# ANALIZA PERFORMANSI DVB-T2 PRENOSA U NLOS FADING OKRUŽENjU

*By* Dejan Jakšić

WORD COUNT 35318
TIME SUBMITTED 10-MAR-2020 10:48AM
PAPER ID 56323000

**UNIVERZITET SINGIDUNUM**
**DEPARTMAN ZA POSLEDIPLOMSKE STUDIJE**
**BEOGRAD**

# ANALIZA PERFORMANSI *DVB-T2* PRENOSA U *NLOS FADING* OKRUŽENjU

**DOKTORSKA DISERTACIJA**

**Mentor:**
**Prof. dr Petar Spalević**

**Student:**
**Dejan Jakšić dipl. inž.**

**Beograd, 2020.**

**SINGIDUNUM UNIVERSITY**
**DEPARTMENT FOR POSTGRADUATE STUDIES**
**BELGRADE**

# DVB-T2 PERFORMANCE ANALYSIS IN NLOS FADING ENVIRONMENT

**DOCTORAL DISSERTATION**

**Mentor:**
**Prof. dr Petar Spalević**

**Student:**
**Dejan Jakšić dipl. ing.**




**Belgrade, 2019.**

***ZAHVALNICA***

*Ova doktorska disertacija je nastala kao rezultat dugogodišnjih istraživanja pod rukovodstvom prof. dr Petra Spalevića, kome iskazujem veliku zahvalnost na prenesenom znanju, strpljenju i pomoći prilikom izrade ove disertacije.*

*Svakako, veliku zahvalnost iskazujem i prof. dr Stefanu Paniću na ogromnom trudu koji je uložio da bi se ova disertacija uspešno privela kraju.*

*I na kraju, neizmernu zahvalnost iskazujem svojim roditeljima i svojoj porodici na nesebičnoj pomoći i strpljenju dugi niz godina.*

*Dejan P. Jakšić*

# Sadržaj

Sažetak ..... 7
Uvod ..... 8
1. Osnove OFDM i sinhronizacija ..... 10
1.1 Projektovanje OFDM signala ..... 10
1.1.2 GI (Guard Interval) ..... 10
1.1.3 Pravljenje prozora (windowing) ..... 10
1.1.3.1 Spektar predajnika impulsnog oblika ..... 11
1.1.4 Sistemski TF (ADC, DAC, IF-Filteri, RF Front Ends) ..... 12
1.2. OFDM Model Sistema ..... 13
1.2.1 Model signala i definicije ..... 13
1.2.2 Ekvivalentni “lowpass” prenetog signala ..... 14
1.2.3 Vremensko-disperzivni kanal ..... 15
1.2.4 OFDM demodulacija ..... 15
1.2.5 Greške u sinhronizaciji ..... 17
1.2.5.1 Greške u sinhonizaciji vremena FFT ..... 18
1.2.5.2 Greška u sinhronizaciji nosilaca ..... 19
1.2.5.3 Zajednički ofset nosilaca i tajminga ..... 21
1.3 Performanse nekodovanog OFDM sistema ..... 22
1.3.1 Matematičko modelovanje ..... 22
1.3.2 Analitičko izvođenje (procena) BER ..... 23
1.3.3 Primena matematičkog modela ..... 25
1.3.3.1 Koherentna detekcija sa savršenom procenom kanala ..... 25
1.3.3.2 Diferencijalna detekcija ..... 25
1.3.4 Primena za različite šeme modulacije ..... 26
1.3.4.1 BPSK i QPSK ..... 26
1.3.4.2 8-PSK ..... 27
1.3.4.3 16-QAM ..... 28
1.3.4.4 16 Star-QAM ..... 29
1.3.5 Performanse ..... 29
2. MPEG-4 Video kompresija ..... 33
2.1 Uvod ..... 33
2.2 Pregled MPEG-4 ..... 35

2.2.1 MPEG-4 profili ....35
2.2.2 Osobine MPEG-4 ....36
2.2.2.1 Predprocesiranje i video kodovanje ....37
2.2.2.2 Transportni sloj (Transport Layer) ....37
2.2.2.3. Video dekoder i postprocesiranje ....38
2.3 MPEG-4 objektno bazirana orjentacija ....38
2.4 MPEG-4 interaktivnost bazirana na sadržaju ....40
2.4.1. VOP - bazirano kodovanje ....42
2.4.2 Kodovanje pokreta i teksture ....43
2.4.3 Kodovanje oblika ....46
2.4.3.1 Kodovanje VOP oblika ....46
2.4.3.2 Kodovanje oblika u sivim nijansama ....48
2.5 Skalabilnost video objekata ....48
2.6 Merenje kvaliteta videa ....50
2.6.1 Subjektivna procena video kvaliteta ....50
2.6.2 Objektivni kvalitet videa ....51
2.7 Uticaj parametara kodovanja ....52
3. Komparativna studija MPEG-4 i H.264 kodeka ....57
3.1 Projekat ITU-T H.264 ....58
3.2 H.264 tehnike video kodovanja ....58
3.2.1 H.264 koder ....59
3.2.2 H.264 dekoder ....60
3.3 H.264 specifični kodni algoritam ....60
3.3.1 Intra-frejm predviđanje ....60
3.3.2 Inter-frejm predviđanje ....62
3.3.2.1 Veličine blokova ....62
3.3.2.2 Preciznost procene pokreta ....63
3.3.2.3 Izbor više referentnih frejmova za kompenzaciju pokreta ....64
3.3.2.4 Filter za deblokaciju ....64
3.3.3 Celobrojna transformacija ....64
3.3.3.1 Razvoj 4x4-piksela celobrojne DCT ....65
3.3.3.2 Kvantizacija ....68
3.3.3.3 Kombinovani proces transformacije, kvantizacije, ....70
3.3.3.4 Primer celobrojne transformacije (Integer Transform) ....71
3.4.1 Entropijsko kodovanje ....74
3.4.1.1 Universal Variable Length Coding (UVLC) ....74
3.4.1.2 Context-based Adaptive Binary Arithmetic Coding (CABAC) ....74
3.5 Komparativna studija MPEG-4 i H.264 kodeka ....74

3.5.1 Intra-frejm kodovanje i predviđanje ....75
3.5.2 Inter-frejm predviđanje i kompenzacija pokreta ....75
3.5.3 Transformaciono kodovanje i kvantizacija ....76
3.5.4 Entropijsko kodovanje ....76
3.5.5 Filter za deblokaciju ....77
3.6 Rezultujuće perfromanse ....77
3.6.1 Performanse MPEG-4 ....77
3.6.2 Performanse H.264 ....79
3.6.3 Komparativna studija ....80
3.7 MPEG-4 Bitstrim i bitska osetljivost studija ....83
3.7.1 Stuktura kodovanja visuelnih podataka ....83
3.7.2 Video podaci ....84
3.7.3 Podaci statične teksture ....84
3.7.4 Podaci mreže ....85
3.7.5 Podaci za parametre animacije lica ....85
3.8 Vizuelna bitstrim sintaksa ....85
3.8.1 Startni (početni) kodovi ....85
3.9 Otpornost na greške video kodovanja u MPEG-4 ....86
3.10 Alati za otpornost na greške u MPEG-4 ....88
3.10.1 Resinhronizacija ....88
3.10.2 Podela podataka ....90
3.10.3 Reverzibilni kodovi promenljive dužine (RVLC) ....91
3.10.4 Header Extension Code (kod proširenog zaglavlja) ....92
3.11 MPEG-4 studija osetljivosti bita ....92
3.11.1 Simulacija statistike kodovanja ....93
3.11.2 Uticaji grešaka ....96
4. RF propagaciono modelovanje kod 5G sistema ....99
4.1 Matematičko modeliranje prostiranja radio talasa u mmWave opsezima ....103
4.1.1 Stohastični kanalni modeli za mmWave komunikacije ....104
4.1.2 Model sistema ....104
4.1.3 Numerički rezultati ....108
5. Performanse DVBT prenosa u NLOS okruženju ....109
6. Zaključak ....113
7. Reference ....116

## Sažetak

Sistemi digitalnog zemaljskog video emitovanja (Terrestrial Digital Video Broadcasting Systems, DVB-T2) u realnim uslovima prenosa često ne vrše prenos u okruženju gde je prisutna optička vidljivost (LOS, line-of-sight) i gde je visok nivo odnosa signal-šum konstantno prisutan na prijemu. Usled toga javlja se potreba za razvojem standarda DVB-T2 servisa prenosa u okruženju kada nije prisutna optička vidljivost i kad je nivo SNR na prijemu ispod predviđenog praga.

Prilikom razvoja DVB-T2 standarda posebna pažnja je posvećena realizaciji tehnike prenosa ortogonalnog multipleksa po frekvencijama (OFDM) naročito kod scenarija prijema video signala pomoću mobilnih telefona i drugih pametnih uređaja. Razvoj novih DVB-T2 servisa takođe zahteva realizaciju kvalitetnog prenosa video signala visoke definicije (HD, high definition) i integracije sa raznim servisima 5G sistema video prenosa. Bežična komunikacija između različitih uređaja u okruženju kada nije prisutna optička vidljivost (NLOS) se zasniva na prenosu višestrukih kopija emitovanog signala koje stižu do prijemnika posredstvom različitih putanja. Usled toga signal na prijemu je izložen uticaju fedinga i ko-kanalne interferencije.

# Uvod

Predmet istraživanja ove disertacije je analiza karakteristika bežičnog DVB-T2 prenosa signala u NLOS okruženju u prisustvu fedinga i ko-kanalne interferencije sa osvrtom na performanse prenosa, koji se odvija pod kompozitnm uticajem efekta senke i navedenih smetnji, u cilju utvrđivanja optimalnog scenarija prijema HD video signala, kao i određivanje optimalnih vrednosti parametara takvog prenosa. Za posmatrane scenarije prenosa biće određene standardne mere performansi sistema, kao što su srednja verovatnoća greške po bitu, verovatnoća otkaza i kapacitet kanala. Biće predstavljena analitička i numerička rešenja problema, a uticaj pojedinih parametara sistema na performanse bežičnog prenosa će biti grafički predstavljeni. **Opšta hipoteza** od koje se krenulo u istraživanje u disertaciji je: *Analizom karakteristika DVB-T2 prenosa signala u NLOS okruženju u prisustvu fedinga i efekta senke, moguće je odrediti optimalne parametre prenosa*. **Pojedinačne hipoteze** koje su korišćene u disertaciji su:

1. Na osnovu analize standardnih mera performansi DVB-T2 prenosa u NLOS okruženju, moguće je projektovati link za prenos signala HD formata sa predefinisanim nivoom kvaliteta na prijemu.
2. Povećanje efikasnosti prenosa i unapređenje kvaliteta signala na prijemu za posmatrane scenarije DVB-T2 prenosa u NLOS okruženju moguće je ostvariti izborom odgovarajućeg modulacionog formata.

**Cilj istraživanja** je utvrđivanje karakteristika DVB-T2 prenosa u NLOS okruženju u prisustvu različitih smetnji koje se javljaju, kako bi se odredio opttimalni scenario prenosa, i odredile optimalne vrednosti parametara linkova za takav scenario prenosa. **Primenjene metode istraživanja -** U toku naučnog i istraživačkog rada upotrebljene su različite metode kako bi bili zadovoljeni osnovni metodološki zahtevi – objektivnost, pouzdanost, opštost i sistematičnost. U skladu sa izabranom problematikom, definisanim ciljevima istraživanja i postavljenim naučnim hipotezama radi definisanja naučnih i stručnih zaključaka i iznalaženja mogućih rešenja biće izvršena teorijska analiza uz korišćenje rezultata istraživanja iz međunarodne naučne literature, odnosno saznanja naučnika i drugih autora koji su istraživali problematiku kojom se bavi i ovaj rad. U ovoj disertaciji će se istraživati naučno-teorijska saznanja, uz relevantnu literaturu korišćenjem većeg broja metoda, i to: metode analize, metode generalizacije i specijalizacije, metode uporednog posmatranja i analize sadržaja. Primenom **istorijskog metoda** biće pribavljeni rezultati istraživanja drugih autora koji su se bavili DVB-T2 prenosom u NLOS okruženju u prisustvu različitih tipova smetnji. Pribavljeni podaci potiču uglavnom iz doktorskih disertacija i radova publikovanih u relavantnim naučnim časopisima visoke kategorije M21-M23 i sa relevantnih naučnih skupova, konferencija. **Metoda kompleksnog posmatranja i analiza sadržaja biće** primenjena prilikom obrade rezultata preuzetih iz istraživanja sa drugih evropskih univerziteta i doktorskih disertacija. Ovi rezultati su upotrebljeni u cilju definisanja pravca istraživanja problema HD DVB-T2 prenosa u NLOS okruženju prisustvu različitih tipova smetnji. Primenom **analitičkog metoda, kao i metoda simulacije** eksperimentalnog metoda biće utvrđene mogućnosti HD DVB-T2 prenosa u NLOS okruženju u prisustvu različitih tipova smetnji. Nakon utvrđivanja mogućnosti prenosa u navedenim sistemima, biće razmatrani opttimalni scenariji

prenosa, i određene optimalne vrednosti parametara linkova takvih scenarija prenosa. Na ovaj način biće primenjene i **metoda analize i sinteze.** Sagledavanjem performansi DVB-T2 prenosa u NLOS okruženju u prisustvu različitih tipova smetnji mogu se odrediti su optimalne vrednosti parametara linka za koje bi bio obezbeđen zahtevani HD kvalitet prenosa i integracija sa video servisima 5G sistemima.

