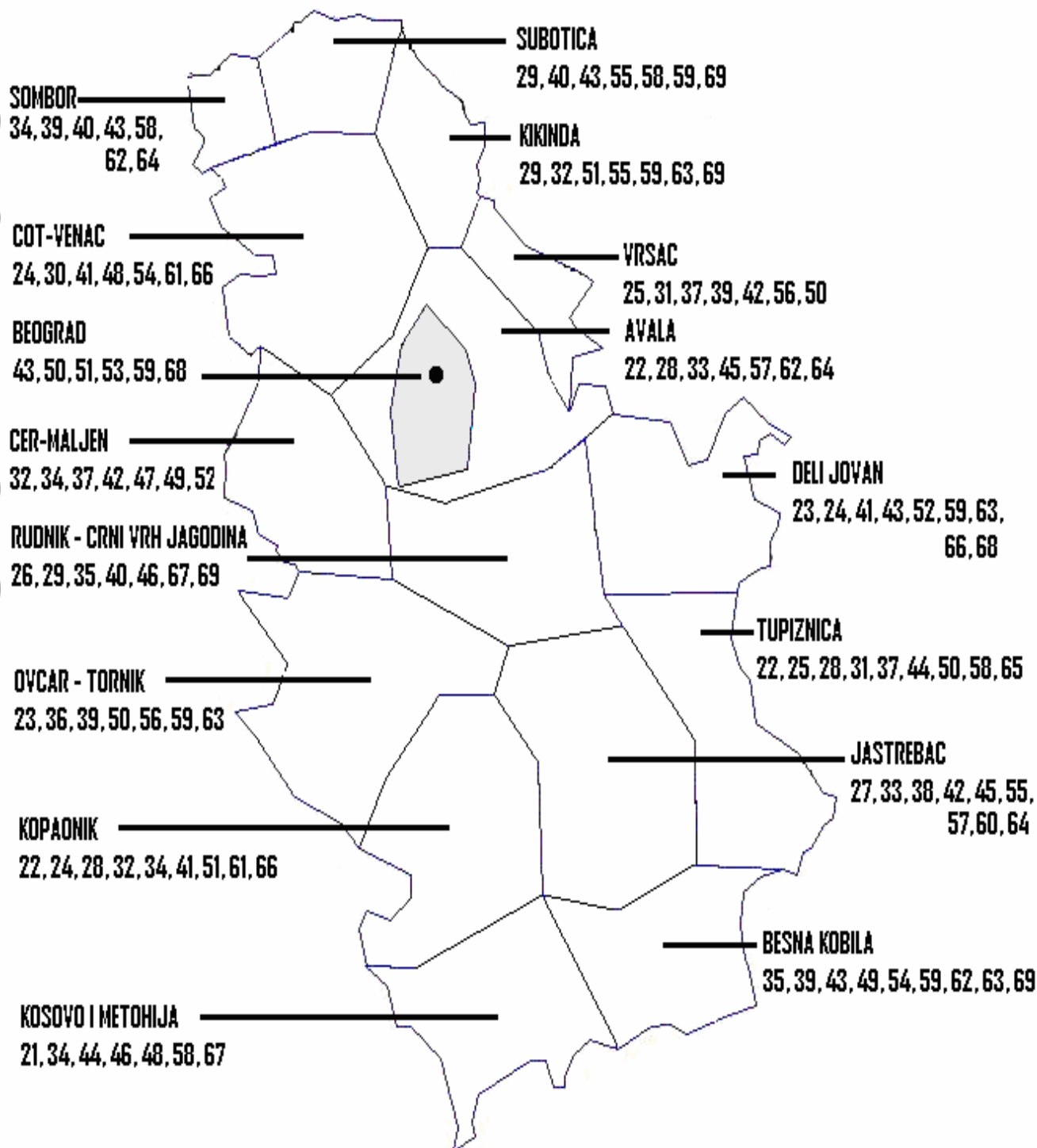
**Slika A.1.** ITU-1 Region i rokovi prelaska sa analognog na digitalno emitovanje televizije

Confidential

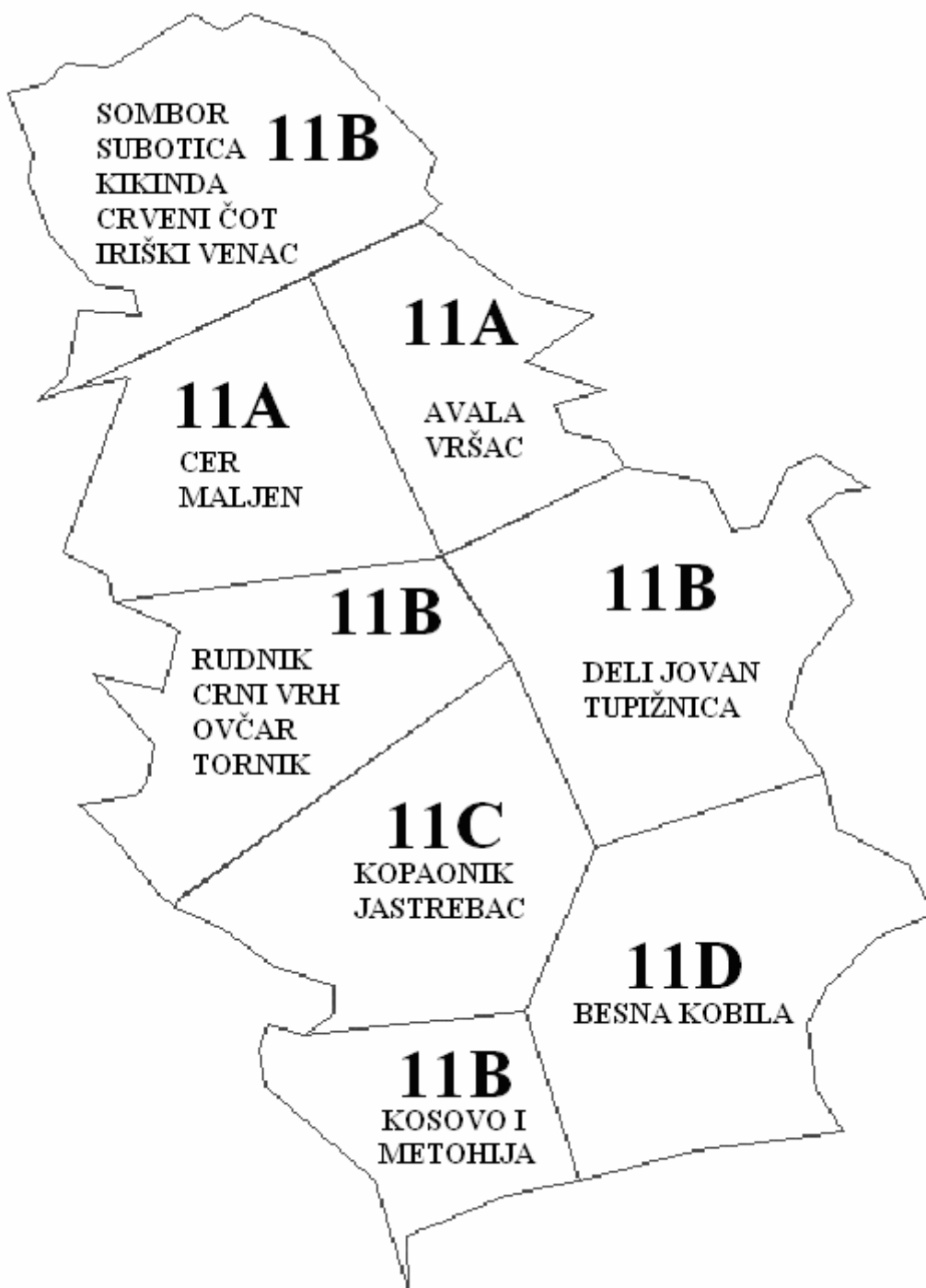


Slika A.2. VHF allotment zone s pripadajućim kanalima

Confidential

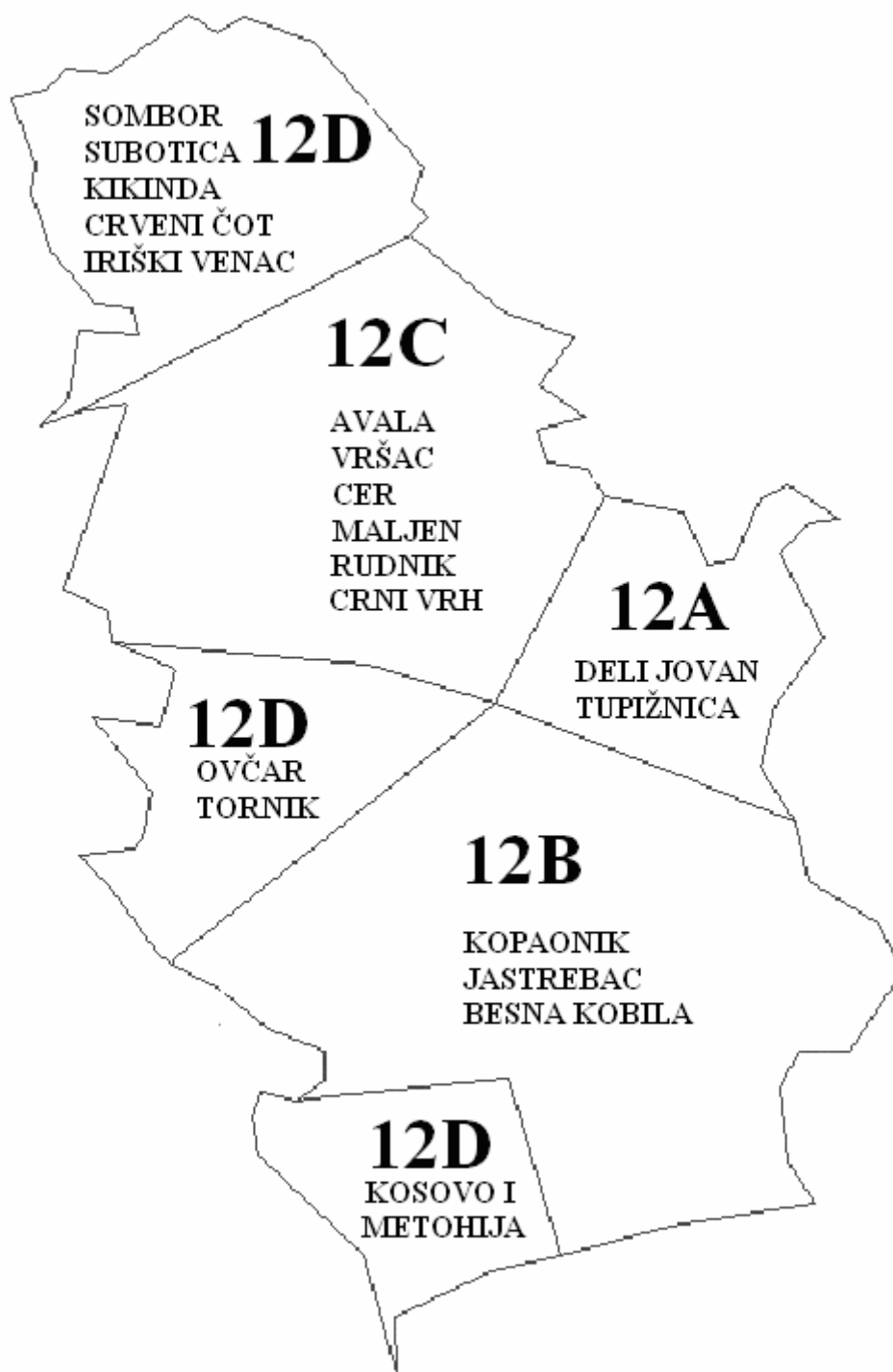


Slika A.3. UHF allotment zone s pripadajućim kanalima



Slika A.4. T-DAB allotment zone za 11. VHF kanal





Slika A.5. T-DAB allotment zone za 12 VHF kanal

Confidential



**Slika A.6.** Evropska unija za radio-difuziju (tamnom bojom)



Slika A.7. Sistemi DVB u svetu

## PRILOG B

### FOURIER-OVE TRANSFORMACIJE

Slika čija se analiza vrši, može se posmatrati kao dvodimenzionalna diskretna struktura, gde svakom pikselu (*pel*-u, tj. elementu slike) odgovara određena brojna vrednost [6], [7], [8], [9], [15], [17], [18], [23]. Uređeni skup numeričkih vrednosti predstavlja odgovarajuću matricu slike, koja se dalje može obrađivati putem raznih transformacija (videti slike DCT bloka u narednim tekstovima). Od mnoštva primene transformacija, od posebnog interesa je primena transformacija u postupku kodiranja odmeraka slike u cilju eliminisanja redundantnosti (suvišnosti) detalja. Naime, odmerci s relativno malim brojem detalja o sadržaju slike mogu se izostaviti ili kodirati s većim korakom (razmakom) kvantizacije. Na taj način, utiče se neznatno na kvalitet slike.

S matematičkog aspekta posmatrano, transformacija predstavlja samo izražavanje funkcija u drugom obliku. S fizičke strane, transformacija predstavlja razlaganje signala (slike) na komponente.

U cilju pojašnjenja pojedinih matematičkih operacija u postupku kodiranja (obrade) slike, na ovom mestu razmotriće se *Fourier*-ove transformacije, koje čine vrlo moćno sredstvo.

#### B.1 Jednodimenzionalna diskretna eksponencijalna funkcija (DET)

U predstavljanju signala definisanih unutar konačnog vremenskog intervala  $[0, T]$  od izuzetne važnosti je klasa eksponencijalnih funkcija, koja se definiše (*Moavre*-ov obrazac) na sledeći način [6], [7], [8], [9], [15], [17], [18], [23]:

$$e^{j2\cdot\pi\cdot f\cdot t} = \cos(2\pi ft) + j\sin(2\pi ft), \quad (\text{B.1})$$

pri čemu je,

$f = \frac{p}{T}$	frekvencija,
$p = 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots$	redni broj funkcije u sistemu,
$t$	trenutno vreme,
$T$	period trajanja,
$N$	interval proizvoljne dužine (pri čemu $N$ može biti parno ili neparno),
$j = \sqrt{-1}$	imaginarna jedinica,
$\pi = 3,1415926\dots$	

Primetimo da je promenljiva  $\langle f \rangle$  diskretna a promenljiva  $\langle t \rangle$  kontinualna veličina. Drugim rečima, to znači neperiodičnost u frekvencijskom a periodičnost u vremenskom domenu. Na taj način, svakoj vrednosti frekvencije  $f$  odgovara jedinstvena eksponencijalna funkcija  $e^{j2\cdot\pi\cdot f\cdot t}$ . Pri tome se frekvencija može definisati kao broj promena znaka realnog ili kompleksnog dela funkcije duž posmatranog intervala.

U diskretnoj tehnici definišu se **diskretne eksponencijalne funkcije**  $\text{def}(p, x)$  tako što se uvodi zamena kontinualne vremenske promenljive  $t$  diskretnom promenljivom  $x$  s korakom diskretizacije  $\frac{T}{N}$  odnosno  $t = x \cdot \frac{T}{N}$  te na taj način sledi,

$$\text{def}(p, x) = e^{j \frac{2\pi}{N} p \cdot x} \quad . \quad (\text{B.2})$$

Modulo ove funkcije ima vrednost 1 a trenutni fazni stav  $\varphi = \frac{2\pi}{N} \cdot p \cdot x$ . Uvođenjem smene koja predstavlja **rotacioni vektor** (engl., *tweedle vector*),

$$W = e^{j \frac{2\pi}{N}} \quad , \quad (\text{B.3})$$

sledi

$$\text{def}(p, x) = W^{p \cdot x} \quad , \quad (\text{B.4})$$

pa se diskretne eksponencijalne funkcije mogu pogodno predstaviti u matricnom obliku - na primer, za  $N = 8$ , što je za DVB-T od posebnog značaja biće,

$$\{\text{def}(p, x)\} = E_8 = \begin{pmatrix} W^0 & W^0 & W^0 & W^0 & W^0 & W^0 & W^0 & W^0 \\ W^0 & W^1 & W^2 & W^3 & W^4 & W^5 & W^6 & W^7 \\ W^0 & W^2 & W^4 & W^6 & W^8 & W^{10} & W^{12} & W^{14} \\ W^0 & W^3 & W^6 & W^9 & W^{12} & W^{15} & W^{18} & W^{21} \\ W^0 & W^4 & W^8 & W^{12} & W^{16} & W^{20} & W^{24} & W^{28} \\ W^0 & W^5 & W^{10} & W^{15} & W^{20} & W^{25} & W^{30} & W^{35} \\ W^0 & W^6 & W^{12} & W^{18} & W^{24} & W^{30} & W^{36} & W^{42} \\ W^0 & W^7 & W^{14} & W^{21} & W^{28} & W^{35} & W^{42} & W^{49} \end{pmatrix} \quad . \quad (\text{B.5})$$

Kako je  $N$  periodično, to se ova matrica može predstaviti matricom minimalnih faza. Ona je dobijena izračunavanjem indeksa po modulu  $N$  (ili što je isto, ostatak nakon celobrojnog deljenja sa  $N = 8$ ).

$$\{\text{def}(p, x)\} = E_8 = \begin{pmatrix} W^0 & W^0 & W^0 & W^0 & W^0 & W^0 & W^0 & W^0 \\ W^0 & W^1 & W^2 & W^3 & W^4 & W^5 & W^6 & W^7 \\ W^0 & W^2 & W^4 & W^6 & W^0 & W^2 & W^4 & W^6 \\ W^0 & W^3 & W^6 & W^1 & W^4 & W^7 & W^2 & W^5 \\ W^0 & W^4 & W^0 & W^4 & W^0 & W^4 & W^0 & W^4 \\ W^0 & W^5 & W^2 & W^7 & W^4 & W^1 & W^6 & W^3 \\ W^0 & W^6 & W^4 & W^2 & W^0 & W^6 & W^4 & W^2 \\ W^0 & W^7 & W^6 & W^5 & W^4 & W^3 & W^2 & W^1 \end{pmatrix} \quad . \quad (\text{B.6})$$

Vrednosti  $x$  menjaju se s leva na desno ( $\rightarrow$ ), a  $p$  odozgo na dole ( $\downarrow$ ). Na taj način gornji levi ugao odgovaraće  $x = 0, p = 0$ , donji levi  $x = 0, p = 7$  dok bi gornji desni bio  $x = 7, p = 0$  a donji desni  $x = 7, p = 7$ .

## B.2 Jednodimenzionalna diskretna *Fourier*-ova transformacija (DFT/IDFT)

Diskretne eksponencijalne funkcije (def) definisane su na intervalu konačne dužine ( $N$  može biti parno ili neparno) i kao takve, upotrebiće se za definisanje diskretnih jednodimenzionalnih *Fourier*-ovih transformacija (DFT/IDFT) putem izraza,

$$X(k) = \frac{1}{N} \cdot \sum_{n=0}^{N-1} [x(n) \cdot W_N^{-k \cdot n}], \quad \text{DFT} \quad k = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (\text{B.7})$$

$$x(n) = \sum_{k=0}^{N-1} [X(k) \cdot W_N^{kn}] \quad \text{IDFT} \quad n = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (\text{B.8})$$

Zamenom  $W = e^{j \frac{2\pi}{N}}$  u izraze B.7 i B.8 dobija se,

$$X(k) = \frac{1}{N} \cdot \sum_{n=0}^{N-1} \left[ x(n) \cdot e^{-j \frac{2k\pi}{N} n} \right], \quad \text{DFT} \quad (\text{B.9})$$

$$x(n) = \frac{1}{N} \cdot \sum_{k=0}^{N-1} \left[ X(k) \cdot e^{j \frac{2k\pi}{N} n} \right]. \quad \text{IDFT} \quad (\text{B.10})$$

Prva transformacija naziva se direktna (DFT), a druga inverzna diskretna jednodimenzionalna *Fourier*-ova transformacija (IDFT). One predstavljaju osnovu za dvodimenzionalne *Fourier*-ove transformacije.

## B.3 Dvodimenzionalna *Fourier*-ova diskretna transformacija (DFT/IDFT)

Transformacija dvodimenzionalnog signala  $|x| = |x_{i,j}|$  u odnosu na sistem dvodimenzionalnih funkcija  $\phi(i, j, u, v)$  definiše sa kao [6], [7], [8], [9], [15], [17], [18], [23].,

$$X(u, v) = \sum_{i=0}^{M-1} \sum_{j=0}^{N-1} x(i, j) \phi(i, j, u, v), \quad \text{DFT} \quad (\text{B.12})$$

$$x(i, j) = \sum_{u=0}^{M-1} \sum_{v=0}^{N-1} X(u, v) \phi(i, j, u, v), \quad \text{IDFT} \quad (\text{B.13})$$

gde se signal može predstaviti matricom  $|x| = |x_{i,j}|$  veličine  $(M \times N)$ , pri čemu je  $i \in M$  i  $j \in N$ .

Transformacije se bitno pojednostavljaju ukoliko je jezgro razdvojivo, tj.

$$\varphi(i, j, u, v) = \phi_1(i, u) \cdot \phi_2(j, v) \quad . \quad (\text{B.14})$$

Na taj način direktna diskretna *Fourier*-ova transformacija se "razbija" na dva koraka kao primena odgovarajuće jednodimenzionalne transformacije na (1) vrste i (2) kolone matrice dvodimenzionalnog signala.

#### B.4 Dvodimenzionalna *Fourier*-ova diskretna kosinusna transformacija (DCT)

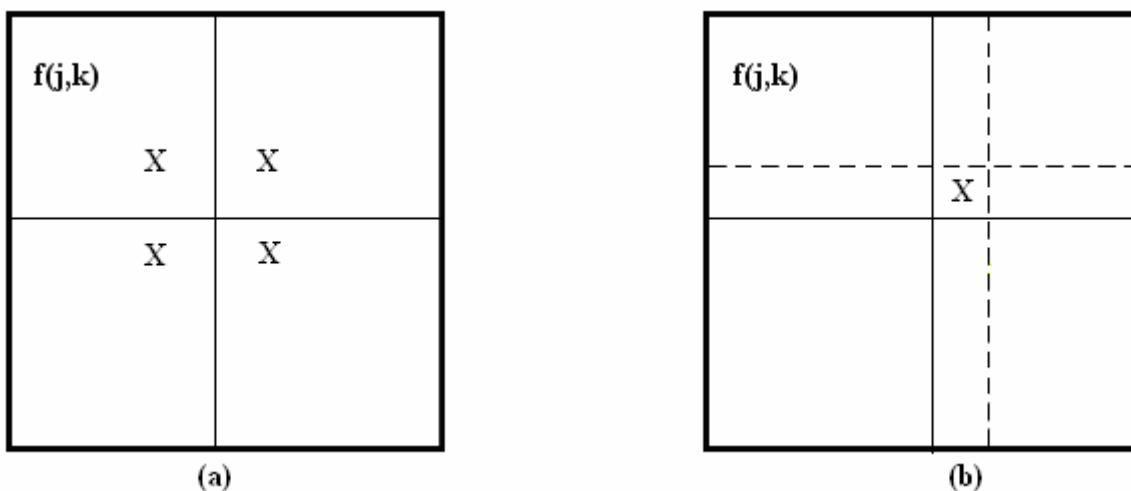
Ako je neka funkcija simetrična tada njeno predstavljanje preko *Fourier*-ovih redova sadrži samo realne koeficijente, odnosno  $\cos$ - članove (kosinusoidalne). Da bi se polje slike dovelo u simetričan oblik, postoje dva načina [6], [7], [8], [9], [15], [17], [18], [23].:

- putem presavijanja i preklapanja po ivici (slika B.1.a) i
- putem presavijanja i preklapanja po pikselu (slika B.1.b)

gde je piksel (pel) označen krstićem (x).