Primenom predloženih scenarija prenosa uključujući i izbor odgovarajućeg modulacionog formata, broja podnosioca i tipa kodovanja mogu se ostvariti velike brzine prenosa uz visok nivo kvaliteta HD DVB-T2 signala.

Tema doktorske disertacije je aktuelna, a doprinos predloženog istraživanja je u uočavanju značaja upotrebe savremenih tehnologija u vidu korišćenja HD DVB-T2 prenosa u NLOS okruženju u cilju ostvarenja prenosa podataka uz predefinisane kriterijume brzine, kvaliteta i efikasnosti prenosa.

U skladu sa predmetom i ciljem, postavljenim pretpostavkama i metodama istraživanja, očekuje se da će rezultati ovog naučno-istraživačkog rada dati doprinos napretku u ovoj oblasti.

Očekivani rezultat, odnosno ishod koji će se dobiti nakon sprovedenog istraživanja jeste da će se postavljene hipoteze dokazati ili opovrgnuti.

# 1. Osnove OFDM i sinhronizacija

Cilj ovog poglavlja je da pruži neke teorijske osnove o OFDM tehnici prenosa. Kratak uvod u OFDM je dat u poglavlju 1.1. Mi ćemo da razmatramo blok dijagram "klasičanog" OFDM sistema, koji koristi GI (Guard Interval) za ublažavanje oštećenja od višestrukih prostiranja radio kanala. Takođe ćemo diskutovati o nekoliko razmatranja dizajna u vezi sa svojstvima hardvera i izvesti matematički model za idealizovani sistem, što dovodi do zaključka da se simbolski podaci prenose nezavisno jedan od drugog [tj., bez (intersymbol interference) ISI i (intercarrier interference) ICI]. Štaviše, analizirati ćemo efekte nesavršenosti sinhronizacije, kao i ofsete frekvencije nosioca i faze i greške proračunavanja vremena (tajminga).

Poglavlje 1.3 uvodi metod računanja nekodovanih BER za ovaj idealizovani model OFDM sistema. Ova metoda je uglavnom zasnovana na radu predstavljenom u [1]. Diferencijalne i koherentne šeme detekcije mogu se oceniti za Rejlijev i Rajsov kanalni feding. Takođe ćemo pokazati da je, predlog za sistem koji istražujemo, diferencijalna detekcija u vremenskom pravcu mnogo bolja od diferencijalne detekcije u frekvencijskom pravcu. Nesavršena sinhronizacija i procena kanala može se oceniti korišćenjem proširenog modela sistema i uključivanjem degradacije SNR zbog ISI i ICI. U ovom poglavlju se razmatraju osnovni aspekti.

## 1.1 Projektovanje OFDM signala

Predlog realnog na OFDM zasnovanog sistema komunikacije je jedan od ciljeva ovog istraživačkog projekta. Dakle, mi ćemo ovde elaborirati neka razmatranja u vezi hardverskog dizajana, koja se često zanemaruju u teorijskim studijama. Elementi lanca za prenos koji utiču na dizajn prenosivih OFDM signala uključuju sledeće:

- Vremenski-disperzivna priroda mobilnih kanala. Šema prenosa mora biti u stanju da se nosi sa ovim.
- Ograničenje propusnog opsega kanala. Signal treba da zauzme što je moguće manje propusnog opsega i uvede minimum ometanja sistema na susednim kanalima.
- TF hardvera predajnika/prijemnika. Ovo TF smanjuje upotrebljiv propusni opseg u odnosu na teoriju koja je data Teoremom o odabiranju. Tako je potreban neki "oversampling".
- Fazni džiter i frekvencijski ofset za up- i down- konvertore, i Doplerovo širenje kanala.

### 1.1.2 GI (Guard Interval)

Kao što je pomenuto ranije, GI je uveden da sačuva ortogonalnost SC i nezavisnost narednih OFDM simbola, kada se OFDM signal prenosi preko višestrukih prostiranja radio kanala. GI, ciklični prefiks, je kopija poslednjeg dela OFDM simbola, koji se prenosi pre tzv. efikasanog dela simbola (Slika 1.2). Njegovo trajanje $T_{guard}$ je jednostavno izabrano da bude veće od maksimalnog viška kašnjenja (u najgorem slučaju) radio kanala. Dakle, efikasni deo primljenog signala može se posmatrati kao ciklična konvolucija prenosa OFDM simbola pomoću IR kanala.

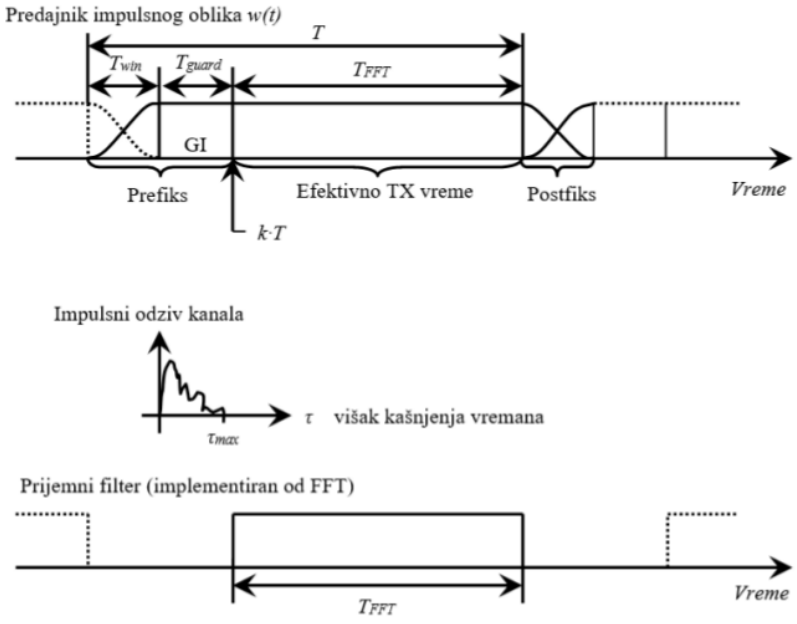
### 1.1.3 Pravljenje prozora (windowing)

Pravougaoni impuls ima veoma veliki propusni opseg zahvaljujući bočnim snopovima svoje FT postojeće sink funkcije. Pravljenje prozora je dobro poznata tehnika za smanjenje nivoa bočnih snopova i time se smanjuje snaga signala koji se emituje izvan opsega. U OFDM sistemu,

prozor koji se primenjuje ne sme da utiče na signal tokom njegovog efikasnog perioda. Dakle, ciklično proširene delovi simbola su u impulsnom obliku kao što se vidi na slici 1.1 [3].

Treba znati da ovaj dodatni ciklični prefiks proširuje GI u izvesnoj meri, to jest odlaganje širenja kašnjenja je blago poboljšano. S druge strane, efikasnost je dodatno smanjena, kao deo prozora se takođe odbacuje u prijemniku. Ortogonalnost SC od OFDM signala je obnovljena pomoću pravougaonog filtera prijemnika sprovodena od DFT (slika 1.1), zahteva ispravnu procenu DFT startnog vremena $kT$, gde je $T_{OFDM}$ period simbola.

Periodi simbola na slici 1.2 su dati kao vreme. Pošto se implementacija obično radi na digitalnom hardveru, ti periodi se takođe često definišu u smislu uzoraka. $N$, $N_{guard}$, i $N_{win}$ zatim definišu broj uzoraka u efikasnom delu, zaštitnom, i prozorskom intervalu, respektivno. Efektivni deo je takođe poznat i kao FFT deo zato što je to deo OFDM simbola primenjen na FFT da povrati podatke u prijemniku.

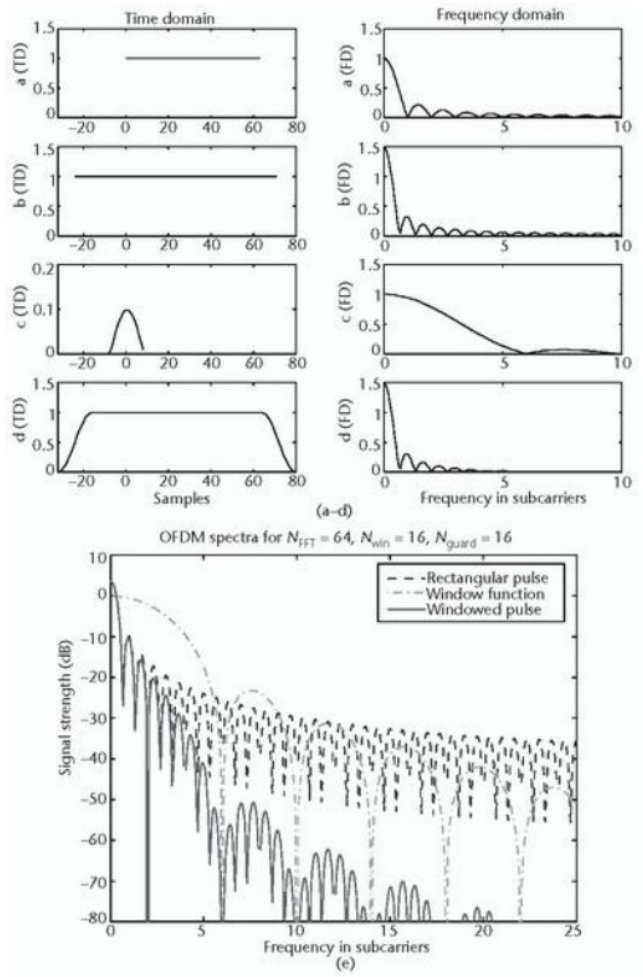



Slika 1.1. Ciklično proširenje i pravljenje prozora OFDM simbola.

### *1.1.3.1 Spektar predajnika impulsnog oblika*

Windowing emitovanog impulsa koristeći rastuću-kosinus funkciju može se posmatrati kao konvolucija proširenog pravougaonog impulsa trajanja T sa sinusnim polu-talasom, kao što je prikazano na slici 1.2. U FD, ta konvolucija znači umnožavanje sinc spektra pravougaonog impulsa sa spektrom sinusnog polu-talasa. Vidi se i da ovo umnožavanje smanjuje bočne snopove predajnika impulsnog oblika.

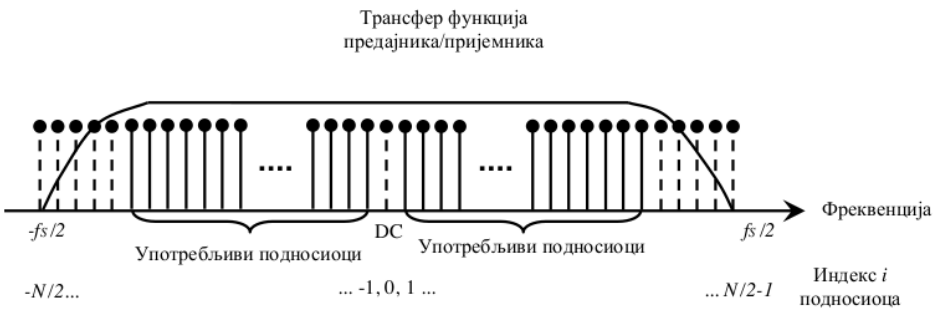
Na slici 1.2(a), nule spektra se javljaju na pozicijama $i{\cdot}F=i/T_{FFT}$, $i=\{\pm 1, \pm 2, ...\}$, to jest, na tim pozicijama gde se nalaze susedni SC. Produženje dužine pravougaonog impulsa do $T = T_{FFT}+T_{guard}+T_{win}$ smanjuje razdaljinu između nula za 1/T [Slika 1.3(b)]. Funkcija prozora [slika 1.2 (c)] ima nule na pozicijama $\pm 1/T_{win}\{3/2, 5/2, 7/2, ... \}$.




Slika 1.2. (a) oblik i spektar OFDM prijemnog filtera (realizovan od strane FFT), (b) pravougaoni impuls trajanja $T$ i njegov spektar, (c) sinusni polu-talas korišćen za oblikovanje impulsa i njegov spektar, (d) prototip impulsa predajnika $w(t)$ i njegov spektar, (d) spektri od (b) - (d) su u logaritamskoj skali.

### 1.1.4 Sistemski TF (ADC, DAC, IF-Filteri, RF Front Ends)

Zbog (lowpass) niskopropusnog filtera potrebnih za analogno-digitalnu (ADC i digitalno-analognu (DAC) konverziju emitovanih i primljenih (u osnovnom opsegu) signala, ne mogu svi N od SC da se koriste, ako se N-tačka IFFT primenjuje za modulaciju. SC blizu Nikvistove frekvencije $f_s/2$ biće oslabljeni ovim filterima i, samim tim, ne mogu se koristiti za prenos podataka (slika 1.3.) ($f_s = 1/T_s$ je učestanost uzorkovanja.). Takođe DC SC može biti teško izobličena od DC ofseta ADC i DAC, nosilaca, i dalje, i stoga treba da se izbegne za podatke.




Slika 1.3. TF (transfer funkcija) hardvera predajnika/prijemnika i njen uticaj na dizajn OFDM sistema.

## 1.2. OFDM Model Sistema

Gore uvedene karakteristike OFDM signala su matematički definisane u ovom odeljku. Ovo će dovesti do zaključka da, koristeći OFDM princip, podaci simbola mogu da se prenose preko višestrukih radio kanala bez uticaja jednih na druge.

### 1.2.1 Model signala i definicije

Matematički, OFDM signal se izražava kao zbir prototipa impulsa pomeren u vremenskom i frekvencijskom pravcu i pomnožen sa podacima simbola. U notaciji neprekidnog vremena, *k*-ti OFDM simbol je napisan kao

$$s_{RF,k}(t-kT)=\begin{cases}\mathrm{Re}\left\{w(t-kT)\sum_{i=-N/2}^{N/2-1}x_{i,k}e^{j2\pi\left(f_c+\frac{i}{T_{FFT}}\right)(t-kT)}\right\} \\ kT-T_{win}-T_{guard}\le t\le kT+T_{FFT}+T_{win}\ otherwise \\ 0\end{cases} \tag{1.1}$$

Većina matematičkih simbola je već definisana u prethodnim slikama. Kompletan spisak simbola je dat ovde:

| | |
|---|---|
| $T$ | Dužina simbola, vreme između dva uzastopna OFDM simbola; |
| $T_{FFT}$ | Vreme FFT, efikasan deo OFDM simbola; |
| $T_{guard}$ | GI, trajanje cikličnog prefiksa; |
| $T_{win}$ | Interval prozora, trajanje windowed prefiks/postfik za spektralno oblikovanje; |
| $f_c$ | Centralna frekvencija zauzetog frekvencijskog spektra; |
| $F=1/T_{FFT}$ | Frekvencijski razmak između susednih SC; |
| $N$ | Dužina FFT, broj FFT tačaka; |
| $k$ | Indeks prenesenih/emitovanih simbola; |

i — SC indeks; $i \in \{-N/2, -N/2+1, \ldots -1, 0, 1, \ldots N/2-1\}$;

$x_{i,k}$ — Konstelacione tačke signala; kompleksni {podaci, pilot, nul} simboli modulisani na $i$-ti SC od $k$-tog OFDM simbola;

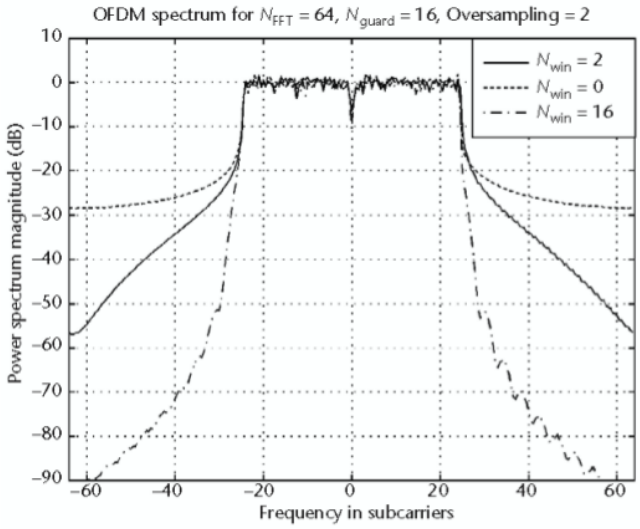
$w(t)$: Predajnik impulsnog oblika definisan kao:

$$w(t) = \begin{cases} \frac{1}{2}\left[1 - \cos\pi\left(t + T_{win} + T_{guard}\right)/T_{win}\right] & -T_{win} - T_{guard} \le t < -T_{guard} \\ 1 & -T_{guard} \le t \le T_{FFT} \\ \frac{1}{2}\left[1 - \cos\pi\left(t - T_{FFT}\right)/T_{win}\right] & T_{FFT} < t \le T_{FFT} + T_{win} \end{cases} \quad (1.2)$$

Konačno, kontinualni niz prenesenih OFDM simbola izražava se kao

$$s_{RF}(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} S_{RF,k}(t - kT) \quad (1.3)$$

Simulirani spektar takvih OFDM signala je prikazan na slici 1.4 za različite dužine prozora.




Slika 1.4. Spektar OFDM signala sa 64 SC i različitim dužinama prozora. Dvostruki "oversampling" je primenjen u TD; 48 SC se koriste za podatke.

### 1.2.2 Ekvivalentni "lowpass" prenetog signala

Iz jednačina (1.1.) do (1.3), kompleksni ekvivalent lowpass signala koji se prenosi može se direktno dati. Kompleksna anvelopa OFDM signala je napisana

$$s(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} S_k(t - kT) \tag{1.4}$$

sa

$$s_k(t-kT) = \begin{cases} w(t-kT)\sum_{i=-N/2}^{N/2-1} x_{i,k} e^{j2\pi\left(f_c + \frac{i}{T_{FFT}}\right)(t-kT)} \\ kT - T_{win} - T_{guard} \le t \le kT + T_{FFT} + T_{win} \ otherwise \\ 0 \end{cases} \tag{1.5}$$

Treba napomenuti sličnosti ovog izraza sa jednačinom Furijeovog reda

$$v(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} c(nf_0) e^{j2\pi f_0 t} \tag{1.6}$$

gde kompleksna vrednost Furijeovog koeficijenta $c(nf_0)$ predstavlja kompleksnu vrednost signala konstalacione tačke $x_{i,k}$, i frekvencije $nf_0$ koja odgovara SC frekvenciji $i/T_{FFT}$.

U digitalnom sistemu, ovaj modulisani talasni oblik može biti generisan od strane IDFT ili od njegove računski efikasne implementacije, IFFT. Podaci konstalacije $x_{i,k}$ su na ulazu u IFFT, a TD OFDM simbol je njegov izlaz.

### 1.2.3 Vremensko-disperzivni kanal

Pod uticajem vremenskih varijanti, višestruki feding radio kanala je izražen njegovim (lowpass ekvivalentom) IR $h(\tau,t)$ , plus dodati beli Gausovi šum (AWGN) $n(t)$:

$$r(t) = h(\tau,t) * s(t) + n(t) = \int_0^{\tau_{max}} h(\tau,t) s(t-\tau) d\tau + n(t) \tag{1.7}$$

Opseg integracije u ovom konvolucionom integralu (* označava konvoluciju) je ograničen na $[0, \tau_{max}]$ jer je kanalni IR nula negde drugo. Višak kašnjenja kanala $\tau = 0$ je definisan kao vreme kašnjenja u kome prvi talas stiže u prijemnik. Dakle, vremenski trenuci predaje i prijema su matematički definisani kao jednaki (slika 1.1). $\tau_{max}$ je maksimalni višak kašnjenja kanala.

Dve pretpostavke su da se pojednostavi izvođenje primljenih signala. Kanal se smatra kvazistatičnim tokom prenosa $k$-tog OFDM simbola, dakle, $h(\tau,t)$ se pojednostavljuje kao $h_k(\tau)$. Osim toga, mi definišemo maksimum viška kašnjenja $\tau_{max} < T_{guard}$. Dakle, nema smetnje (interferencije) jednog OFDM simbola na efektivan period od jednog uzastopnog (slika 1.1), to jest, ICI je ugušen u slučaju dovoljno tačnog vremena sinhronizacije.

### 1.2.4 OFDM demodulacija

Demodulacija OFDM signala treba da se obavlja pomoću banke filtera, koji "odgovara" efektivnom delu $[kT, kT+ T_{FFT}]$ od OFDM simbola (slika 1.2). Obrnuta operacija od (1.6), to jest,

vađenje Furijeovih koeficijenata $c(nf_0)$ $(=x_{i,k})$ iz TD signala $v(t)(=r(t))$, tačno formuliše takvu banku odgovarajućih filtera. To je napisano kao

$$c(nf_0)=\frac{1}{T}\int_{T_0} v(t)e^{-j2\pi nf_0 t}dt \tag{1.8}$$

gde je $T_0$ integracija perioda ekvivalentna $T_{FFT}$. U digitalnoj implementaciji, DFT ili (poželjno) FFT koristi se za realizaciju ovih filtera.

Pretpostavljajući poznavanje tačnog vremena trenutaka $kT$ u kome OFDM simboli počinju, trudimo se da izdvojimo preneseni signal konstelacije $x_{i,k}$ iz primljenog signala $r(t)$. Primljeni signal konstalacije je označen sa $y_{i,k}$.

$$\begin{aligned} y_{i,k} &= \frac{1}{T_{FFT}}\int_{t=kT}^{kT+T_{FFT}} r(t)e^{-j2\pi i(t-kT)/T_{FFT}} = \\ &= \frac{1}{T_{FFT}}\int_{t=kT}^{kT+T_{FFT}} \left[\int_{\tau=0}^{\tau_{max}} h_k(\tau)s(t-\tau)dt + n(t)\right] e^{-j2\pi i(t-kT)/T_{FFT}}\,dt \end{aligned} \tag{1.9}$$

Zbog opsega integracije u (1.9) i $\tau_{max} < T_{guard}$, nema uticaja na susedne OFDM simbole koji se prenose i $s(t)$ može biti zamenjeno sa $s_k(t)$ [vidi (5.5)].

$$\begin{aligned} y_{i,k} &= \frac{1}{T_{FFT}}\int_{t=kT}^{kT+T_{FFT}} \left[\int_{\tau=0}^{\tau_{max}} h_k(\tau)\sum_{i'=-N/2}^{N/2-1} x_{i',k}e^{j2\pi\left(\frac{i'}{T_{FFT}}\right)(t-kT-\tau)}d\tau\right] e^{-j2\pi i(t-kT)/T_{FFT}}dt + \\ &+ \frac{1}{T_{FFT}}\int_{t=kT}^{kT+T_{FFT}} n(t)e^{-j2\pi i(t-kT)/T_{FFT}} \end{aligned} \tag{1.10}$$

Treba znati da je $w(t - kT) = 1$ u opsegu integracije. Prozor je tako izostavljen u ovoj jednačini. Drugi integral u (1.10) dovodi do nezavisnih uzoraka dodataka šuma $n_{i,k}$ koji u kompleksnom eksponencijalnom smislu predstavljaju ortogonalne funkcije. Zamenom $u=t-kT$ radi lakše notacije i promenom redosleda integracija i zbir prinosa dobijamo

$$\begin{aligned} y_{i,k} &= \sum_{i'=-N/2}^{N/2-1} x_{i',k}\frac{1}{T_{FFT}}\int_{u=o}^{T_{FFT}}\left[\int_{\tau=0}^{\tau_{max}} h_k(\tau)e^{-j2\pi i'(u-\tau)/T_{FFT}}d\tau\right] e^{-j2\pi iu/T_{FFT}}du + n_{i,k} = \\ &= \sum_{i'=-N/2}^{N/2-1} x_{i',k}\frac{1}{T_{FFT}}\int_{u=o}^{T_{FFT}}\left[\int_{\tau=0}^{\tau_{max}} h_k(\tau)e^{-j2\pi i'\tau/T_{FFT}}d\tau\right] e^{-j2\pi(i-i')u/T_{FFT}}du + n_{i,k} \end{aligned} \tag{1.11}$$

Unutrašnji integral drugog izraza predstavlja FT $h_k(\tau)$ u trenucima frekvencije $i'/T_{FFT} = i'F$, koja je uzorkovani kanal TF u trenutku $kT$. Izražava se u kanalnim koeficijentima

$$h_{i',k} = FT\{h_k(\tau)\}\int_{\tau=0}^{\tau_{max}} h_k(\tau)e^{-j2\pi i'(u-\tau)/T_{FFT}}d\tau = H(i'F,kT) \tag{1.12}$$

Koristeći ovu notaciju, izlaz prijemnika banke filtera se pojednostavljuje

$$y_{i,k} = \sum_{i'=-N/2}^{N/2-1} x_{i',k}h_{i',k}\frac{1}{T_{FFT}}\int_{u=o}^{T_{FFT}} e^{-j2\pi(i-i')u/T_{FFT}}du + n_{i,k} \tag{1.13}$$

Integral u ovoj jednačini ima vrednost 1 samo ako je $i = i'$. Za $i \neq i'$, sa $i$ i $i'$ postaju celobrojne vrednosti, integral je nula. Dakle, konačno smo dobili

$$y_{i,k} = x_{i',k} h_{i',k} + n_{i,k} \tag{1.14}$$

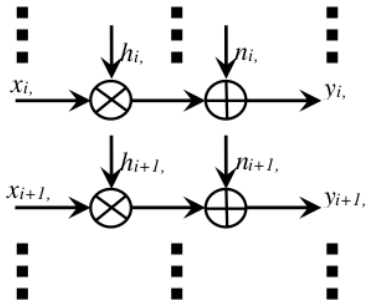
Iz ovog obrasca se vidi da se savršeno sinhronizovan OFDM sistem može posmatrati kao skup paralelnih Gausovih kanala kao što se vidi na slici 1.5 [4-6]. Višestruki (multipath) kanal uvodi slabljenja/pojačavanja i faznu rotaciju u skladu sa (kompleksnom vrednosti) kanalnim koeficijentom $\{h_{i,k}\}$.