Za polje slike  $|f(j,k)|$  dimenzija  $N \times N$  prva metoda (a) daje oblast slike  $|f_s(j,k)|$  dimenzija  $2N \times 2N$  zato se naziva **parna kosinusna transformacija**.

Drugi metod (b) daje oblast slike  $|f_s(j,k)|$  dimenzija  $(2N-1) \times (2N-1)$  te se **naziva neparna kosinusna transformacija**.



Slika B.1 Dovođenje kosinusne transformacije u simetričnost

**B.5 Dvodimenzionalna parna kosinusna transformacija**

Simetrična oblast slike može se opisati funkcionalnom relacijom,

$$f_s(j, k) = \begin{cases} f(j, k) & j \geq 0 \quad k \geq 0 \\ f(-1-j, k) & j < 0 \quad k \geq 0 \\ f(j, -1-k) & j \geq 0 \quad k < 0 \\ f(-1-j, -1-k) & j < 0 \quad k < 0 \end{cases} \quad (B.15)$$

Funkcija  $f_s(j, k)$  je simetrična u tačkama  $j=1/2$  i  $k=1/2$ , pa se primenom *Fourier*-ove transformacije oko tačke simetrije dobija [6], [7], [8], [9], [15], [17], [18], [23],

$$F_s(u, v) = \frac{1}{2N} \cdot \sum_{j=N}^{N-1} \sum_{k=N}^{N-1} \left[ f_s(j, k) \cdot e^{-i \frac{2\pi}{2N} \left( u \cdot \left( j + \frac{1}{2} \right) + v \cdot \left( k + \frac{1}{2} \right) \right)} \right] \quad (B.16)$$

gde je  $i = \sqrt{-1}$  imaginarna jedinica i ne treba je mešati s  $j$ .

Izraz B.15 važi za  $u, v \in \{-N, \dots, -1, 0, 1, \dots, N\}$ . Kako je funkcija  $f_s(j, k)$  realna i simetrična funkcija, to se prethodni izraz svodi na

$$F_s(u, v) = \frac{2}{N} \cdot \sum_{j=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{N-1} \left[ f_s(j, k) \cdot \cos\left(\frac{\pi}{N} \cdot u \cdot (j+1/2)\right) \cdot \cos\left(\frac{\pi}{N} \cdot v \cdot (k-1/2)\right) \right] \mathbf{DCT} \quad (B.17)$$

**B.6 Dvodimenzionalna neparna kosinusna transformacija**

U slučaju neparne kosinusne transformacije simetrična oblast slike definiše se kao,

$$f_s(j, k) = \begin{cases} f(j, k) & j \geq 0 \quad k \geq 0 \\ f(-j, k) & j < 0 \quad k \geq 0 \\ f(j, -k) & j \geq 0 \quad k < 0 \\ f(-j, -k) & j < 0 \quad k < 0 \end{cases} \quad (B.18)$$

Primenom dvodimenzionalne *Fourier*-ove transformacije, sleduje,

$$F_s(u, v) = \frac{1}{2N-1} \sum_{j=1-N}^{N-1} \sum_{k=1-N}^{N-1} \left[ f_s(j, k) \cdot e^{-i \frac{2\pi}{2N-1} (ju+kv)} \right], \quad \mathbf{DCT} \quad (B.19)$$

i imaginarna jedinica.

Izraz (B.18) važi za  $u, v \in \{-N, \dots, -1, 0, 1, \dots, N\}$ .



Kao rezultat konjugovane simetrije *Fourier*-ove transformacije za realna polja slike, sledi da je,

$$F_s(u, v) = F_s^*(u, v) \quad , \quad (B.20)$$

što znači da je dovoljno izračunati  $F_s(u, v)$  samo za nenegativne indekse  $(u, v)$ .

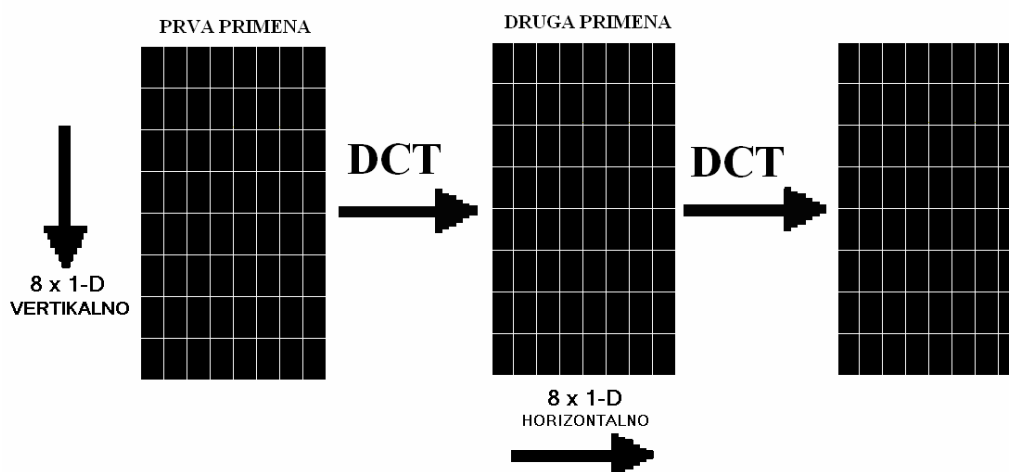
Na taj način neparna kosinusna transformacija postaje,

$$F_s(u, v) = \frac{4}{2N-1} \sum_{j=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{N-1} \left[ \bar{f}_s(j, k) \cdot \cos\left(\frac{2\pi}{2N-1} \cdot j \cdot u\right) \cdot \cos\left(\frac{2\pi}{2N-1} \cdot k \cdot v\right) \right], \quad \text{DCT} \quad (B.21)$$

gde je  $\bar{f}_s(j, k)$  dobijeno preko težinskih vrednosti amplitude elemenata koji potiču iz oblasti slike  $f_s(j, k)$  prema,

$$\bar{f}_s(j, k) = \begin{cases} (1/4) \times f(j, k) & j=0 \quad k=0 \\ (1/2) \times f(j, k) & j=0 \quad k \neq 0 \\ (1/2) \times f(j, k) & j \neq 0 \quad k=0 \\ f(j, k) & j \neq 0 \quad k \neq 0 \end{cases} \quad . \quad (B.22)$$

Funkcije neparne kosinusne transformacije su ortogonalno razdvojive, tako da se dvodimenzionalna transformacija može dobiti dvostrukom primenom jednodimenzionalne transformacije (1-D) na (1) kolone i (2) vrste, čime se postupak transformacije bitno ubrzava - slika B.2.



**Slika B.2.** Dvostruka primena jednodimenzionalne transformacije

Prilikom očitavanja binarnog niza DCT koeficijentata matrice (na primer putanjom cik-cak oblika, sl. B.3) u bloku od  $8 \times 8$  piksela, vrednost u gornjem levom uglu fizički predstavlja jednosmernu komponentu (vertikalna i horizontalna učestanost jednake su nuli). To znači da se taj piksel može predstaviti konstantnim signalom oblika #1 prikazanog na slici B.3.

Naredno desno polje (piksel) ima oblik #2, sledeće #3 i tako redom do piksela #8 koji ima najveću horizontalnu učestanost. Analogna je situacija sa vertikalnom učestanošću. Dijagrami na slici B.3 predstavljaju tzv. bazične funkcije elementarnog bloka sa 8x8 piksela. Oni se mogu predstaviti matricom koeficijenata čije su vrednosti 1 i -1 (to su ekstremne vrednosti kosinusne funkcije) pri čemu 1 označava prisustvo signala (odgovara svetlijoj boji) a -1 odsustvo signala (odgovara tamnijoj boji) - slika 27. Navedena matrica naziva se *Hadamard*-ova matrica po francuskom matematičaru, mada se može sresti i pod nazivom *Walsh*-ova transformacija.

Neka su  $x_i$ ,  $i = (1,2,\dots,8)$  intenziteti odmeraka u bloku. Ovi odmerci će biti transformisani u  $y_i$ ,  $i = (1,2,\dots,8)$  putem matričnog proizvoda,

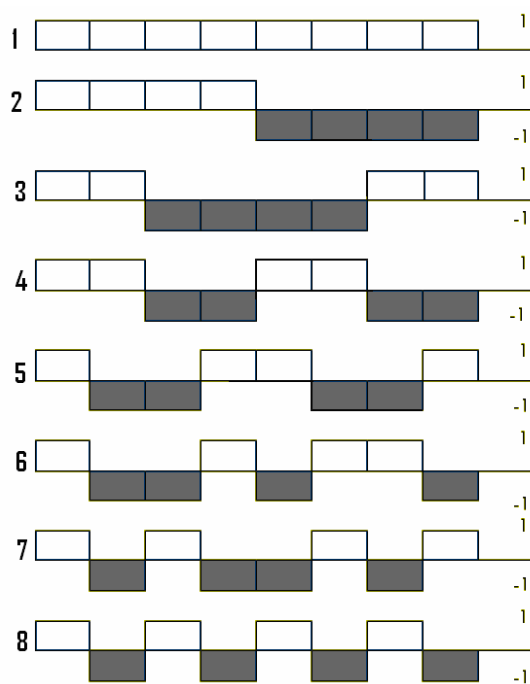
$$\|Y_8\| = \|H_8\| \times \|X_8\| \quad , \quad (B.23)$$

odnosno u matricu,

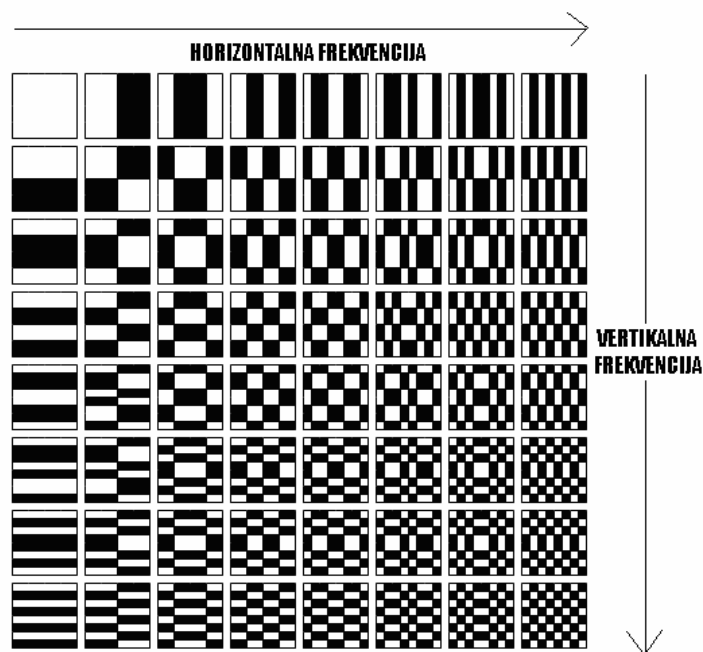
$$\begin{pmatrix} y_1 \\ y_2 \\ y_3 \\ y_4 \\ y_5 \\ y_6 \\ y_7 \\ y_8 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 & 1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 & -1 & 1 & 1 & -1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 & -1 & 1 & -1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \\ x_5 \\ x_6 \\ x_7 \\ x_8 \end{pmatrix} \quad . \quad (B.24)$$

Ovo se može grafički ilustrovati slikom B.3 koja se predstavlja tzv. *Hadamard*-ove bazične ravni ( $N = 8$ ), ili slikom B.4. - *Walsh*-ove funkcije što je terminološki ekvivalent.

Na primer, treća vrsta u matrici (1, 1, -1, -1, -1, -1, 1, 1) odgovara dijagramu br. #3 sa slike B.3. u vremenskom domenu, odnosno, 3. elementu u 1. koloni, i 3. elementu u 1. vrsti, u frekvencijskom domenu (slika B.4).