Procena kanala je neophodna kako bi se preuzeli podaci sadržani u ovim konstelacijama signala, jer prijemnik mora da ima faznu (i amplitudu) referencu radi ispravne detekcije prenesenih simbola. Diferencijalna detekcija može se alternativno koristiti, i u tom slučaju odluka se donosi upoređivanjem faze (i amplitude) simbola prenosenih preko susednih SC ili narednog OFDM simbola.

Zbog slabljenja/pojačanja, svaki SC obično ima individualni odnos signal/šum SNR. SNR po SC (posle DFT) se definiše kao

$$(E_c/N_0)_{i,k} = E\left\{|x_{i,k}|^2\right\} |h_{i,k}|^2/\sigma_N^2 \tag{1.15}$$

gde $\sigma_N^2 = E\left\{|x_{i,k}|^2\right\}$ je varijansa šuma. Sa NRP se piše $P_0 = E\left\{|h_{i,k}|^2\right\}$, prosečan SNR postaje $\overline{E_c/N_0} = E\left\{|x_{i,k}|^2\right\} P_0/\sigma_N^2$. Obično, energija signala je normalizovana do celine, to jest, $E\left\{|x_{i,k}|^2\right\} = 1$ .




Slika 1.5. Idealizovani model OFDM sistema. SC za OFDM sistem mogu se smatrati kao paralelni Gausovi kanali pod pretpostavkom savršene sinhronizacije vremena i nosilaca i savršeno suzbijanje višestrukih prostiranja od GI.

### 1.2.5 Greške u sinhronizaciji

Kao uvod u rad na algoritmima za sinhronizaciju, u ovom odeljku komentarisaćemo relevantne efekte grešaka u sinhronizaciji. Originalni rad na ovu temu nalazi se u brojnim publikacijama (na primer, [10, 11]). Sveobuhvatan pregled je dat u [7].

### *1.2.5.1 Greške u sinhonizaciji vremena FFT*

Uticaj vremena FFT na ofset prijemnika može biti matematički analiziran pomeranjem intervala integracije uparenih banaka filtera [vidi (1.9)]. Za vremenske greške $\delta t$, idealan interval $t \in [kT, kT + T_{FFT}]$ postaje $t \in [kT + \delta t, kT + T_{FFT} + \delta t]$ i (1.9) je napisana kao

$$y_{i,k} = \frac{1}{T_{FFT}} \int_{t=kT+\delta t}^{kT+T_{FFT}+\delta t} r(t) e^{-j2\pi i (t-kT-\delta t)/T_{FFT}} dt \tag{1.16}$$

$\delta t$ se pretpostavlja da je dovoljno malo (obično $\delta t < T_{guard}$) da ICI ne nastaje usled vremenske greške. Drugim rečima, greška je dovoljno mala za kanalni IR da ostane u GI. Dakle, prozor prijemnika se i dalje ne preklapa sa prethodnim ili narednim OFDM simbolom, to jest, energija se ne prikuplja iz susednih OFDM simbola, a demodulisani signal opet može da se izrazi iz prenesenih simbola $s_k(t)$[uporedi (1.10 )]. Sledeći iste korake kao u odeljku 1.2.3 [vidi (1.9) - (1.14)], mi smo dobili za drugi deo (1.11) (sa $u = t - kT - \delta t$ ),

$$y_{i,k} = \sum_{i'=-N/2}^{N/2-1} x_{i',k} \frac{1}{T_{FFT}} \int_{u=o}^{T_{FFT}} \left[ \int_{\tau=0}^{\tau_{max}} h(\tau) e^{-j2\pi i' \tau / T_{FFT}} d\tau \right] e^{-j2\pi [(i-i')u + i'\delta t]/T_{FFT}} du + n_{i,k} \tag{1.17}$$

Izmešatnjem termina $e^{-j2\pi i' \delta \tau / T_{FFT}}$ iz integrala dobija se izraz za demodulisanu konstelaciju signala u slučaju vremena greške,

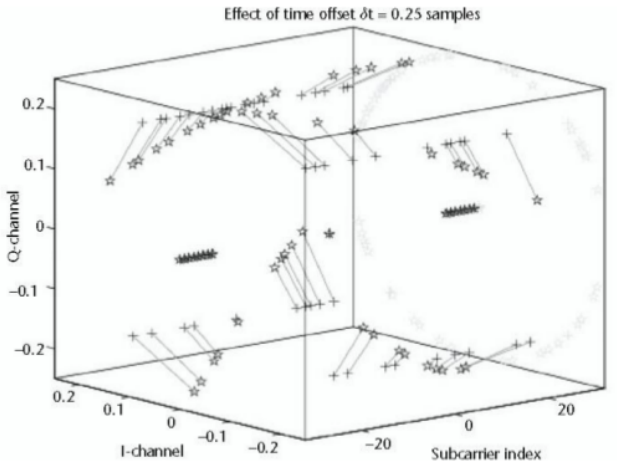
$$y_{i,k} = x_{i',k} h_{i',k} e^{-j2\pi i' \delta \tau / T_{FFT}} + n_{i,k} = x_{i,k} h_{i,k} e^{-j2\pi i \delta t / N} + n_{i,k} \tag{1.18}$$

gde je $\delta t$ vremenski ofset u uzorcima. Evidentno je da ofset tajminga dovodi do progresivne rotacije faza konstalacije signala. Rotacija faze je nula na centralnoj frekvenciji, i ona se linearno povećava prema ivičnim frekvencijama opsega. Lako se verifikuje iz (1.18) da vremenski ofset u jednom uzorku uvodi fazni pomak od $\pm\pi$ do najudaljenijih SC (pošto je $i \cong \pm N/2$ ), bez obzira na FFT dužine. Na slici 1.6, ovaj efekat je vizualizovan za 64 nosioca OFDM sistema sa nula nosilaca u $f_c$ i na ivicama frekvencijskog opsega.

Ako se koristi koherentna detekcija, indukovana progresivna fazna rotacije je implicitno detektovana od strane algoritma procene kanala. Kasnije izjednačavanje (SC-mudro umnožavanje primljenih simbola od inverznih koeficijenata procene kanala) će se na taj način automatski korigovati za male vremenske ofsete. Na taj način nije prouzrokovana degradacija performansi. Međutim, ako je vremenski ofset prevelik, ICI i ICI se pojavljuju, jer je energija takođe prikupljena iz jednog od susednih OFDM simbola, što je dovelo do delimičnog gubitka ortogonalnosti [7].

Diferencijalna detekcija je takođe robusna za male vremenske ofsete. Ako se diferencijalna detekcija primenjuje u frekvencijskom pravcu, progresivna fazna rotacija međutim može smanjiti rastojanje između poređenih konstalacionih tačaka, što može dovesti do degradacije performansi. Takvi rezultati performansi su dati u odeljku 1.3.3.

(Mali) Ofset frekvencije uzorkovanja dovodi (polako) do povećanja vremenskog ofseta, dakle, do progresivne fazne rotacije i povećanja nagiba. Veću pojavu grešaka ICI, jer za razmak SC u prijemniku se više ne može pretpostaviti da je jednak razmaku SC na predajniku. (Razmak SC je definisan kao $F = 1/(NT_s)$, gde je $T_s$ period uzorkovanja).




Slika 1.6. Vizuelizacija uticaja vremenskog ofseta FFT na demodulisanu konstalaciju signala. Linearno povećanje fazne rotacije je primećeno kod povećanja frekventnog rastojanja do centralne frekvencije. "+" označava QPSK konstelaciju bez uticaja vremenskog ofseta, "*" opisuje rotirane simbolske podatke.

### *1.2.5.2 Greška u sinhronizaciji nosilaca*

Frekvencijski ofset se obično pojavljuje zbog (male) frekvencijske neusklađenosti u lokalnim oscilatorima na predajniku i u prijemniku. Doplerov pomak (neusklađenost frekvencije) se može zanemariti u zatvorenim okruženjima.

Uticaj greške frekvencije se može posmatrati kao greška u frekvencijskim trenucima, gde je primljeni signal uzorkovan tokom demodulacija od FFT. Slika 1.7 opisuje ovaj dvostruki efekat. Amplituda željenog SC je smanjena ("+"), i ICI proizilazi iz susednih SC ("O").

Matematički, ofset nosilaca može se objasniti jer pomak frekvencije $\delta f$ i fazni ofset $\theta$ u lowpass ekvivalentom primljenom signalu je

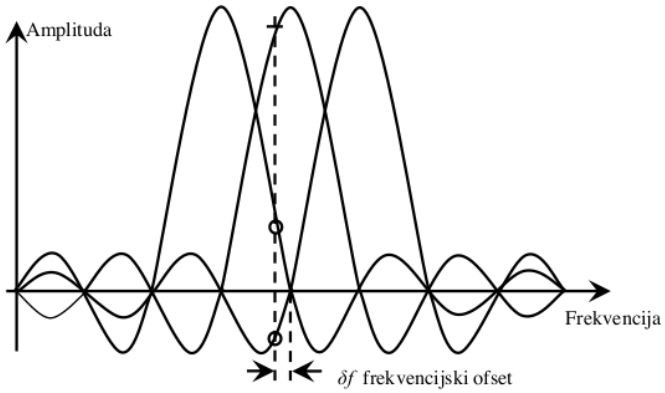
$$r'(t) = r(t)e^{j(2\pi\delta f t+\theta)} \tag{1.19}$$

Sa (1.9) dobijamo

$$y_{i,k} = \frac{1}{T_{FFT}} \int_{t=kT}^{kT+T_{FFT}} r(t) e^{j(2\pi\delta f t+\theta)} e^{-j2\pi i(t-kT)/T_{FFT}}\, dt =$$
$$= e^{j2\pi\theta} \frac{1}{T_{FFT}} \int_{t=kT}^{kT+T_{FFT}} \left[ \int_{\tau=0}^{\tau_{\max}} h_k(\tau) s(t-\tau) d\tau + n(t) \right] e^{j2\pi\delta f t} e^{-j2\pi i(t-kT)/T_{FFT}}\, dt \tag{1.20}$$

Ponavljanje derivacije dovodi do (1.13), primljene konstelacione tačke postaju

$$y_{i,k} = e^{j(\theta+2\pi\delta f kT)} \sum_{i'=-N/2}^{N/2-1} x_{i',k} h_{i',k} \frac{1}{T_{FFT}} \int_{u=o}^{T_{FFT}} e^{-j2\pi\left(\frac{i-i'}{T_{FFT}}-\delta f\right)u} du + n_{i,k} \tag{1.21}$$




Slika 1.7. ICI nastaje u slučaju greške sinhronizacije nosilaca. Ova slika ilustruje spektar tri pojedinačna SC. Ovaj spektar je superponiran u spektru OFDM signala.

Zbog frekvencijske greške, integral nije jednak nuli za $i \neq i'$; niti to odgovara za $i = i'$, kao u idealizovanom slučaju gore, tako je, ortogonalnost između SC delimično izgubljena. Izračunavanje ovog izraza dobija dva uslova. Prvi (za $i = i'$) računa se za jednake fazne rotacije i slabljenje svih SC, a drugi (za $i \neq i'$) opisuje ICI.

$$y_{i,k} = e^{j(\theta+2\pi\delta fkT)} x_{i,k} h_{i,k} \frac{1}{T_{FFT}} \int_{u=o}^{T_{FFT}} e^{j2\pi\delta fu} du + e^{j(\theta+2\pi\delta fkT)} \sum_{i'=-N/2}^{N/2-1} x_{i',k} h_{i',k} \frac{1}{T_{FFT}} \int_{u=o}^{T_{FFT}} e^{-j2\pi\left(\frac{i-i'}{T_{FFT}}-\delta f\right)u} du + n_{i,k} \quad (1.22)$$

Ovi izrazi su važeći za frekvencijski ofset $\delta f < 0{,}5$ SC. Za veće ofsete, preneseni podaci simbola $x_{i,k}$ bi bili pomereni za jednu ili više pozicija u frekvencijskom pravcu, to jest, podaci simbola od $i$-tih prenosenih SC će se pojaviti na $(i + \delta f_i)$-om SC u prijemniku, gde je $\delta f_i$ = round($\delta f$/F) celobrojni deo frekvencijske greške u SC.

Termin ICI se može posmatrati kao pojam dodatog šuma i stoga može biti predstavljen kao degradacija SNR. Pollet i sar. [10] su utvrdili količinu degradacije za AWGN kanale, i Moose [11] je tako uradio za disperzivni kanalni feding (vidi takođe, [7]). Frekvencijski ofset do 2% od SC razmaka $F$ je zanemarljiv, u skladu sa svojim rezultatima. Čak 5% do 10% se može tolerisati u mnogim situacijama.