Slika B.3 Hadamard-ove bazične ravni u bloku 8x8 piksela



Slika B.4 Walsh-ove funkcije)

Rani eksperimenti 60-ih i 70-ih godina prošlog veka (*Pratt, Kane, Andrews*) na kodiranju slike ovim načinom, pokazali su da je ova vrsta transformacije vrlo moćno sredstvo za kodiranje slike, ne samo s praktične strane realizacije, nego i u pogledu kvaliteta. Sa stanovišta prijema, praksa pokazuje da je bolje kodirati manje delove slike (dakle, blokove od  $8 \times 8$  piksela - *pel*-a) nego celokupnu sliku. **Iz tih razloga u DVB je usvojen blok veličine od  $8 \times 8$  piksela.**

**B.7 Brza *Fourier*-ova transformacija (FFT)**

Brza *Fourier*-ova transformacija (engl., *Fast Fourier Transform - FFT*), predstavlja algoritam (postupak) za izračunavanje diskretne transformacije. Njegovom primenom smanjuje se vreme koje je potrebno za izračunavanje diskretne *Fourier*-ove transformacije, time što je smanjen broj operacija kako bi se odredili članovi transformacionog domena. Na ovaj način ujedno dolazi do povećanja tačnosti dobijenih rezultata, jer je manji broj operacija koje unose grešku usled zaokrugljivanja rezultata tokom proračuna. Za direktnu (DFT) i inverznu (IDFT) *Fourier*-ovu transformaciju

$$X(k) = \frac{1}{N} \cdot \sum_{n=0}^{N-1} [x(n) \cdot W_N^{-k \cdot n}], \quad \text{DFT} \quad k = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (\text{B.25})$$

$$x(n) = \sum_{k=0}^{N-1} [X(k) \cdot W_N^{kn}], \quad \text{IDFT} \quad n = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (\text{B.26})$$

za  $N$  odmeraka, potrebno je izvršiti  $N^2$  osnovnih operacija množenja i  $N \cdot (N-1)$  operacija kompleksnih sabiranja. Porastom broja odmeraka, drastično raste broj potrebnih operacija, tako da direktno izračunavanje *Fourier*-ove transformacije postaje krajnje nepraktično. Za brzu *Fourier*-ovu transformaciju, neophodno je  $N \times \text{ld}(N)$  tj.  $N \times \log_2(N) = 3,322 \cdot \log_{10}(N)$  osnovnih računskih operacija (množenja i sabiranja). Odavde sledi da se primenom brze transformacije (FFT) drastično smanjuje broj operacija, koje je naročito evidentno pri velikim vrednostima  $N$ . Današnji stepen razvoja digitalne tehnike omogućava praktičnu primenu FFT u realnom vremenskom domenu, tako da je ona ključni faktor u digitalnoj obradi signala.

**Prevođenje signala iz vremenskog u frekvencijski domen predstavlja inverznu a iz frekvencijskog u vremenski domen - direktnu *Fourier*-ovu transformaciju.**

Izraz B.25, često se predstavlja i u sledećem obliku,

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} \left\{ \left( \text{Re}[x(n)] \cdot \text{Re}[W_N^{k \cdot n}] - \text{Im}[x(n)] \cdot \text{Im}[W_N^{k \cdot n}] \right) + j \left( \text{Re}[x(n)] \cdot \text{Im}[W_N^{k \cdot n}] + \text{Im}[x(n)] \cdot \text{Re}[W_N^{k \cdot n}] \right) \right\} \quad (\text{B.27})$$

iz kojeg se može proceniti broj operacija neophodnih za izračunavanje DFT koeficijenata. Na primer, uprošćavanjem prethodnog izraza, stavljanjem  $W_N^0 = 1$  zaključuje se da je za izračunavanje samo jednog koeficijenta  $X(k)$  potrebno:

4N            realnih množenja,  
4N – 2        realnih sabiranja.

Kako je broj DFT koeficijenata  $N$ , to ukupno iznosi,

4N<sup>2</sup>            realnih množenja i,  
4N<sup>2</sup> – 2N      realnih sabiranja.

Međutim, ako se ne posmatra izraz (B.27) nego definicioni izraz (B.25) sa izvršenim analitičkim operacijama množenja i sabiranja, može se videti da je ukupan broj operacija:

$$\begin{aligned} N^2 & \text{ kompleksnih množenja,} \\ N(N-1) & \text{ kompleksnih sabiranja.} \end{aligned}$$

Odavde sledi vrlo važan zaključak - da je **potreban broj aritmetičkih operacija srazmeran kvadratu dužine niza**, što za posledicu ima da je direktan postupak izračunavanja DFT neprimenljiv za veće vrednosti  $N$ . Implicitno se nameće činjenica da je za primenu brze *Fourier*-ove transformacije FFT, neophodno izvršiti dekompoziciju DFT na manje delove. Na primer, ako se niz od  $N$  tačaka razbije u  $k=2$  podniza od po  $N/k$  tačaka, biće umesto  $N^2$  potrebno duplo manje tačaka, tj.  $k \cdot (N/k)^2 = N^2 / 2$ .

Posmatranjem pojedinačnih operacija tokom postupka izračunavanja DFT, može se uočiti da se neke operacije, koje su posledica periodičnosti i simetričnosti rotacionih vektora (*twiddle*), odnosno,

$$W_N^{k \cdot n} = W_N^{k(n+N)} = W_N^{n(k+N)}, \quad (\text{periodičnost}) \quad (\text{B.28})$$

$$(W_N^{n \cdot k})^* = W_N^{k(N-n)}. \quad (\text{simetričnost}) \quad (\text{B.29})$$

Značajno poboljšanje može se izvršiti ako se metodologija proračuna izvrši tako da se svaka od operacija koja se ponavlja obrađuje samo jednom. Ovo se može videti na slučaju rotacionih vektora  $0 \leq n = k \leq 7$ , tabela B.1, odnosno slika B.5.

		n							
		0	1	2	3	4	5	6	7
k	0	1	1	1	1	1	1	1	1
	1	1	$\frac{\sqrt{2}}{2} \cdot (1-j)$	$-j$	$-\frac{\sqrt{2}}{2} \cdot (1-j)$	$-1$	$-\frac{\sqrt{2}}{2} \cdot (1-j)$	$j$	$\frac{\sqrt{2}}{2} \cdot (1+j)$
	2	1	$-j$	$-1$	$j$	1	$-j$	$-1$	$j$
	3	1	$-\frac{\sqrt{2}}{2} \cdot (1+j)$	$j$	$\frac{\sqrt{2}}{2} \cdot (1-j)$	$-1$	$\frac{\sqrt{2}}{2} \cdot (1+j)$	$-j$	$-\frac{\sqrt{2}}{2} \cdot (1-j)$
	4	1		1		1		1	$-1$
	5	1	$-\frac{\sqrt{2}}{2} \cdot (1-j)$	$-j$	$\frac{\sqrt{2}}{2} \cdot (1+j)$	$-1$	$\frac{\sqrt{2}}{2} \cdot (1-j)$	$j$	$-\frac{\sqrt{2}}{2} \cdot (1-j)$
	6	1		$-1$		1		$-1$	$-j$
	7	1	$\frac{\sqrt{2}}{2} \cdot (1+j)$	$j$	$-\frac{\sqrt{2}}{2} \cdot (1+j)$	$-1$	$-\frac{\sqrt{2}}{2} \cdot (1+j)$	$-j$	$\frac{\sqrt{2}}{2} \cdot (1-j)$

Tabela B.1. Rotacioni vektori  $W_8^{k \cdot n}$

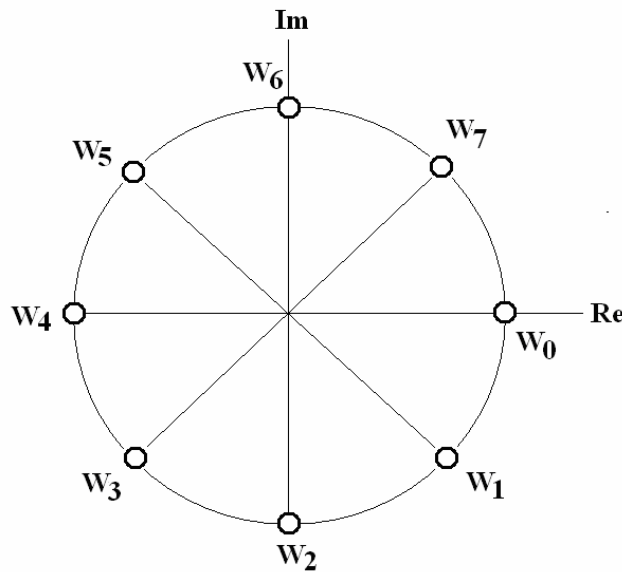
Geometrijska reprezentacija vektora iz tabele B.1 prikazana je na slici B.5. Posmatrajući tabelu dimenzija  $8 \times 8$ , vidi se da se  $k$  i  $n$  menjaju u opsegu od 0 do 7. Njihov proizvod je u granicama  $0 \leq (k \cdot n) \leq 49$ . U tabeli je svega 8 različitih vrednosti  $W_8^{k \cdot n}$  tj.

$$\begin{aligned} &\pm 1, \\ &\pm j, \\ &\pm \frac{\sqrt{2}}{2} \cdot (1 - j), \\ &\pm \frac{\sqrt{2}}{2} \cdot (1 + j). \end{aligned}$$

Ili što je još jednostavnije, svega su 4 različite vrednosti sa suprotnim predznakom (faznim stavom).

Pojedine vrednosti iz tabele B.1 imaju vrednost  $\pm 1$  tako da je reč samo o sabiranju bez množenja. Prema tome, umesto 64 operacije množenja i 56 sabiranja direktnom *Fourier*-ovom transformacijom, primenom FFT u datom primeru biće 12 operacija množenja i 24 operacije sabiranja. Korišćenjem osobina simetričnosti i periodičnosti rotacionih faktora, pri velikim vrednostima  $N$ , ukupan broj aritmetičkih operacija srazmeran je sa:

$$N \cdot \text{ld}(N) = N \cdot \log_2(N) = 3,322 \cdot N \cdot \log_{10}(x).$$



Slika B.5 Rotacioni vektori

Prikazanim **postupkom dekompozicije** (razlaganja) pružaju se izuzetne mogućnosti za skraćenje procesa izračunavanja diskretne *Fourier*-ove transformacije. Princip dekompozicije podrazumeva u sebi da je dužina niza oblika  $N = 2^P$ . Ukoliko nije, tada se mora dopuniti nulama  $N$  do stepena  $2^P$ . Dekompozicija se obavlja tako što se osnovni niz podeli u dva podniza, koji se potom dalje dele u dva nova podniza, i tako sve do elementarnih nizova koji u sebi sadrže samo dva elementa, pa je ukupan broj postupaka  $\text{ld}(N) = \log_2(N) = 3,322 \cdot \log_{10}(x)$ . Ovaj način je poznat pod nazivom **dekompozicija (decimacija) s osnovom dva (radix 2 decimation)**. Najkarakterističniji predstavnici dekompozicije za FFT su dekomponovanje po vremenu i dekompozicija po frekvenciji.