Evaluacija fazne rotacije i slabljenje zbog frekvencijske greške doprinosi

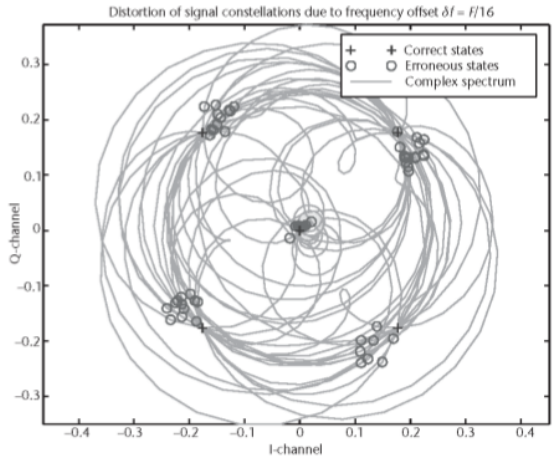
$$y_{i,k} = x_{i,k} h_{i,k} \mathrm{sinc}(\delta f T_{FFT}) \exp\left\{j\left|\theta + 2\pi\delta f\left(kT + T_{FFT}/2\right)\right|\right\} + n'_{i,k} \quad (1.23)$$

koristeći

$$\frac{1}{T_{FFT}} \int_{t=o}^{T_{FFT}} e^{j2\pi\delta ft} dt = \frac{1}{j2\pi\delta f T_{FFT}} \left[e^{j2\pi\delta T_{FFT}} - 1\right] = e^{j2\pi\delta T_{FFT}} \frac{\sin \pi\delta T_{FFT}}{\pi\delta T_{FFT}} = e^{j2\pi\delta f_{FFT}} \mathrm{sinc}\,\delta f_{FFT} \quad (1.24)$$

Pojam šuma $n'_{i,k}$ uključuje dodatni šum zbog ICI.

Slika 1.8. opisuje rotaciju i iskrivljenje (distorziju) konstalacionih tačaka primljenog signala za ofset nosilaca od $\delta f = F/16$, $\theta = 0$ i za QPSK modulaciju ("O"). Rasipanje rezultujućih kompleksnih-vrednosti konstalacija signala je prouzrokovano od ICI. Slika takođe pokazuje projekciju stalnog Furijeovog spektra jednog OFDM simbola na kompleksne ravni, to jest, spektar između frekvencija SC. Ova je linija rezultat superpozicije kontinuiranog sinc spektra pojedinih SC jednog OFDM simbola. Ako je frekvencijski ofset prisutan, DFT uzorci ovog spektra su u pogrešnim frekvencijskim trenucima, što je dovelo do ICI koji je označen na slici sa "O". Bez frekvencijskog ofseta, QPSK konstalacije su savršeno povraćene (ponovo dobijene), kao što se vidi iz tačaka označenih sa "+".




Slika 1.8. Fazna rotacija nastala zbog ofseta nosilaca od 1/16 razmaka SC. Prikazana je primljena konstalacija signala iskrivljena od ICI.

### *1.2.5.3 Zajednički ofset nosilaca i tajminga*

Rešenjem gornjeg izraza za simultani tajming ($\delta f$), frekvenciju [$\delta f$, $\delta f_i$=round($\delta f/F$)] i fazni ($\theta$) ofset, dobija se model sistema za generalizovani slučaj. Piše se kao

$$y_{i+\delta f_i,k} = x_{i,k} h_{i,k} \operatorname{sinc}\left[(\delta f - \delta f_i F) T_{FFT}\right] e^{j\psi_{i,k}} + n'_{i,k} \tag{1.25}$$

gde se fazna distorzija nastala zbog grešaka u sinhronizaciji izražava kao

$$\psi_{i_i,k} = \theta + 2\pi\delta f\left(kT + \frac{T_{FFT}}{2} + \delta t\right) + 2\pi\delta t \frac{i}{T_{FFT}} \tag{1.26}$$

Treba zapamtiti da promenljiva šuma $n'_{i,k}$ u (1.25) uključuje šum izazvan od ICI, ISI ili oboje.

Često, ofset tajminga je izražen u uzorcima, koji je $\delta t' = t/T_s$ , i frekvencijski ofset je normalizovan na razmak SC $\delta f' = \delta f / F$ . Koristeći ove simbole, fazna odstupanja su izražena kao

$$\psi_{i_i,k} = \theta + 2\pi\delta f'\left(\frac{1}{2} + k\frac{N + N_{guard} + N_{win}}{N} + \frac{\delta t'}{N}\right) + 2\pi\delta t' \frac{i}{N} \tag{1.27}$$

## 1.3 Performanse nekodovanog OFDM sistema

U ovom delu, analitički izrazi su izvedeni za bit-error verovatnoće nekodovanog OFDM sistema preko Rejlijevog i Rajsovog kanalnog fedinga. Analiza je zasnovana na radu Proakisa ([1, Dodatak B]). Dobijeni izrazi su veoma opšti, što omogućava procenu različitih modulacionih šema i demodulacije i tehnika procenjivanja kanala. Primena formula je prikazana za BPSK, QPSK, 8-PSK, i 16-QAM modulacije, sa koherentnom detekcijom (savršena procena kanala) i diferencijalnom detekcijom.

Idealizovani model sistema izveden u sekciji 1.2.3 korišćen je u ovoj studiji. Uključivanjem u sistem model degradacije SNR zbog grešaka u sinhronizaciji, Doplerovo širenje, ili fazni šum (koji izazivaju ISI, ICI, ili oboje), ili uključivanjem MSE tehnike procenjivanja kanala, može se analizirati uticaj ovih oštećenja na BER. Sistematska fazna rotacija uzrokovana grešakama u sinhronizaciji mora se dobro razmotriti. Dok ćemo ostaviti ocenu SNR degradacije za dalji rad, ukratko ćemo ispitati efekte fazne rotacije u prisustvu (malih) sinhronizacionih ofseta.

U OFDM, diferencijalna detekcija može biti korišćena u vremenskom i frekventnom pravacu. Od diferencijalne detekcije BER, evidentno je da je vremenski pravac poželjan za OFDM parametre sistema koji se istražuju zato što su kanalne varijacije u odnosu na frekvenciju veće.

Odeljak 1.3.1 razmatra model OFDM sistema i kanalni model. Izvođenje prosečnog BER je objašnjeno u odeljku 1.3.2. Rezultati performansi su dati u odeljku 1.3.3.

### 1.3.1 Matematičko modelovanje

Modeli OFDM sistema izvedeni u odeljku 1.2 se koriste u ovoj analizi. Radi jednostavnosti ćemo malo promeniti indeksiranje, međutim, kako što smo ispitivali vremenski i frekvencijski pravac u datom trenutku model sistema (1.14) postaje

$$y_k = x_k h_k + n_k \tag{1.28}$$

gde su $\{x_k\}$ i $\{y_k\}$ prenosene konstalacione tačke primljenog signala (modulisani podaci simbola), respektivno, $\{h_k\}$ proračunat za korelisane, kompleksne-vrednosti faktora slabljenja uvedenih od strane vremenski- i/ili frekvencijski-selektivnih radio kanala, i $\{n_k\}$ označava uzorke AWGN procesa sa $E\left\{\left|n_k\right|^2\right\}=\sigma_N^2$. Indeks $k$ se može koristiti kao vremenski ili frekvencijski indeks, u zavisnosti od aspekta sistema koji se ispituje. Faktori slabljenje na taj način predstavljaju vreme i frekvenciju TF kanala, odnosno:

$$h_k = \begin{cases} H(f, kT) & za\ dato\ f \\ H(kF, t) & za\ dato\ t \end{cases} \tag{1.29}$$

gde je $T$ trajanje OFDM simbola, uključujući i zaštitu i "prozorske" intervale, a $F$ označava frekvencijski razmak između susednih OFDM SC.

Model kanala je predstavljen u analizi razmatranjem, respektivno, prostror-vreme i prostor-frekvencija korelacione funkcije (VSSUS, [1, 12, 13]) kanala.

FD model kanala koristi se da opiše varijabilnosti frekvencije. Pri tome, mi se ograničimo na slučaju spektra eksponencijalno opadajućeg kašnjenja snage, gde se direktna relacija može

dobiti između parametara kanala {$P_0$- prosečna snaga, $K$- Rajsov faktor, i $\tau_{rms}$-RDS} i kanalne korelacione funkcije

$$\phi_H(\Delta f) = E\{H^*(f)H(f+\Delta f)\} = \frac{P_0}{K+1}\left(K + \frac{1}{1+j2\pi\Delta f\tau_{rms}K_1}\right) \quad (1.30)$$

U ovoj jednačini $K_1 = (K+1)/\sqrt{2K+1}$, $\Delta f$ je frekvencijsko zaostajanje, i * označava kompleksnu konjugaciju. NRP (prosečna snaga) se definiše kao $P_0 = E\{|h_k|^2\}$.

Za model varijabilnosti vremena, takozvani Dopler spektar može da se koristi [14], uvećan od LOS komponente $\rho e^{j(2\pi f_\rho + \theta_\rho)}$ za datu Doplerovu frekvenciju $f_\rho$. Takav Doplerov spektar odgovara korelacionoj funkciji prostor-vreme

$$\phi_H(\Delta f) = E\{H^*(t)H(t+\Delta t)\} = \frac{P_0}{K+1}\left(Ke^{j2\pi f_\rho \Delta t} + J_0(2\pi f_m \Delta t)\right) \quad (1.31)$$

gde $J_0(\circ)$ označava nultog-reda Beselovu funkciju prve vrste, $\Delta t$ je zaostajanje vremena, i $f_m$ je maksimalna Doplerova frekvencija. ($f_m = v_m/\lambda = v_m f_c/c$, gde je $v_m$ mobilna brzina, $\lambda$ je talasna dužina, $f_c$ je frekvencija nosioca, a $c$ je brzina svetlosti.)

### 1.3.2 Analitičko izvođenje (procena) BER

Analitički izrazi za BER su izvedeni u ovom odeljku. Sledeći [1], počinjemo našu analizu definisanjem prenesenog simbola kao $x_{k,i}$, koji je element skupa simbola $\{x_{k,m}\}$, $m = \{1, 2, ..., M\}$. (M je redosled modulacione šeme.) Na lokaciji prijemnika, optimalni detektor će izabrati simbol $x_{k,n} \in \{x_{k,m}\}$, što smanjuje rastojanje metrike

$$M_d(x_{k,n}) = |y_k - \hat{h}_k x_{k,n}|^2 \quad (1.32)$$

Za ovaj simbol se pretpostavlja da je najverovatnije preneseni simbol. Pojam $\hat{h}_k x_{k,n}$ se u ovoj jednačini računa za procenu kanala. Greška se javlja kada je metrički obračun za simbol $x_{k,n} \neq h_{k,i}$ manji od metrike za preneseni simbol $x_{k,i}$. Verovatnoća ove manifestacije je napisana kao

$$P_e = \Pr\{M_d(x_{k,n}) < M_d(x_{k,i})\} = \Pr\{D < 0\} \quad (1.33)$$

gde se $D = M_d(x_{k,n}) - M_d(x_{k,i})$ naziva promenljiva odluke. Koristeći (1.32), D postaje

$$D = y_k\hat{h}_k^*(x_{k,i}^* - x_{k,n}^*) + y_k^*\hat{h}_k^*(x_{k,i} - x_{k,n}) + |\hat{h}_k|^2(|x_{k,n}|^2 - |x_{k,i}|^2) \quad (1.34)$$

Iz modela kanala i sistema, za $y_k$ je poznato da je složena Gausova RV (random variable). Isto važi i za $\hat{h}_k$, što je procena TF $H(f,t)$. Dakle, promenljiva odluke D je poseban slučaj generičkih kvadratnih formi (videti [1, Dodatak B])

$$D = \sum_{l=1}^{L} \left( A|X_l|^2 + B|Y_l|^2 + CX_l Y_l^* + C^* X_l^* Y_l \right) \tag{1.35}$$

gde su $X_l$ i $Y_l$ kompleksne vrednosti Gausovih RV (slučajnih promenljivih), a A, B i C su konstante. U našem slučaju $L = 1$, što odgovara jednom prenesenom simbolu preko jednog (sub) kanala.[1]

Verovatnoća greške je verovatnoća da je D<0, koji je izračunat u [13 Dodatak B]. Ova verovatnoća se označava kao integral po PDF (probability density function ) od $D$

$$P_e = \Pr\{D < 0\} = \int_{-\infty}^{0} p(D) dD \tag{1.36}$$

Za L = 1, rešenje za ovaj integral je napisano [1] kao

$$P_e = Q(a,b) - \frac{v_2/v_1}{1+v_2/v_1} I_0(ab) e^{-\frac{1}{2}(a^2+b^2)} \tag{1.37}$$

gde je $I_n(x)$ n-tog reda modifikovana Beselova funkcija prve vrste i $Q_1(a,b)$ je Marcum-ova $Q$ funkcija, koja se može izraziti u obliku Beselove funkcije kao

$$Q_1(a,b) = e^{-\frac{1}{2}(a^2+b^2)} \sum_{n=0}^{\infty} (a/b)^n I_n(ab), \quad b > a > 0 \tag{1.38}$$

Parametri a, b, $v_1$ i $v_2$ moraju biti u vezi sa momentima $X_l$ i $Y_l$, i sa konstantama $A$, $B$ i $C$. Kao što je dato u [1], oni su dobijeni iz

$$a = \left[ \frac{2v_1^2 v_2 (\alpha_1 v_2 - \alpha_2)}{(v_1 + v_2)^2} \right]^{1/2}$$

$$b = \left[ \frac{2v_1 v_2^2 (\alpha_1 v_1 - \alpha_2)}{(v_1 + v_2)^2} \right]^{1/2}$$

$$v_{1,2} = \sqrt{w^2 + \frac{1}{4\left(\Psi_{xx}\Psi_{yy} - |\Psi_{xy}|2\right)\left(|C|^2 - AB\right)}} \mp w$$

$$w = \frac{A\Psi_{xx} + B\Psi_{yy} + C\Psi_{xy}^* + C\Psi_{xy}^*}{4\left(\Psi_{xx}\Psi_{yy} - |\Psi_{xy}|2\right)\left(|C|^2 - AB\right)} \tag{1.39}$$

$$\alpha_1 = 2\left(|C|^2 - AB\right)\left(|\overline{X}_1|^2 \Psi_{yy} + |\overline{Y}_1|^2 \Psi_{xx} - \overline{X}_1^* \overline{Y}_1 \Psi_{xy} - \overline{X}_1 \overline{Y}_1^* \Psi_{xy}^*\right)$$

$$\alpha_2 = A|\overline{X}_1|^2 + B|\overline{Y}_1|^2 + C\overline{X}_1^* \overline{Y}_1 + C^* \overline{X}_1 \overline{Y}_1^*$$

Ove jednačine se primenjuju za naš problem poredeći (1.34) i (1.35). Neka je $Y_1 = y_k$ i $X_1 = \hat{h}_k$ u (1.34), konstante $A = |x_{k,n}|^2 - |x_{k,i}|^2$, B = 0 i $C = x_{k,n} - x_{k,i}$ su pronađene, i one predstavljaju

[1] Jednačina za L>1 omogućava izračunavanje diverzitи šeme [1, 15-17].

svojstva modulacione šeme. Ponašanje kanala i tehnike procene kanala će biti izražene od strane prvog i drugog momenta RV $X_1$ i $Y_1$. Oni su

$$\begin{aligned}
&\overline{X}_1 = E\{\hat{h}_k\} \\
&\overline{Y}_1 = E\{y_k\} \\
&\Psi_{xx} = \frac{1}{2}\left[ E\left\{\left|\hat{h}_k\right|^2\right\} - \left|\overline{X}_1\right|^2 \right] \\
&\Psi_{yy} = \frac{1}{2}\left[ E\left\{\left|y_k\right|^2\right\} - \left|\overline{Y}_1\right|^2 \right] \\
&\Psi_{xy} = \frac{1}{2}\left[ E\left\{\left|\hat{h}_k y_k^*\right|^2\right\} - \overline{X}_1 \overline{Y}_1^* \right]
\end{aligned} \tag{1.40}$$

Izvođenje ovih parametara iz definicija kanala i sistema dat je u sledećem odeljku. Takođe, koherentne i diferencijalne detekcije su ispitane.

### 1.3.3 Primena matematičkog modela

#### *1.3.3.1 Koherentna detekcija sa savršenom procenom kanala*

U izrazu (1.28) *k*-ti primljeni simbol je definisan kao $y_k = x_k k_k + n_k$. Savršena kanalna procena znači da prijemnik ima tačno saznanje o faktoru slabljenja $h_k$, označenog kao $\hat{h}_k = h_k$. Odgovarajući preneseni simbol $x_{k,i}$ kao konstanta donosi

$$\overline{X}_1 = E\{h_k\} = \rho \cdot e^{j\theta_\rho}$$

$$\begin{aligned}
&\overline{Y}_1 = E\{x_{k,i} h_k + n_k\} = x_{k,i} E\{h_k\} + E\{n_k\} = x_{k,i} \rho \cdot e^{j\theta_\rho} \\
&\Psi_{xx} = \frac{1}{2}\left[ E\left\{\left|\hat{h}_k\right|^2\right\} - \left|\overline{X}_1\right|^2 \right] = \frac{1}{2}\left[P_0 - \rho^2\right]
\end{aligned} \tag{1.41}$$

$$C = \frac{1}{2}\left[ E\left\{\left|x_{k,i} h_k + n_k\right|^2\right\} - \left|\overline{Y}_1\right|^2 \right] = \frac{1}{2}\left[ \left|x_{k,i}\right|^2 \left(P_0 - \rho^2\right) + \sigma_N^2 \right]$$

$$\Psi_{xy} = \frac{1}{2}\left[ E\left\{h_k \left(x_{k,i} + n_k\right)^*\right\} - \overline{X}_1 \overline{Y}_1^* \right] = \frac{1}{2} x_{k,i}^* \left[P_0 - \rho^2\right]$$

gde je $\rho \cdot e^{j\theta_\rho}$ LOS (line-of-sight) komponenta, sa proizvoljnom fazom $\theta_\rho$ i sa amplitudom definisanom kao $\rho^2 = P_0 K/(K+1)$.

#### *1.3.3.2 Diferencijalna detekcija*

Sa diferencijalnom detekcijom, odluka za primljeni simbol $y_k$ se vrši na osnovu susednih simbola $y_{k-1} = x_{k-1}h_{k-1} + n_{k-1}$. Za šeme fazne modulacija, to se može posmatrati kao detekcija bazirana na osnovu kanalne procene $\hat{h}_k = y_{k-1}/x_{k-1} = h_{k-1} + n_{k-1}/x_{k-1} = h_{k-1} + n'_k$ gde je $E\left\{|n'_k|^2\right\} = \sigma^2_{N'}$. Treba znati da je $\sigma^2_{N'} = \sigma^2_N$, ako je veličina $h_{k-1}$ jedina. Parametri $\overline{Y}_1$ i $\Psi_{xx}$, su onda jednaki, kao u (1.41). Dodatni šum $n'_k$, korelacija između $h_k$ i $h_{k-1}$, kao i Doplerov pomak LOS-komponente su izraženi u

$$\begin{aligned}
\overline{X}_1 &= E\left\{\begin{matrix} h_{k-1} \\ n'_k \end{matrix}\right\} = \rho \cdot e^{j\left(\theta_\rho - 2\pi f_\rho T\right)} \\
\Psi_{xx} &= \frac{1}{2}\left[NRP + \sigma^2_{N'} - \rho^2\right] \\
\Psi_{xy} &= \frac{1}{2}x^*_{k,i}\left[E\left\{h_{k-1}h'_k\right\} - \rho^2 e^{j2\pi f_\rho T}\right]
\end{aligned} \tag{1.42}$$

Za rešenje diferencijalne detekcije u frekvencijskom pravcu, neka je $T$=0. Korišćenjem funkcije kanalne korelacije date u odeljku 1.3.1, korelacija $\Psi_{xx}$ između faktora slabljenja i dva susedna simbola postaje

$$\Psi_{xy} = \frac{1}{2}x'_{k,i}\frac{P_0}{K+1}\begin{cases} \dfrac{1}{1 - j2\pi F\tau_{rms}K_1} & \textit{frekvencijski} \\ J_0\left(2\pi f_m T\right) & \textit{vremenski} \end{cases} \tag{1.43}$$

Treba znati da je uticaj kanalne varijabilnosti izražen samo ovoj korelacionoj vrednosti, koja je definisana parametrom proizvoda $\tau_{rms}F$ i $f_mT$ za dva slučaja koja se razmatraju.

Rezultati performansi su dati u odeljku 1.3.3. Oni će pokazati da diferencijalna detekcija u vremenskom pravcu je više robustna nego FD varijanta za OFDM sistem koji se razmatra, to jest, za širokopojasni unutrašnji (indoor) WLAN.

### 1.3.4 Primena za različite šeme modulacije

Dodeljivanje različitih konstelacionih vrednosti promenljivoj $x_{k,n} \neq x_{k,i}$, verovatnoća se može izračunati tako da je pogrešan simbol $x_{k,n}$ otkriven, dok je simbol $x_{k,i}$ bio prenesen. Ovo omogućava, za mnoge modulacija šeme, tačan proračun BER; a za druge, omogućava procenu bliskih aproksimacija [15-17].

U analizi koja sledi pretpostavimo da se svi mogući preneti simboli $x_{k,i} \in \left\{x_{k,m}\right\}$ javljaju sa podjednakom verovatnoćom.

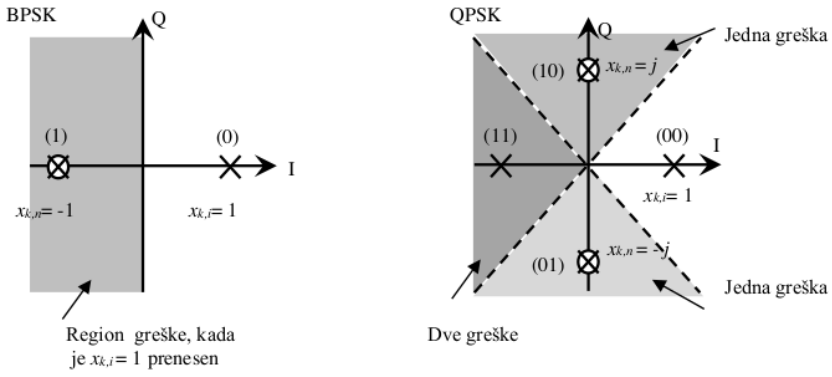
#### *1.3.4.1 BPSK i QPSK*

Tačni rezultati se mogu dobiti za BPSK i QPSK modulaciju. Konstalacije signala za ove tehnike su prikazane na slici 1.9. Za obe šeme je dovoljno uzeti u obzir (bilo koji) emitovani simbol, zbog simetrije. Ovaj simbol će biti +1, preuzet iz skupa $\{x_{k,m}\}=\{1,-1\}$ za BPSK, a iz $\{x_{k,m}\}=\{1,j,-1,-j\}$ za QPSK. Treba znati da je $|x_{k,m}|^2=1$ za oba tipa modulacije.

BPSK se analizira rešenjem parametara $A$ i $C$ za $x_{k,i}=1$ i $x_{k,i}=-1$. Verovatnoća bitske greške je jednaka verovatnoći simbolske greške $P_e$ [vidi (1.37)].

Sivo-kodirana QPSK prenosi dva bita po simbolu na ortogonalnim nosiocima (I i Q-komponenti). Dakle, verovatnoće greške mogu biti analizirani nezavisno, i BER je jednak njihovoj prosečnoj vrednosti. Pogodni parametri za $A$ i $C$ se traže, na primer, tako što ćete dodeliti $x_{k,i}=1$ i $x_{k,j}=\{j,-j\}$ .

Izračunavanje verovatnoće da će $x_{k,n}$ biti detektovan, pod uslovom da je $x_{k,i}$ prenesen, I/Q ravan se deli u dva dela. Greška se javlja kada primljeni simbol pada unutar polovine ravni bliže do $x_{k,n}$ nego do $x_{k,i}$. U suprotnom grška se ne pojavljuje (slika 1.9). Treba znati da u slučaju QPSK, nije neophodno izračunavanje slučaja dve-greške eksplicitno. Slučaj preklapanje jedne greške računa se za svaku posebnu grešku u tom regionu, dakle, slučaj dve greške je automatski uključen. Ovo može izgledati kao prednost jer složenost izračunavanja je smanjena, međutim, kada se rešava modulaciona šema višeg reda, mnoge od onih polu-ravni će se preklapati, i ponekad nije moguće dobiti tačan broj grešaka za sve odluke regiona. To će se videti u sledećem slučaju.




Slika 1.9. Izbor $x_{k,i}$ i $x_{k,n}$ za procenu performansi BPSK i QPSK.

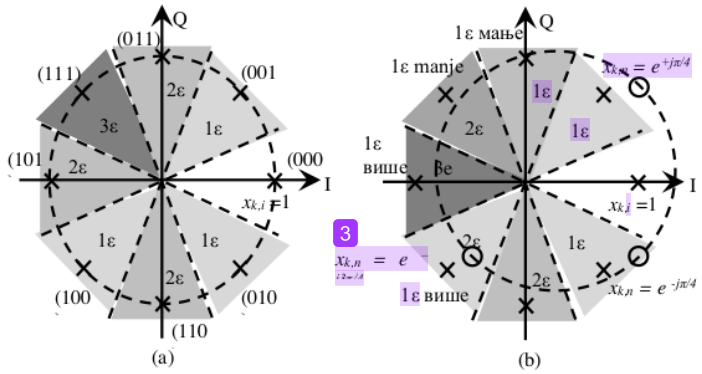
### *1.3.4.2 8-PSK*

Gornja i donja granicu BER-a se može izračunati za 8-PSK. Tačan proračun nije moguć jer osam stanja signala nisu odvojivi u dve ortogonalne dimenzije I/Q-ravni.

Zbog simetrije opet je dovoljno da se razmotri jedan preneseni simbol, $x_{k,i} = 1$. Slika 1.10 ilustruje kako dolazi do grešaka u proceni verovatnoće greške. Konstalacije signala su prikazane na slici 1.10 (a), zajedno sa tačnim brojem grešaka za svaki region odluke. (Greške su označeni ε.) Slika 1.10 (b) pokazuje stvarni broj grešaka za svaki od ovih regiona, kada su tri različita stanja greške procenjena u proseku. Jasno je da se, premalo grešaka uzima u obzir u nekim od regionima odluke, a previše se ramatra u drugim. Dakle, rezultati računanja su aproksimacija. Najverovatnije greške, međutim, tretiraju se odgovarajuće.