## **PRILOG C**

### **ASOCIJACIJE I ORGANIZACIJE**

**AES** *Audio Engineering Society*

<http://www.aes.org/>

**ATSC** *Advanced Television Systems Committee*

<http://www.atsc.org/>

**ATVEF** *Advanced Television Enhancement Forum*

<http://www.atvef.com/>

**ATVF** *Advanced Television Forum*

<http://www.atvf.org/>

**CAB** *Canadian Association of Broadcasters*

<http://www.cab-acr.ca/>

**CEA** *Consumer Electronics Association (formerly CEMA)*

<http://www.ce.org/>

**DAVIC** *Digital Audio Visual Council*

<http://www.davic.org/>

**DVB** *Digital Video Broadcast*

<http://www.dvb.org/>

**DTVIA** *Digital Television Industrial Alliance of China Enterprise Confederation*

<http://www.dtvia.com/>

**DVB-MHP** *DVB Multimedia Home Platform*

<http://www.mhp.org/>

**DVDA** *DVD Association*

<http://www.dvda.org/>

**DVD Forum**

<http://www.dvdforum.org/>

**EBU** *European Broadcasting Union*

<http://www.ebu.ch/>

**EIA** *Electronic Industries Association*

<http://www.eia.org/>

**ETG** *Entertainment Technology Group*

<http://www.etg.tv/>

**ETSI** *European Telecommunications Standards Institute*

<http://www.etsi.org/>

**IEC** *International Electrotechnical Commission*

<http://www.iec.ch/>

**IEEE** *Institute of Electrical and Electronics Engineers*

<http://www.ieee.org/>

**ISO** *International Organization for Standardization*

<http://www.iso.ch/>

**ISMA** *Internet Streaming Media Alliance*

<http://www.isma.tv/>

**ITU** *International Telecommunication Union*

<http://www.itu.ch/>

**MPEG** *Moving Picture Experts Group*

<http://mpeg.telecomitalia.com/>

**NAB** **National Association of Broadcasters**

<http://www.nab.org/>

**OpenCable**

<http://www.opencable.com/>

**SCTE** *Society of Cable Telecommunications Engineers*

<http://www.scte.org/>

**SMPTE** *Society of Motion Picture and Television Engineers*

<http://www.smpte.org/>

**TV Anytime**

<http://www.tv-anytime.org/>

**TV Linux Alliance**

<http://www.tvlinuxalliance.org/>

**VESA** *Video Electronics Standards Association*

<http://www.vesa.org/>

Confidential



## PRILOG D

## PREGLED KORIŠĆENIH SKRAĆENICA [42]

<b>AAC</b>	<i>Advanced Audio Coding</i>
<b>AC</b>	<i>Auxiliary Channel</i>
<b>ADBT-T</b>	<i>Advanced Digital Television Broadcasting – Terrestrial</i>
<b>ATSC</b>	<i>Advanced Television Systems Committee</i>
<b>ATV</b>	<i>Advanced Television</i>
<b>b</b>	<i>bit</i>
<b>B</b>	<i>Bidirectional (frame)</i>
<b>B</b>	<i>Blue (color)</i>
<b>B</b>	<i>Byte</i>
<b>BBC</b>	<i>British Broadcasting Corporation (UK)</i>
<b>BCH</b>	<i>Bose, Ray-Chauduri-Hocquenghem (code)</i>
<b>BER</b>	<i>Bit Error Ratio (or Rate)</i>
<b>BIN</b>	<i>Binary</i>
<b>BST-OFDM</b>	<i>Bandwidth Segmented Transmission Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i>
<b>C</b>	<i>Cyan (color)</i>
<b>C<sub>b</sub></b>	<i>Chrominance (difference) blue</i> $C_b = -0,169 \cdot r - 0,331 \cdot g + 0,5 \cdot b$
<b>C<sub>r</sub></b>	<i>Chrominance (difference) red</i> $C_r = 0,5 \cdot r - 0,419 \cdot g - 0,081 \cdot b$
<b>CABAC</b>	<i>Context Adaptive Binary Arithmetic Coding</i>
<b>CAVLC</b>	<i>Context Adaptive Variable Length Coding</i>
<b>C/N</b>	<i>Carrier to Noise ratio</i>
<b>CDMB</b>	<i>Chinese Digital Multimedia Broadcasting</i>
<b>(C)OFDM</b>	<i>(Coded) Orthogonal Frequency Division Multiplex</i>
<b>cos</b>	<i>cosine</i>
<b>CRT</b>	<i>Cathode Ray Tube (monitor)</i>
<b>DAB</b>	<i>Digital Audio Broadcasting</i>
<b>DBPSK</b>	<i>Differential Binary Phase Shift Keying</i>
<b>(J)DiBEG</b>	<i>(Japan's) Digital Broadcasting Experts Group</i>
<b>DigiTag</b>	<i>Digital Terrestrial Television Action Group</i>
<b>DMB-T/H</b>	<i>Digital Multimedia Broadcasting – Terrestrial/Handheld</i>
<b>DTT</b>	<i>Digital Terrestrial Television</i>
<b>dTTb</b>	<i>digital Terrestrial Television broadcasting</i>
<b>DTV</b>	<i>Digital Television</i>
<b>DQPSK</b>	<i>Differential Quadrature Phase Shift Keying</i>
<b>DVB</b>	<i>Digital Video Broadcasting</i>
<b>DVB-C</b>	<i>DVB-Cable</i>
<b>DVB-S</b>	<i>DVB- Satellite</i>
<b>DVB-T</b>	<i>DVB- Terrestrial</i>
<b>DVB-H</b>	<i>Digital Video Broadcasting Hand-Held Terrestrial</i>
<b>EBU</b>	<i>European Broadcasting Union</i>
<b>EDTV</b>	<i>Enhanced (or Extended) Definition Television</i>
<b>ERP</b>	<i>Effective Radiated Power</i>
<b>ETSI</b>	<i>European Telecommunications Standardisation Institute</i>

<b>FCC</b>	<i>Federal Communications Commissions</i>
<b>FEC</b>	<i>Forward Error Correction</i>
<b>FIFO</b>	<i>First In – First Out</i>
<b>FFT</b>	<i>Fast Fourier Transform</i>
<b>FM</b>	<i>Frequency Modulation</i>
<b>FRExt</b>	<i>Fidelity Range Extensions</i>
<b>G</b>	<i>Green (color)</i>
<b>GOP</b>	<i>Group of picture</i>
<b>GPS</b>	<i>Global Positioning System</i>
<b>HDTV</b>	<i>High Definition Television</i>
<b>HEX</b>	<i>Hexadecimal (base)</i>
<b>HP</b>	<i>High Priority</i>
<b>I</b>	<i>In (phase modulation)</i>
<b>I</b>	<i>Intra, Inter (frame)</i>
<b>IDFT</b>	<i>Inverse Discrete Fourier Transform</i>
<b>IEC</b>	<i>International Electrotechnical Commission</i>
<b>IF</b>	<i>Intermediate Frequency</i>
<b>IFFT</b>	<i>Inverse Fast Fourier Transform</i>
<b>JPEG</b>	<i>Joint Photographic Experts Group</i>
<b>JVT</b>	<i>Joint Video Team</i>
<b>Im</b>	<i>Imaginary</i>
<b>ISDB-T</b>	<i>Integrated Service Digital Broadcasting –Terrestrial</i>
<b>ISO</b>	<i>International Standards Organisation</i>
<b>ITU</b>	<i>International Telecommunication Union</i>
<b>LCD</b>	<i>Liquid Crystal Display (monitor)</i>
<b>LDPC</b>	<i>Low Density Parity Check</i>
<b>LDTV</b>	<i>Limited (or Low) Definition Television</i>
<b>LP</b>	<i>Low Priority</i>
<b>M</b>	<i>Magenta (color), M-ary</i>
<b>MBAFF</b>	<i>Macro Block Adaptive Frame Field</i>
<b>MCM</b>	<i>Multi-Carrier Modulation</i>
<b>MER</b>	<i>Modulation Error Ratio</i>
<b>MFN</b>	<i>Multi-Frequency Network</i>
<b>MIMO</b>	<i>multiple-input multiple-output</i>
<b>MMEFS</b>	<i>Minimum median equivalent field strength</i>
<b>MPEG</b>	<i>Moving (or Motion) Picture Experts Group</i>
<b>MPX, MUX</b>	<i>Multiplex(er)</i>
<b>NAL</b>	<i>Network Abstraction Layer</i>
<b>NICAM</b>	<i>Near-Instantaneous Companded Audio Multiplex</i>
<b>NTSC</b>	<i>National Television Systems Committee (also, USA Colour TV-System)</i>
<b>OCT</b>	<i>Octal (base)</i>
<b>OFDM</b>	<i>Orthogonal Frequency Division Multiplex</i>
<b>OFR</b>	<i>On Frequency Repeater (= Gap-filler)</i>
<b>P</b>	<i>Predicted (frame)</i>
<b>PAL</b>	<i>Phase Alternation Line (European Colour TV-System)</i>
<b>pel</b>	<i>Pixel per line</i>

<b>PES</b>	<i>Packetized Elementary Stream</i>
<b>PicAFF</b>	<i>Picture Adaptive Frame Field</i>
<b>pix</b>	<i>Pixel</i>
<b>PRBS</b>	<i>Pseudo-Random Bit (or Binary) Sequence</i>
<b>Q</b>	<i>(in) Quadrature</i>
<b>QE</b>	<i>Quadrature Error</i>
<b>Re</b>	<i>Real</i>
<b>RLC</b>	<i>Run Length Coding</i>
<b>SCM</b>	<i>Single Carrier Modulation</i>
<b>SDTV</b>	<i>Standard Definition Television</i>
<b>SECAM</b>	<i>Sequentielle Couleur Avec Memoire (French Colour-TV System) Systeme Electronique Couleur Avec Memoire</i>
<b>SER</b>	<i>Symbol Error Ratio (Rate)</i>
<b>SFN</b>	<i>Single Frequency Network (Isfrequency Network)</i>
<b>sin</b>	<i>Sine</i>
<b>SNR</b>	<i>Signal-to-Noise ratio</i>
<b>STBC</b>	<i>Space-Time Block Code</i>
<b>STED</b>	<i>System Target Error Deviation</i>
<b>STEM</b>	<i>System Target Error Mean</i>
<b>QAM</b>	<i>Quadrature Amplitude Modulation</i>
<b>QEF</b>	<i>Quasi Error-Free</i>
<b>QPSK</b>	<i>Quadrature (or Quaternary) Phase Shift Keying (4-PSK = 4-QAM)</i>
<b>R</b>	<i>Red (color)</i>
<b>RF</b>	<i>Radio Frequency</i>
<b>RMS</b>	<i>Root Mean Square (value)</i>
<b>R-S</b>	<i>Reed-Solomon (coding)</i>
<b>STBC</b>	<i>Space-Time Block Code</i>
<b>STED</b>	<i>System Target Error Deviation</i>
<b>STEM</b>	<i>System Target Error Mean</i>
<b>T-DAB</b>	<i>Digital Audio Broadcasting - Terrestrial</i>
<b>T-DMB</b>	<i>Digital Media Broadcasting - Terrestrial</i>
<b>TDS-OFDM</b>	<i>Time-domain Synchronous Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i>
<b>TEV</b>	<i>Target Error Vectors</i>
<b>TFT</b>	<i>Thin Film Transistor (monitor)</i>
<b>TMCC</b>	<i>Transmission and Multiplexing Configuration Control)</i>
<b>TS</b>	<i>Transport Stream</i>
<b>TSP</b>	<i>Transport Stream Packet</i>
<b>TV</b>	<i>Television</i>
<b>TPS</b>	<i>Transmission Signalling Parameters</i>
<b>U</b>	<i>Chrominance (difference) blue <math>U = 0,493 \cdot (b - Y)</math></i>
<b>UHF</b>	<i>Ultra-High Frequency (300 MHz to 3 000 MHz)</i>
<b>V</b>	<i>Chrominance (difference) red <math>V = 0,877 \cdot (r - Y)</math></i>
<b>VALIDATE</b>	<i>Verification And Launch of Integrated Digital Advanced Television in Europe (ACTS project AC106)</i>
<b>VCEG</b>	<i>Video Coding Expert Group</i>
<b>VCL</b>	<i>Video Coding Layer</i>

<b>VHF</b>	<i>Very High Frequency (30 MHz to 300 MHz)</i>
<b>VLC</b>	<i>Variable Length Coding</i>
<b>W</b>	<i>White (color)</i>
<b>Walsh transform</b>	<i>Hadamard matrix</i>
<b>Y</b>	<i>Luminance signal</i> $Y = 0,299 \cdot r + 0,587 \cdot g + 0,114 \cdot b$ <i>o</i> $Y = 0,299 \cdot (r - g) + g + 0,114 \cdot (b - g)$
<b>Y</b>	<i>Yellow (color)</i>
4	13,5MHz sampling
2	6,75MHz sampling
1	3,375MHz sampling
0	0/6,75MHz alternate sampling
<b>8-VSB</b>	<i>Eight (or 8)- level Vestigial Side Band</i>
$\alpha$	<i>Modulation parameter</i>
$\alpha$	<i>Roll-off factor</i>
e	2,718..
ld(x)	$\log_2(x) = 3,322 \cdot \log(x)$
ln(x)	$\log_e(x) = 2,3025 \cdot \log(x)$
log(x)	$\log_{10}(x)$
$\pi$	3,1415926.....
$\oplus$	<i>Addition modulo two (Exclusive OR)</i>
$\sqrt{\quad}$	<i>Square root</i>
$\Sigma$	<i>Summ(ation)</i>
$ \dots $	<i>Absolute</i>
$\ \dots\ $	<i>Matrix</i>

## **PRILOG E**

### **PREGLED MEĐUNARODNIH PREPORUKA KOJE REGULIŠU DTTB**

#### **A. Preporuke koje se odnose na ATSC sistem**

- [A/52] Digital Audio Compression Standard (AC-3)
- [A/53] ATSC Digital Television Standard
- [A/54] Guide to the Use of the ATSC Digital Television Standard
- [A/57] Program/Episode/Version Identification
- [A/58] Harmonization With DVB SI in the Use of the ATSC Digital Television Standard
- [A/64] Transmission Measurement and Compliance for Digital Television
- [A/65] Program and System Information Protocol for Terrestrial Broadcast and Cable
- [A/70] Conditional Access System for Terrestrial Broadcast
- [A/80] Modulation and Coding Requirements for Digital TV (DTV) Applications Over Satellite
- [A/90] ATSC Data Broadcast Standard

#### **B. Preporuke koje se odnose na evropski DVB-T/H sistem**

- [EBU – TECH 3317]  
**Planning parameters for hand held reception**  
Concerning the use of DVB-H and T-DMB in Bands III, IV, V and the 1.5 GHz band  
Source B/BCP, Status: version 2.0.
- [ETS 300 744]  
**DIGITAL BROADCASTING SYSTEMS FOR TELEVISION, SOUND AND DATA SERVICES**  
- FRAMING STRUCTURE, CHANNEL CODING AND MODULATION FOR TERRESTRIAL TELEVISION -
- [ETSI EN 302 304 V1.1.1 (2004-11)]  
**European Standard (Telecommunications series)**  
Digital Video Broadcasting (DVB) - Transmission System for Handheld Terminals (DVB-H)
- [ETSI TR 102 377 V1.2.1 (2005-11) - *Technical Report*]  
Digital Video Broadcasting (DVB);  
DVB-H Implementation Guidelines
- [ETSI TR 102 401 V1.1.1 (2005-05) - *Technical Report*]  
Digital Video Broadcasting (DVB);  
Transmission to Handheld Terminals (DVB-H);  
Validation Task Force Report
- [ITU-R BT.470]  
Conventional analogue television systems
- [ITU-R BT.471]  
Nomenclature and description of colour bar signals
- [ITU-R BT.601]  
Studio encoding parameters of digital television for standard 4:3 and wide screen 16:9 aspect ratios

**[ITU-R BT.656]**

Interfaces for digital component video signals in 525-line and 625-line television systems operating at the 4:2:2 level of Recommendation ITU-R BT.601

**[ITU-R BT.798]**

Digital television terrestrial broadcasting in the VHF/UHF bands

**[ITU-R BT.799]**

Interfaces for digital component video signals in 525-line and 625-line television systems operating at the 4:4:4 level of Recommendation ITU-R BT.601

**[ITU-R BT.800]**

User requirements for the transmission through contribution and primary distribution networks of digital television signals defined according to the 4:2:2 standard of Recommendation ITU-R BT.601 (Part A)

**[ITU-R BT.801]**

Test signals for digitally encoded colour television signals conforming with Recommendations ITU-R BT.601 and ITU-R BT.656

**[ITU-R BT.802]**

Test pictures and sequences for subjective assessments of digital codecs conveying signals produced according to Recommendation ITU-R BT.601

**[ITU-R BT.812]**

Subjective assessment of the quality of alphanumeric and graphic pictures in Teletext and similar services

**[ITU-R BT.1122]**

User requirements for emission and secondary distribution systems for SDTV, HDTV and hierarchical coding schemes

**[ITU-R BT.1123]**

Planning methods for 625-line terrestrial television in VHF/UHF bands

**[ITU-R BT.1125]**

Basic objectives for the planning and implementation of digital terrestrial television broadcasting systems

**[ITU-R BT.1129]**

Subjective assessment of standard definition digital television (SDTV) systems

**[ITU-R BT.1206]**

Spectrum shaping limits for digital terrestrial television broadcasting

**[ITU-R BT.1207]**

Data access methods for digital terrestrial television broadcasting

**[ITU-R BT.1208]**

Video coding for digital terrestrial television broadcasting

**[ITU-R BT.1209]**

Service multiplex methods for digital terrestrial television broadcasting

**[ITU-R BT.1299]**

The basic elements of a worldwide common family of systems for digital terrestrial television broadcasting

**[ITU-R BT.1300]**

Service multiplex, transport, and identification methods for digital terrestrial television broadcasting

**[ITU-R BT.1301]**

Data services in digital terrestrial television broadcasting

**[ITU-R BT.1302]**

Interfaces for digital component video signals in 525-line and 625-line television systems operating at the 4:2:2 level of Recommendation ITU-R BT.601 (Part B)  
Note - Withdrawn on 19/09/2007 (CACE/433)

**[ITU-R BT.1303]**

Interfaces for digital component video signals in 525-line and 625-line television systems operating at the 4:4:4 level of Recommendation ITU-R BT.601 (Part B)  
Note - Withdrawn on 19/09/2007 (CACE/433)

**[ITU-R BT.1358]**

Studio parameters of 625 and 525 line progressive television systems

**[ITU-R BT.1361]**

Worldwide unified colorimetry and related characteristics of future television and imaging systems

**[ITU-R BT.1362]**

Interfaces for digital component video signals in 525- and 625-line progressive scan television systems

**[ITU-R BT.1364]**

Format  
of ancillary data signals carried in digital component studio interfaces

**[ITU-R BT.1368]**

Planning criteria for digital terrestrial television services in the VHF/UHF bands

**[ITU-R BT.1379]**

Safe areas of wide-screen 16:9 and standard 4:3 aspect ratio productions to achieve a common format during a transition period to wide screen 16:9 broadcasting

**[ITU-R BT.1380]**

Standards for bit rate reduction coding systems for SDTV

**[ITU-R BT.1437]**

User requirements for digital coding for multi-programme television transmission

**[ITU-R P.1546-1, ITU-R P.1546-2, ITU-R P.1546-3]**

Method for point-to-area predictions for terrestrial services in the frequency range 30 MHz to 3 000 MHz

**[ITU-R BT.1700]**

Characteristics of composite video signals for conventional analogue television systems

**[ITU-R BT.1735]**

Methods for objective quality coverage assessment of digital terrestrial television broadcasting signals of System B specified in Recommendation ITU-R BT.1306

**[ETSI EN 300 421]**

Framing Structure, Channel Coding and Modulation for 11/12 GHz Satellite Services

**[ETSI EN 300 429]**

Framing Structure, Channel Coding and Modulation for Cable Systems

**[ETSI EN 300 468]**

Specification for Service Information (SI) in DVB Systems

**[ETSI EN 300 472]**

Specification for Conveying ITU-R System B Teletext in DVB Bitstreams

**[ETSI EN 300 744]**

Framing Structure, Channel Coding and Modulation for Digital Terrestrial Television

**[ETSI EN 301 192]**

Specification for Data Broadcasting

**[ETSI EN 301 775]**

Standard for Conveying VBI Data in DVB Bitstreams

**[ETSI ETS 300 743]**

Subtitling Systems

**[ETSI, TR 101200 V1.1.1 (1997-99)]**

Digital Video Broadcasting (DVB) - A guideline for the use of DVB specifications and standards

**[ETSI TR 101 290]**

Digital Video Broadcasting (DVB); Measurement guidelines for DVB systems

**C. Preporuke i reference koje se odnose na evropski DVB-T2 sistem****[TM 3980 Rev. 5]****Frame structure channel coding and modulation for a second generation digital terrestrial television broadcasting system (DVB-T2)**

DVB Document A122, June 2008

**D. Preporuke koje se odnose na ISDB-T sistem****[STD-B32]**

Video coding MPEG-2 Video (ISO/IEC 13818-2)

**[STD-B32]**

Audio coding MPEG-2 AAC (ISO/IEC 13818-7)

**[STD-B24]**

Data broadcasting BML (XHTML), ECMA Script

**[STD-B10, STD-B32]**

Multiplex MPEG-2 Systems (ISO/IEC 13818-1)

**[STD-B25]**

Conditional access

**[STD-B31]**

ISDB-T transmission

**[STD-B21]**

ISDB-T receiver



## REFERENCE

### A. KNJIGE

**[1] AN INTRODUCTION TO ORTHOGONAL FREQUENCY DIVISION  
MULTIPLEXING**

*Ove Edfors, Magnus Sandell, Jan Jaap, Van de Beek, Daniel Landström and Frank Sjöberg*  
SEPTEMBER 1996

**[2] CODED MODULATION SYSTEMS**

*John B. Anderson*

University of Lund, Lund, Sweden

*Arne Svensson*, Chalmers University of Technology, Göteborg, Sweden

**[3] COLOUR TELEVISION - A THEORY OF COLOUR REPRODUCTION**

*S. V. Novakovsky*

**[4] COMMUNICATIONS SATELLITE HANDBOOK**

Walter L. Morgan and Gary D. Gordon

Copyright ©1989 by John Willey and Sons, Inc.

**[5] DIGITAL BROADCASTING SYSTEMS FOR TELEVISION, SOUND AND DATA  
SERVICES - FRAMING STRUCTURE, CHANNEL CODING AND MODULATION  
FOR TERRESTRIAL TELEVISION.**

**Rec. ETS 300 744, subclause 4.3.4.2**

**[6] DIGITALNA OBRADA SLIKE**

*Zoran S Bojković*

Beograd, Naučna Knjiga

**[7] DIGITAL SIGNAL PROCESSING**

**A Practical Guide for Engineers and Scientists**

*by Steven K Smith*

Newnes, An imprint of Elsevier Science, Copyright Q 2003, Steven W. Smith.