### *1.3.4.3 16-QAM*

16-QAM se može proceniti bez greške. To podrazumeva s obzirom da 4 različita prenesena simbola se javljaju sa jednakim verovatnoćama i 24 slučaja grešaka. Neki od njih moraju biti oduzeti u slučaju računanja za preklapanje regiona odluke. Tabela 1.1 prikazuje mogući skup $x_{k,i}$ i $x_{k,n}$ simbola koji će se koristi. Kompleksni signal konstalacija $x_k$ su označeni kao $(P_e\{x_k\}, I_m\{x_k\})$. Greška događaja čija se verovatnoća mora oduzeti u krajnjem rezultatu je označena kao $(P_e\{x_k\}, I_m\{x_k\})^{-1}$. Sve vrednosti moraju biti podeljene sa $\sqrt{10}$ , da bi imali jednu prosečnu snagu. Slika 1.11. ilustruje konstalaciju signala i greške događaja za simbol $x_{k,i} = (-3,3)$, koji prenosi podatke simbola (0000).

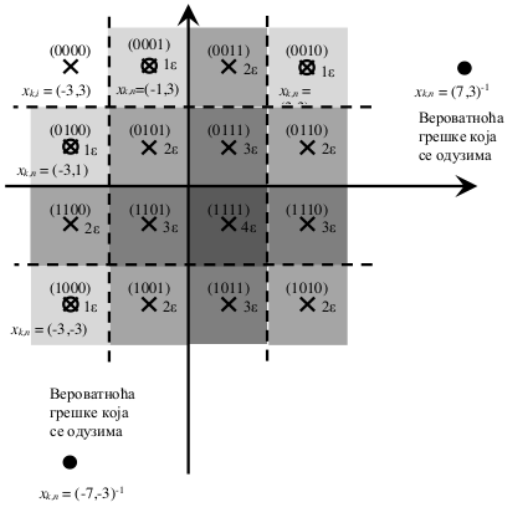



Slika 1.10. Greške regiona za 8-PSK kada je $x_{k,i} = 1$ prenesen: (a) signal konstalacije i tačan broj grešaka za svaki region odluke, i (b) prikazana je aproksimacija izračunavanjem verovatnoće greške iz tri stanja greške $x_{k,n}$. U nekim regionima greške, jedna ekstra greška se razmatra, u drugim regionima, jedna greška je propuštena (označene kao 1 više i 1 manje).

Tabela 1.1 Preneseni simboli i stanja grešaka za procenu 16-QAM modulacije

| Preneseni simboli $x_{k,i}$ | Greške simbola $x_{k,n}$ |
|---|---|
| (-3,3) | (-1,3), (3,3), $(7,3)^{-1}$, (-3,1), (-3,-3),$(-3,-7)^{-1}$ |
| (-1,3) | (-3,3), (1,3), (5,3), (-1,1), (-1,-3), $(-1,-7)^{-1}$ |
| (-3,1) | (-1,1), (3,1), $(7,1)^{-1}$, (-3,3), (-3,-1), (-3,-5) |

| | |
|---|---|
| (-1,1) | (-3,1), (1,1), (5,1),<br>(-1,3), (-1,-1), (-1,-5) |




Slika 1.11. Ilustracija događaja greške u 16-QAM kada je simbol $x_{k,i} = (3,3)$ bio prenesen.

#### *1.3.4.4 16 Star-QAM*

16 Star-QAM može se tretirati kao kombinacija 8-PSK i binarna amplitudna modulacija (AM). Binarna AM se izračunava transformacijom promenljivih $I$ i $Q$ u $r^2 = I^2 + Q^2$, što je rezultovalo sličnim izrazima koji su prethodno definisani. To je opisano u [16, 17].

### 1.3.5 Performanse

Neka zapažanja mogu biti napravljena od matematičkog izraza koji su prethodno izvedeni [vidi (1.41) - (1.43)]:

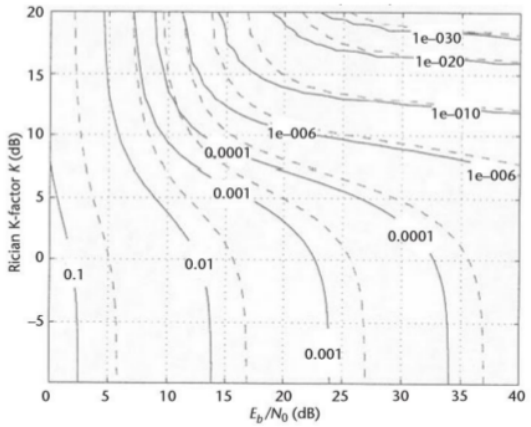
1. Za koherentnu detekciju, statistički parametri, a time i rezultati o učinku, zavise samo od $P_0$, $\rho$ i $\sigma_N^2$. Drugim rečima, performanse zavise od prosečnog SNR $SNR \propto P_0/\sigma_N^2$ i od Rajsovog K-faktora $K = \rho^2/\left(P_0 - \rho^2\right)$

2. Isto važi u granicama $F \to 0$ ili $T \to 0$ (tj., za ravni feding) za diferencijalnu detekciju.

3. Performanse diferencijalne detekcije za F > 0 (ili T > 0) zbog sistematske procene greške u $\hat{h}_k = h_{k-1} + n'_k$ jer $h_{k-1} \neq h_k$. Parametari proizvoda $\tau_{rms}F$ i $f_mT$ definišu degradacije u skladu sa (1.43).

Performanse (za prosečan BER) za (1) i (2) i QPSK modulaciju su prikazani na slici 1.12 kao funkcija prosečnog SNR po bitu (označeno kao $E_b/N_0$ )[2] i kao funkcija od $K$, gde je

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{E\left\{\left|x_{k,m}\right|^2\right\}}{\log_2(M)} \frac{P_0}{\sigma_N^2} \tag{1.44}$$

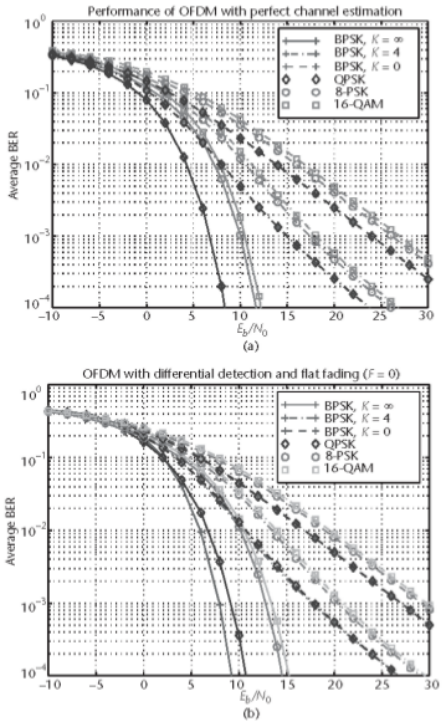



Slika 1.12. Performanse QPSK za koherentno otkrivanje (savršena procena kanala) („——“) i za diferencijalno otkrivanje sa F = 0, odnosno sa savršenom korelacijom između susednih SC-a (ravni feding) („- - -“).

Sa slika se primećuje da SNR potreban za postizanje određene BER performance je dramatično povećan za male $K$-faktore (za Rejlijev kanal). 3-dB mana SNR je evidentna za diferencijalne metode za detekciju zbog toga što su dva procesa šuma sa jednakim varijansama prisutna, šum procene kanala i šum podataka simbola biće detektovani.

Slika 1.13. predstavlja poređenje performansi različitih modulacionih šema. Treba znati da je rezultat za 16-QAM (razlika) teorijski, jer je teško postići diferencijalnu demodulaciju za ovu šemu.

[2] Неколико SNR параметара се користе у овом поглављу: SNR означен као $E_b/N_0$ је просечан CHP по биту података. Он је на тај начин зависан од реда $M$ модулационе шеме. Просечан SNR од SNR симбола, независно од модулационе шеме, је написан као $SNR_{SC}$. SNR од TD OFDM сигнала је писан као SNR. Ова вредност се разликује од претходних, јер нису све FFT тачке коришћене за SC података.



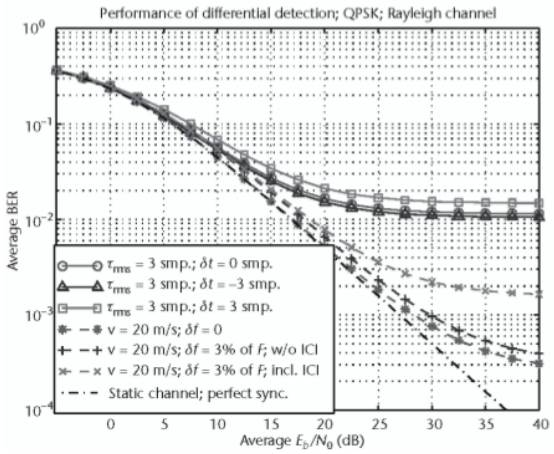

Slika 1.13. Performanse različitih modulacionih šema: (a) koherentna detekcija sa savršenom procenom kanala, i (b) diferencijalna detekcija sa $F = 0$, to jest, savršena korelacija između susednih SC (ravni feding).

Opet se može videti prednost velikog *K*-faktora. Sa koherentnom detekcijom, ekvivalentne performanse se dobijaju za BPSK i QPSK. Ovo nije slučaj za diferencijalnu detekciju sa AWGN ili Rajsov kanal, gde BPSK ima dodatnu prednost od 1 do 2 dB u odnosu na QPSK (videti takođe [1]). Važno je napomenuti da se dvostruka energija simbola koristi za QPSK, jer se dva bita prenose po simbolu. Modulaciona šema višeg reda (8-PSK i 16-QAM) zahtevaju oko 3 do 4 dB jači signal nego QPSK.

Uzimajući u obzir varijabilnost kanala, pojavljuju se nesvodljive greške (videti sliku 1.12). Obe verzije diferencijalnih detekcije su proračunate za Rejlijev kanalni feding, QPSK modulaciju, i za sledeće parametre. Za detekciju u frekvencijskom pravcu, kanalni RDS $\tau_{rms}$ se pretpostavlja da ima tri uzorka, što odgovara maksimalnom kašnjenju širenja od oko 30 uzoraka, pretpostavljajući profil eksponencijalnog opadajućeg kanalnog kašnjenja. Za 128 FFT tačaka, ova vrednost odgovara otprilike jednoj četvrtini FFT vremena, što je takođe otprilike vreme trajanja koje će biti za izabrani GI. To se vidi da nesvodljive greške praga u vezi sa tim realnim parametrima ( $\tau_{rms}F = 3/128$ ) leže oko $10^{-2}$ (kriva"O---O").

Vremenska varijabilnost za diferencijalne detekcije u vremenskom pravcu odgovara mobilnom kretanju od 20 m/s, za noseću frekvencija od 60 GHz, i simbolskoj dužini od 1,3 μs. Prema modelu sistema, ICI je zbog Doplerovog širenja zanemarena.[3]

[3] ICI je zaista zanemarljiva za izabrane parametre sistema koji su predloženi iz poređenja maksimalne Доплерове фреквенције и размака OFDM SC. Ранији, 4 kHz, само 0,4% каснијег, који је 1 MHz. Приближне једначине за SNR деградацију због мобилности могу се наћи, на пример, у [7].




Slika 1.14. Kanalna varijabilnost dovodi do nesvodljivih grešaka praga za različite modulacione šeme. Diferencijalna QPSK se procenjuje preko Rejlijevog kanalnog fedinga.

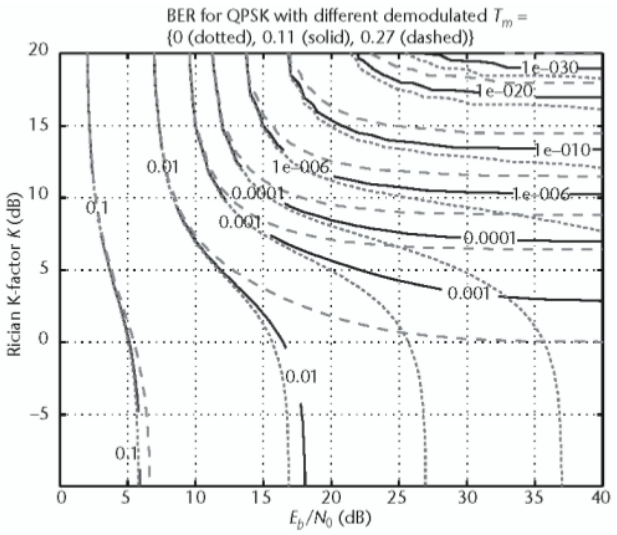
Dok je pretpostavljeno trajanje simbola prilično kratako, za mobilnost se smatra da je red veličine veći od očekivane mobilnosti u zatvorenom prostoru WLAN-sistema. Uprkos tome, spratna greška je mnogo niža za ovaj metod diferencijalne detekcije (kriva "*------*").