**[8] DIGITAL SIGNAL PROCESSING**

Principles, Algorithms and Applications – Third edition

*John G Proakis, Dimitris G Manolakis*

**[9] DIGITAL SIGNAL PROCESSING DEMYSTIFIED**

*James D. Broesch*

a volume in the Demystifying Technology series

HighText publications

Eagle Rock, Virginia

**[10] DIGITAL SPEECH TRANSMISSION****Enhancement, Coding and Error Concealment***Peter Vary*

Institute of Communication Systems and Data Processing, RWTH Aachen University,  
Germany

*Rainer Martin*

Institute of Communication Acoustics, Ruhr-Universität Bochum, Germany

**[11] DIGITAL TELEVISION****Satellite, Cable, Terrestrial, IPTV, Mobile TV in the DVB Framework***Hervé Benoit*

Third Edition, Feb. 2008., AMSTERDAM

**[12] DIGITAL TELEVISION****A Practical Guide for Engineers***Walter Fischer*, Springer-Verlag, Berlin, Heidelberg, 2004**[13] DIGITAL TELEVISION – TECHNOLOGY AND STANDARDS***John Arnold, Michael Frater, Mark Pickering*

The University of New South Wales, ADFA Canberra, ACT, Australia

**[14] DIGITAL VIDEO BROADCASTING (DVB)**

The International Standard for digital Television

*Ulrich Reimers***[15] DISKRETNE TRANSFORMACIJE U PRIMENI***Milić R. Stojić, Momir S. Stanković, Radomir S. Stanković*

Beograd, NAUKA, 1993

**[16] DTTB HANDBOOK****DIGITAL TELEVISION TERRESTRIAL BROADCASTING IN THE VHF/UHF BANDS**

Radiocommunication Bureau, Edition 2002

**[17] DTV: THE REVOLUTION IN ELECTRONIC IMAGING***Jerry C. Whitaker*

McGraw-Hill

**[18] FEATURE EXTRACTION AND IMAGE PROCESSING***Mark S. Nixon**Alberto S. Aguado*

An imprint of Butterworth-Heinemann, Linacre House, Jordan Hill, Oxford OX2 8DP  
225 Wildwood Avenue, Woburn, MA 01801-2041

A division of Reed Educational and Professional Publishing Ltd

**[19] FUNDAMENTALS OF DIGITAL COMMUNICATION***Upamanyu Madhow*

University of California, Santa Barbara, USA, Cambridge University Press 2008

**[20] FUNDAMENTALS OF DIGITAL TELEVISION TRANSMISSION**

*Gerald W. Collins, PE*

Copyright 2001, John Wiley & Sons, Inc., ISBNs: 0-471-39199-9 (Hardback) 0-471-21376-4

**[21] HANDBOOK OF DIGITAL SIGNAL PROCESSING**

**Engineering Applications**

*Douglas F. Elliott*

Rockwell International Corporation, Anaheim, California, ACADEMIC PRESS, INC.

**Harcourt Brace Jovanovich, Publishers**

**[22] HANDBOOK ON DIGITAL TERRESTRIAL TELEVISION BROADCASTING  
IN THE VHF/UHF BANDS**

ITU Publication

**[23] HANDBOOK OF IMAGE AND VIDEO PROCESSING**

*Al Bovik*

DEPARTMENT OF ELECTRICAL AND COMPUTER ENGINEERING

THE UNIVERSITY OF TEXAS AT AUSTIN, AUSTIN, TEXAS **ACADEMIC PRESS**

**[24] HANDBOOK OF MOBILE BROADCASTING - DVB-H, DMB, ISDB-T AND  
MEDIAFLO**

*Editors-in-Chief*

*Borko Furht*

*Syed Ahson*

**[25] INTRODUCTION TO ERROR-CORRECTING CODES**

*Michael Purser*

Artech House, Boston, London

**[26] MIXED-SIGNAL AND DSP DESIGN TECHNIQUES**

*Walt Kester*

A Volume in the Analog Devices Series, Copyright © 2003 by Analog Devices, Inc.

**[27] MOBILE COMMUNICATIONS**

Echo Cancellation *Giovanni Cherubini*

Forward Error Correction Coding *V.K. Bhargava and I.J. Fair*

**[28] MULTI-CARRIER AND SPREAD SPECTRUM**

*K. Fazel*

Marconi Communications GmbH, Germany

*S. Kaiser*

German Aerospace Center (DLR), Germany

**[29] NEWNES GUIDE TO DIGITAL TV**

*Richard Brice*

Linacre House, Jordan Hill, Oxford OX2 8DP, 200 Wheeler Road, Burlington, MA 01803

Second edition 2003

**[30] OFDM-BASED BROADBAND WIRELESS NETWORKS****Design and Optimization***Hui Liu, Guoqing Li*

A JOHN WILEY &amp; SONS, MC., PUBLICATION

**[31] OFDM FOR WIRELESS COMMUNICATIONS SYSTEMS***Ramjee Prasad*

Artech House, Inc.

**[32] ORTHOGONAL FREQUENCY DIVISION MULTIPLEXING FOR WIRELESS COMMUNICATIONS***Ye (Geoffrey) Li, Gordon L. Stieber*

Georgia Institute of Technology, School of Electrical &amp; Computer Engineering

**[33] ORTHOGONAL FREQUENCY DIVISION MULTIPLEXING FOR WIRELESS NETWORKS,****Standard IEEE 802.11a***ANÍBAL LUIS INTINI, Graduate Student*

Electrical and Computer Engineering Department, University of California , Santa Barbara,

**[34] PRINCIPLES OF SPREAD-SPECTRUM COMMUNICATION SYSTEMS***Don Torrieri*

Springer, Boston, United States of America

**[35] REFERENCE DATA FOR ENGINEERS:****Radio, Electronics, Computer, and Communications***Wendy M. Middleton, Editor-in-Chief*

Ninth Edition, Newnes, Boston Oxford Johannesburg Melbourne New Delhi

**[36] TELEVIZIJA - druga knjiga***dr Milan Topalović, RTS, Beograd, 1993***[37] THEORY AND APPLICATIONS OF OFDM AND CDMA WIDEBAND WIRELESS COMMUNICATIONS***Henrik Schulze, Christian Lüders*

Fachhochschule S'udwestfalen, Meschede, Germany

**[38] UNDERSTANDING DIGITAL TERRESTRIAL BROADCASTING***Seamus O.Leary*

Artech House, Boston . London

**[39] UVOD U DIGITALNU OBRADU SIGNALA***Dr. Ljiljana Milić, Dr Zoran Dobrosavljević*

Akademska Misao, ELEKTROTEHNIČKI FAKULTET BEOGRAD

**[40] VIDEO DEMYSTIFIED****A Handbook for the Digital Engineer***Keith Jack*

Third Edition, Copyright © 2001 by LLH Technology Publishing, Eagle Rock, VA 24085

**[41] WIRELESS COMMUNICATIONS: THE FUTURE**

*Professor William Webb*

Copyright © 2007 John Wiley & Sons Ltd,

The Atrium, Southern Gate, Chichester, West Sussex PO19 8SQ, England

**B. BROŠURE, PUBLIKACIJE, NAUČNI I STRUČNI RADOVI I DR.**

**[42] ABBREVIATIONS**

EBU Technical Review, October 2001

**[43] Alamouti-based space-frequency coding for OFDM**

*Andreas A. Hutter a, Selim Mekrazi b, Beza N. Getu c, Fanny Platbrood a*

*a* CSEM, Jaquet-Droz 1, 2000 Neuchatel, Switzerland

*b* Institut EURECOM, BP 193, 06904 Sophia-Antipolis, France

*c* Aalborg University, Niels Jernes Vej 12, 9220 Aalborg, Denmark

**[44] Alamouti space-time decoder**

*(nema podataka o autoru)*

**[45] AN FPGA IMPLEMENTATION OF ALAMOUTI'S TRANSMIT DIVERSITY TECHNIQUE**

*Chris Dick*

Xilinx, Inc., 2100 Logic Dr., San Jose, CA 95124

*Patrick Murphy, J. Patrick Frantz*

Rice University - ECE Dept., 6100 Main St. - MS366, Houston, TX 77005

**[46] ATSC DIGITAL TELEVISION STANDARD**

(A/53, Part1 1- 6:2007)

**[47] BRAZIL ADOPTS TERRESTRIAL DIGITAL TV BROADCASTING SYSTEM BASED UPON JAPANESE SYSTEM**

New Breeze, Autumn 2006.

**[48] CHANNEL CODING, FRAME STRUCTURE AND MODULATION SCHEME FOR TERRESTRIAL INTEGRATED SERVICES DIGITAL BROADCASTING (ISDB-T)**

ITU Doc. 11A/Jxx-E, 30.March 1999.

**[49] CHANNEL ESTIMATION OF MOBILE OFDM SYSTEMS**

*A.A. Hutter, R. Hasholzner, J.S. Hammerschmidt*

**[50] CHINA APPROVES DTV STANDARD**

TV TechCheck © 2006, NAB.

October 30, 2006

**[51] CHINA COMES UP WITH OWN DTV STANDARD**

*Steve Wilson*

**[52] CHINA ROLLS ITS OWN DIGITAL TELEVISION STANDARD***Cyrus Farivar***[53] COFDM AND THE CHOICE OF PARAMETERS FOR DVB-T***Lis Grete Mueller* (Tele Danmark), Montreux, Switzerland**[54] COMPARING 8-VSB AND COFDM FOR DTV TERRESTRIAL BROADCASTING - Part 1***Doug Lung*, Vice-president and director of Eng. for Telemundo Group, pp. 1-5**[55] DIGITAL TELEVISION TRANSMISSION STANDARDS**Implementation Guidelines for DVB-T: Transmission Aspects, ETSI, April 1997.  
A FCC 6th Report and Order DTV Allocations, Appendix D, April 22, 1997, p. D-II.**[56] DIGITAL TERRESTRIAL TELEVISION IN EUROPE**

The DVB-T specification,

*Ulrich Reimers*, Technische Universit

at Braunschweig, Braunschweig, Germany, NAB, pp: 392

**[57] DMB-T/H**

From Wikipedia, the free encyclopedia

**[58] DTTB SYSTEM DOPPLER AND FLUTTER CHARACTER***Wayne Dickson*, Communications LAB, Australia**[59] DTTB TRANSMISSION POWER BASICS***Wayne Dickson*, Communications LAB, Australia**[60] DTTB TRANSMITTER RATINGS - LINEAR CONSIDERATIONS***Wayne Dickson*, Communications LAB, Australia**[61] DVB-H TO DELIVER DIGITAL TV TO HAND-HELD TERMINALS***Gerard FARIA*

TeamCast, France

**[62] DVB-H: DIGITAL BROADCAST SERVICES TO HANDHELD DEVICES***Gerard FARIA, Jukka A. HENRIKSSON, Erik STARE, and Pekka TALMOLA***[63] DVB-H TIME SLICING AND POWER CONSUMPTION***Torsten Jaekel*, DiBroC, January 2005**[64] DVB-T AND ATSC DTV MODULATION SYSTEMS COMPARISON**

DTV Update Service, Issue 10, June 13, 2000, pp. 43-52

**[65] DVB-T DIGITAL TERRESTRIAL BROADCASTING  
(Explanatory and Technical Handbook)***ABE – Elettronica***[66] DVB-T HIERARCHICAL MODULATION**

Broadcastpapers, TV TRANSMISSION, pp. 1-2

**[67] DVB-T HIERARCHICAL MODULATION : AN OPPORTUNITY FOR NEW SERVICES?**

*Gerard FARIA* - Director of Research (ITIS, France), p.p. 1-7

**[68] DVB-T: THE COFDM-BASED SYSTEM FOR TERRESTRIAL TELEVISION**

*U Reimers*, Technische Universitat Braunschweig, Germany  
pp: 120-126, IBC, Amsterdam, '96.

**[69] EUROPEAN ACTIVITES ON DIGITAL BROADCASTING**

EBU Technical Review, Summer 1993.

**[70] FIELD TRIAL OF DIGITAL VIDEO TRANSMISSION OVER MEDIUM VOLTAGE POWERLINE WITH TIME-DOMAIN SYNCHRONOUS OFDM TECHNOLOGY**

*Jian Song, Changyong Pan, Qing Wu, and Zhixing Yang*, Dept. of Electronic Engineering, Tsinghua National Lab of Information Science and Technolgy, Tsinghua University, Beijing, China

*Haitao Liu, Bingzhen Zhao, and Xiao Li*, Beijing ECOM Communications Technology Co., Ltd.,

Fu Wai Avenue, Xi Cheng District, Beijing, China

**[71] FUNDAMENTALS OF 8-VSB**

Tektronix, (application)

**[72] GET CHINA READY FOR SINGLE FREQUENCY NETWORK!**

(Using the Chinese DMB-T terrestrial DTV standard)

TeamCast, Rennes. May, 2<sup>nd</sup> - 2007

**[73] IEEE PROCEEDINGS CE 35, NO 3, pp 493**

*Le Floch*

**[74] MOBILE RECEPTION OF 2K AND 8K DVB-T SIGNALS,**

*Erik Stare*, Teracom AB, Sweden

**[75] ORTHOGONAL FREQUENCY DIVISION MULTIPLEXING**

*Rethnakaran.P and Herbert Dawid*

1 November 2003

**[76] ORTHOGONAL FREQUENCY DIVISION MULTIPLEXING (OFDM) TUTORIAL**

*Charan Langton*

Copyright 2004 Langton

**[77] PERFORMANCE OF DIVERSITY SCHEMES FOR OFDM SYSTEMS WITH FREQUENCY OFFSET, PHASE NOISE AND CHANNEL ESTIMATION ERRORS**

*Ravi Narasimhan*

IEEE TRANSACTIONS ON COMMUNICATIONS, VOL. 50, NO. 10, OCTOBER 2002  
1561

**[78] PERFORMANSE COMPARASION OF ATSC 8-VSB AND DVB-T COFDM TRANSMISSION SYSTEMS FOR DIGITAL TELEVISION TERRESTRIAL BROADCASTING**

Dr. *Yiyan Wu*, Communications Research Centre, Ottawa, Canada, pp. 2-9

**[79] PLANNING PARAMETERS FOR HAND-HELD RECEPTION DVB-H & T-DMB**

*TERRY O'LEARY*, EBU TECHNICAL DEPARTMENT

EBU ROADSHOW December, 2007

**[80] POTENTIAL BENEFITS OF HIERARCHICAL MODES OF THE DVB-T SPECIFICATION**

*Chris Nokes, Justin Mitchell*, BBC R&D, UK

**[81] PRAVCI RAZVOJA SISTEMA ZA PRENOS I STUDIJSKE TEHNIKE**

*Dr. Milan TOPALOVIC, dipl. ing.*

separat iz mater.: **STRATEGIJA RAZVOJA RADIO-TELEVIZIJSKE DIFUZIJE CRNE GORE**

**[82] REPORT ON NEW CHINESE DMB-T DTV STANDARD**

*Report from Bob Miller of Viacel*

**[83] ROHDE&SCHWARZ – BROADCAST DIVISION**

**Digital TV Rigs and Recipes – Part IV DVB-T**

*S. Grunwald*

**[84] SINGLE FREQUENCY NETWORKS - A MAGIC FEATURE OF THE COFDM**

*Gerard FARIA*, Technical Director, ITIS - France, pp. 2-13

**[85] SINGLE FREQUENCY NETWORKS FOR DIGITAL VIDEO BROADCASTING**

*Jesus M. Fernandez, J. Capdevila, R. Garcia, S. Cabanillas, S. Mata and Jose M. Fernandez*  
Engineering R&D - RETEVISION S.A., Spain

**[86] TECHNICAL FEATURE OF ISDB-T**

*Yasuo TAKAHASHI*, Toshiba, Japan

ISDB-T seminar, Caracas, August 2006

**[87] TERRESTRIAL DIGITAL TELEVISION BROADCASTING**

*Makoto SASAKI*, Executive Research Engineer

Technologies and Services of Digital Broadcasting (in Japanese, ISBN4-339-01162-2)

Broadcast Technology no.20, Autumn 2004 © NHK STRL

**[88] TERRESTRIAL INTEGRATED SERVICES DIGITAL BROADCASTING**

SPECIFICATION OF CHANNEL CODING, FRAMING STRUCTURE AND  
MODULATION

ITU, 28.09.1998.

**[89] TERRESTRIAL TRANSMISSION OF DVTB SIGNALS - THE EUROPEAN SPECIFICATION**

*R. Schafer*, Heinrich-Hertz-Institut fur Nachrichtentechnik

Berlin GmbH, Germany, pp: 84, IBC, Amsterdam, '95.

**[90] THE DVB STANDARD**

*Jerry C Whitaker*, Editor-in-Chief, Chapter 13.5, p.p. 13-111 to 13-142



**[91] THE ISDB-T SYSTEM**

*Masafumi Saito*, NHK Science & Technical Research Laboratories  
(Japan Broadcasting Corporation)

**[92] TRANSMISSION PERFORMANCE OF ISDB-T**

ITU Doc. 11A/Jyy-E, 14.May 1999.

**[93] TSINGHUA UNIVERSITY'S DMB-T MAY BECOME CHINA'S DTV LAND  
TRANSMISSION STANDARD**

DMB-T, SARFT,  
*Shenzhen Lihe*, Tsinghua University, digital TV

**[94] 2K OR NOT 2K?**

NL group Ltd 2001, Tutorial on modulation for DTT, by *Ken McCann*

Confidential

## INDEKS POJMOVA I IMENA

Adaptacija	54	Fazni ofset	83
ADBT-T	152	FB procesiranje podataka	153
<i>Alamouti</i> -jev koder	135	Feding	109
Allotment zona	11, 190	Filipović Slobodan	11
Alternativna putanja	38	FM radio difuzni sistemi	13
Amplitudski razbalans	126	Formiranje video signala	17
Analiza slike	34, 46, 196	<i>Forney</i>	59
Arhitektura pilota	84	Frekvencijski selektivni feding	109
ATSC	9, 143, 169	Frekvencijsko proširenje koda	153
Avala	10	<i>Fourier</i>	40, 196
B-slike	35, 43	Frekvencijski razmak OFDM	83
Bitski protokol	24-28	Frekvencijski opsezi	12
Bitska greška (BER)	123	FRExt	51
Bitsko proširenje koda	63	Gaćinović Zoran	10
Blok slike	34	<i>Gauss</i>	103
Bruto bitski protokol	118	Geometrijski aspekti (DVB-S)	170
Bruto spektralna iskoristivost	118	Greške na prijemu	122
Brza <i>Fourier</i> -ova transformacija	204	Grupa slika	32, 42
Brzi feding	110	Generator polinom	60
CABAC	51	H14L	48
CAVLC	51	H.264	50
CDMB	104, 192	<i>Hadamard</i>	202
CEPT mod	101	<i>Hamming</i>	58
Cik-cak putanja	37	HDTV	46-50
Ciljna greška	125	Hijerarhijski mod	70, 89
COFDM	13, 76	HL	48
<i>Crest</i> faktor	111	Hrominansa	20
DCT	34, 37, 192	HP	89
DCT frekvencija odabiranja	94	HSP	48
Delta interval	95	<i>Huffmann</i>	32
Delta odnos	80,97	IFFT frekvencija odabiranja	94
Demultipleksiranje	63	I-Q konstelacija	68, 151
Devijacije ciljne greške (STED)	126	I slike	35, 42
Digitalizacija	19-22	Informacioni sadržaj	31
Diskretna eksponencijalna funkcija	196	<i>Inter</i> kodiranje	33
Diskretna transformacija	196	Intra kodiranje	45
Disperzovani piloti	85	Inverzna transformacija	41
Distribucioni faktor	113	Iriški Venac	10
DMB-T	152	Isečak	35
Dobitak SFN mreže	113	ISDB-T	8, 155, 169
<i>Doppler</i>	104	ITU mod	101
Dubinsko simboličko proširenje koda	136	ITU Region 1	189
DVB-C	182	Jakšić Dejan	10
DVB-H	12, 136	Jednodimenzionalna diskretna eksponencijalna funkcija (DET)	196
DVB-S	170	Jednodimenzionalna diskretna <i>Fourier</i> -ova transformacija	198
DVB-S predajnik	176	JVT	50
DVB-T	9, 16	Kanalno kodovanje	55, 163
DVB-T2	130	Kodiranje	17, 31, 179
Dvodimenzionalna <i>Fourier</i> -ova diskretna kosinusna transformacija	199	Komponentni signal	19
Dvodimenzionalna <i>Fourier</i> -ova diskretna transformacija	198	Kompozitni signal	22
Dvodimenzionalna neparna kosinusna transformacija	201	Konstelacija	68, 184
Dvodimenzionalna parna kosinusna transformacija	200	Kontinualni piloti	85
Đaković Jasminka	10	Konvolucioni kod	55, 60
Ekstraktivnost	46	Korelacija	33
<i>Elti</i>	10	Korelaciono vreme	106
Energetsko disperzovanje	56	Kvadraturna greška	127
Entropija	31	Kvantizacija	18
Evropska unija za radio-difuziju	194	Lacković Ivana	10
Faktor premašenja	111	Lazić Predrag	10
		LDPC	135
		Lejer	49
		LL	48

Lokalizacioni korekcionni faktor	114	Sistem A	9
LP	89	Sistem B	9
Makroblok	36	Sistem C	9
Mapiranje	68, 153	Sistem D	9
Marković Dragan	4	Sistemi DVB u svetu	143
MBAFF	51	Skalabilnost	46
MCM	15, 76	Slabljenje signala u slobodnom prostoru	175
MFN	14, 88	Slajs	35
ML	48	Slika	35
Mobilni prijem	141	Snage vektora	91-93
Mod poluslike	44	SP	48
Mod slike	44	Spasić Saša	10
Modulaciona greška (MER)	123	<i>Spatial formats</i>	46
MP	48	Spoljašnje kodiranje	57
MPEG-2	45	Spoljašnje proširenje koda	59, 178
MPEG-4.10	50	Spori feding	110
Multipleksiranje	53	srednja vrednost ciljne greške STEM	126
<i>Nyquist</i>	103	Srednja vrednost standardne devijacije	126
Nehijerarhijski mod	69, 89	Stankom	11
Neto spektralna iskoristivost	119	Stanković Sladan	10
Neuniformni niz	89	<i>Stockholm-61</i>	11
Nivo kvantizacionog šuma	19	Struktura okvira	43
Nivoi MPEG	48	Struktura polja	44
Njegovanović Dušan	10	<i>Surround</i> reprodukcija	47
Normirana brzina protoka	99	T-DAB	10, 12
Odabiranje	23-29	<i>Temporal</i> -ni formati	46
Odnos C/N	100	Todorović Aleksandar - Luj	10
Odnos snaga	110	Tomašević Miodrag	10
OFDM modulacija	76	TPS piloti	86
OFDM okvir	165	<i>Trellis</i>	145, 146
Ortogonalnost	81	TV5	11
Ostojić Milan	10	Udaljenost satelista	173
P-slike	35, 42	Ugaona brzina	171
Pantelić Dragan	10	UHF	12
Paralaksa	175	Uniformni	89
Petrović Radiša	10	Unutrašnje kodiranje	60
PES niz	54	Unutrašnje proširenje koda	63
Permutaciona funkcija	64	Upotrebljivi deo simbola	95
Podrhtavanje faze	128	Upotrebljivi bitski protok	115, 118
Polinom generator koda	58	VCEG	50
Portabl prijem	141	VHF	12
Prag vidljivosti	18	<i>Viterbi</i>	55
PRBS	56, 177	VLC	31
Predkcija slika	42-44	Vračević Svetomir	11
Programski paket	53	Vremenski interval	95
Profili	48	<i>Walsh</i>	202
Punktuiranje	61	Y signal	18
QEF	54	Zaštitni vremenski interval	95
QPSK	63, 70, 79	Zauzeta širina opsega	96
Randomizacija	56	Zlatanov Slava	10
RARC-06	11	1440	48
Ravan feding	109	16-QAM	63, 70, 79
<i>Rayleigh</i>	100, 103	64-QAM	63, 70, 79
Razlika slika	33	3/2	47, 48
<i>Rice</i>	103	4:1:1	27, 36
<i>Rohde&amp;Schwarz</i>	10	4:2:0	25, 29, 36
<i>Roll-off</i> faktor	103	4:2:2	24-27
Rotacija	184	4:4:4	28, 36
Rotacioni vektor	197	5.1	49
R-S kodiranje	57		
SBTVD-T	9		
<i>Scalability</i>	46		
SDTV	8		
Sekvenca	35		
Separacija nosilaca	82		
Separacija predajnika	131		
SFN	13		
Simbolsko proširenje koda	63, 65		
<i>Simple</i>	48		

Confidential

**SVOM OCU**

**Autor**