Ostali prikazani rezultati analiziraju uticaj grešaka u sinhronizaciji. U FD rezultatima, ICI i ICI su zanemareni, što je tačna dužina ostatka IR kanala unutar GI. Drugim rečima, na performanse utiče samo sistematska fazna rotacija koja je - kako prošireni model sistema pokazuje (odeljak 1.2.4) – nastala zbog greške vremenske sinhronizacije. Takva fazna rotacija znači za diferencijalne tehnike detekcije da se tačke konstalacionog signala porede obično da se približe zajedno, što podrazumeva degradaciju performansi.

Treba znati, međutim, da negativni vremenski ofset jednak kanalnom $\tau_{rms}$, blago poboljšava performanse zato jer kanal takođe izaziva neke sistematske fazne rotacije, što je, u slučaju o kome se raspravlja, nije uzeta u obzir fazna rotaciju zbog tajminga ofseta. Uticaj na performanse je mali, međutim, za ofset je proračunat.

Krive prikazuju performanse za šemu detekcije u vremenskom pravcu, uticaj ICI zbog frekvencijskog ofseta se pokazao kao dobar. ICI je uključena koristeći aproksimacija iz [7]. Vidi se da je uticaj fazne distorzije evidentan u svim vrednostima SNR, dok ICI određuje spratnu grešku pri visokim SNR.

Na slici 1.15, performanse diferencijalne QPSK (u frekvencijskom smeru) su prikazane kao funkcija $E_b/N_0$ i $K$, gde je $\tau_{rms}$ parametar. Od viška maksimalnog kašnjenja kanala, koje ne bi trebalo da prelazi GI, je funkcija $\tau_{rms}$ i $K$, svi ovi parametri su međusobno povezani. Sledeće definicije se uvode da se dobije set opštih rezultata. Trajanje FFT i trajanje GI su povezani fiksnim faktorom, koji je obično u rasponu od 4 do 10. Maksimalni višak kašnjenja kanala može biti napisan kao $\tau_{\max} = 10\tau_{rms}K_1$. Ovo dovodi do normalizacije viška kašnjenja, definisano kao $T_m = \tau_{\max}/T_{FFT} = 10\tau_{rms}K_1F$. Na slici 1.15, performanse diferencijalne QPSK su pokazane za $T_m$ = {0, 0.11, 0.27}. Krive za $T_m = 0$ omogućavaju poređenju sa slikom 1.12. Posebno za ozbiljan kanalni feding (niski $K$-faktori), degradacija performansi je značajna za širenje kašnjenja.




Slika 1.15 Performanse QPSK sa diferencijalnom detekcijom u frekvencijskom pravcu. Maksimalni višak kašnjenja kanala je vezan za vreme FTT, izražen kao $T_m$.

# 2. MPEG-4 Video kompresija

## 2.1 Uvod

Ekspertska grupa za pokretne slike “Moving Picture Experts Group” (MPEG) je osnovana 1988 [43], u okviru Međunarodne organizacije za standardizaciju (ISO) upravna grupa (SG) 29, koja je bila odgovorna za kodovanje pokretnih slika i zvuka. Ekspertska grupa za pokretne slike (MPEG) je započela razvoj MPEG-1 standarda u 1988, koji je objavljen u 1993 i krenula standardizaciju MPEG-2 šeme u 1990 [44]. MPEG-1 standard je uglavnom usmeren na CD-ROM aplikacije posvećene snimanju videa čiji je bitska brzina do 1,5 Mbit/s [44, 45]. Nasuprot tome, MPEG-2 standard je dizajniran za znatno bolji kvalitet, odnosno za audio-vizuelne aplikacije kao što su kućni sistem zabave i sistemi za digitalno emitovanje koji zahtevaju bitsku brzinu za video između 2 i 30 Mbit/s [46, 47].

Proces standardizacije MPEG-4 koji je pokrenut je 1994. god. sa mandatom standardizovanja algoritama za kodovanje audio-vizuelnih multimedijalnih aplikacija, omogućava

interaktivnost i podršku za velike kompresije, kao i univerzalnu dostupnost i prenosivost oba i audio i video sadržaja [48].

MPEG-4 vizuelni standard je razvijen od strane ISO/IEC 14496-2, i njegova prva verzija je realizovana 1998., dodatni alati i profili su dodati u dva amandmana standarda, što je kulminiralo u verziji 2 krajem 2001. Bitske brzine za MPEG-4 video standard kreću se između 5 i 64 Kbit/s u kontekstu mobilnih telefona ili javnih telefonskih mreža (PSTN) baziranih na video aplikacijama, zatim do 4 Mbit/s za digitalni prenos TV aplikacija, pa čak i brzine veće od 100 Mbit/s za TV visoke definicije (HDTV) odnosno studijske aplikacije [49].

MPEG-4 video kodni standard je u stanju da podrži sve funkcionalnosti koje su već podržane u MPEG-1 i MPEG-2 standardu.

MPEG-4 video standard poboljšava popularni MPEG-2 standard kako u pogledu ostvarivanja efikasnosti kompresije, s obzirom na vizuelni kvalitet, tako i u pogledu moguće fleksibilnosti koja olakšava rad u širokom spektru primene. Taj značajni napredak se postiže tako što se koristi više naprednih kompresionih algoritama i širok skup alatki za kodovanje i manipulisanje digitalnim medijima. MPEG-4 Video Standard se sastoji od 'jezgra' video enkoder/dekoder modela koji koristi određeni broj dodatnih alata za kodovanje. Jezgro modela je bazirano na dobro uspostavljenom hibridu Diferencijalne pulsne kodne modulacije/Diskretne kosinusne transformacije (DPCM/DCT) kodnog algoritama i osnovna funkcija jezgra je proširen alat koji podržava poboljšanu efikasnost kompresije i pouzdan prenos.

Osim toga, MPEG-4 omogućava efikasno i na novi način kodovano predstavljanje audio i video podataka koji mogu biti 'bazirani na sadržaju – content-based', što je koncept koji je istaknut u poglavlju 2.3.

Da pojasnimo malo više, MPEG-4 video standard kompresuje video signal uz pomoć kompresije sa setom alata koji podržavaju šifrovanje nekoliko klasa funkcionalnosti. Ukratko, najvažnije karakteristike podržane od MPEG-4 standarda su *visoka efikasnost kompresije (high compression efficiency)*, *interaktivnost bazirana na sadržaju (content-based interactivity)*, kao i *univerzalni pristup (universal access)*, koje su rezimirane na sledeći način [44,50].

- Postizanje ***visoke efikasnosti kompresije*** je osnovna karakteristika MPEG-1 i MPEG-2. Skladištenje i prenos audio-vizuelnih podataka zahteva visoku efikasnost kompresije, u toku reprodukcije visokog kvaliteta video sekvence, otuda je omogućeno aplikacijama kao što su HDTV i Digital Video Disc (DVD) skladištenje.
- ***Interaktivnost bazirana na sadržaju*** predstavlja video kao jedan ''bazni objekat - object basis'', a ranije kao ''bazni frejm - frame basis'', koja je jedna od novih mogućnosti koje nudi MPEG-4. Funkcionalnost koncepta *baziran na sadržaju* razrađena je u poglavlju 2.4.
- ***Univerzalni pristup*** omogućava audiovizuelnim informacijama da se prenose i pristupaju mrežama u različitim okruženjima, kao što su mobilne mreže, kao i sistemi bazirani na prenosu preko žica.

Ovo poglavlje daje osnovni pregled MPEG-4 video standarda. Nakon pregleda standarda, njegovog pristupa i njegovih karakteristika, filozofija objektno-orijentisanog kodovanja razmatraće se u poglavlju 2.3. Ovo dalje prati diskusija o tzv. profilima definisanim za kodovanje proizvoljnog oblika objekata i pravougaonih video frejmova u 2.4.3. Zatim, profili definisani za skalabilno kodovanje video objekata istaknuti su sekciji 2.5. Subjektivne metode merenja kvaliteta video zapisa, kao i eksperimentalni rezultati diskutovani su u sekcijama 2.6 i 2.7.

## 2.2 Pregled MPEG-4

### 2.2.1 MPEG-4 profili

MPEG-4 standard ima za cilj zadovoljenje potreba različitih vizuelnih komunikacionih aplikacija koristeći pristup baziran na alat za kodovanje i dekodovanje vizuelnih informacija [24, 50]. Dalje ćemo opisati neke od ključnih karakteristika za MPEG-4 video standard, koje su superiornije u odnosu na prethodni video kodni standard.

- Osnovni kompresioni alati bazirani su na H.263 standardu Međunarodne unije za telekomunikacije i telekomunikacija standardizaciji sektora (ITU-T), koji su efikasniji od onih za MPEG-1 [51] i MPEG-2 [52] video kompresione šeme. Efikasnija kompresija progresivnih i isprepletanih video sekvenci, kao i opcioni dodatni alati uvedeni su radi daljeg poboljšanja dostižne efikasnosti kompresije.
- Kodovanje video objekata, kojih ima i pravougaonih oblika i objekata nepravilnih oblika. Ovo je novi koncept u kontekstu standarda baziranih na kodovanju video zapisa i omogućava nezavisno kodovanje i prednjeg plana i pozadine objekata u video sceni.
- Podrška za prenos otpornost na greške (error-resilient) preko 'neprijateljske' mreže. Spektar alata otpornosti na greške je uključen u MPEG-4 radi pomoći dekoderu za oporavljanje od grešaka prenosa i za održavanje uspešne video veze na mreži sklonoj greškama. Osim toga, prilagodljive alatke za kodovanje su u stanju da podržavaju fleksibilni prenos u opsegu željenih kodovanih bitskih brzina.
- Kodovanje statične slike u istim frejmovima kao sekvenca videa punog pokreta.
- Kodovanje vizuelnih animiranih objekata, kao što su 2D i 3D kompjuterski generisana poligonalna mreža, animirani objekti, itd.
- Kodovanje za specijalizovane aplikacije, kao što je veoma visok kvalitet studijskog videa. U ovoj aplikaciji održavanje visokog kvaliteta videa je mnogo važnije od postizanja visoke kompresije.

Tabela 2.1 je lista MPEG-4 vizuelnih profila korišćenih za kodovanje video scene. Ovi profili se kreću od tzv. jednostavnog profila (Simple Profile) izvedenog za kodovanje pravougaonih video frejmova, preko profila namenjenih za proizvoljne oblike i kodovanja skalabilnih objekata do profila 'neprirodnih' za kodovanje, studijskog kvaliteta video snimka.

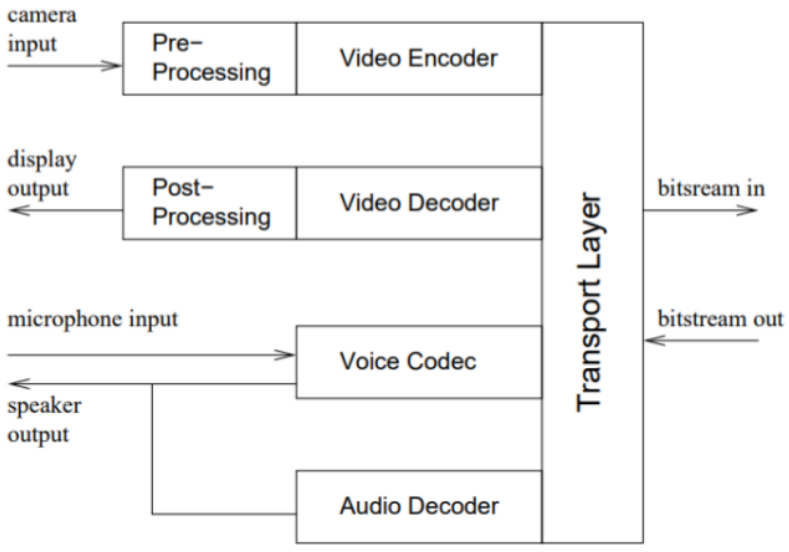
Tabela 2.1: MPEG-4 Vizualni profili za kodovanje prirodnog videa

| **MPEG-4 vizuelni profil** | **Glavne karakteristike** |
|---|---|
| Simple | Niska kompleksnost kodovanja pravougaonih video frejmova |
| Advanced Simple | Kodovanje pravougaonih frejma sa poboljšanom efikasnošću i podrška za isprepletani (interlaced) video |
| Advanced Real-Time Simple | Kodovanje pravougaonih frejma za real-time striming |
| Core | Osnovno kodovanje proizvoljnih oblika video objekata |

| | |
|---|---|
| Main | Feature-rich kodovanje video objekata |
| Advanced Coding Efficiency | Visoko efikasno kodovanje video objekata |
| N-Bit | Kodovanje video objekata sa rezolucijom uzoraka drugačijim od 8 bita |
| Simple Scalable | Skalabilno kodovanje pravougaonih video frejmova |
| Fine Granular Scalability | Poboljšano skalabilno kodovanje pravougaonih video frejmova |
| Core Scalable | Skalabilno kodovanje video objekata |
| Scalable Texture | Skalabilna mirna tekstura sa poboljšanom efikasnošću i objektno bazirane funkcije |
| Advanced Scalable Texture | Skalabilna mirna tekstura sa poboljšanom efikasnošću i objektno bazirane funkcije |
| Advanced Core | Kombinuje osobine Jednostavno, Osnovni i napredni Skalabilni profil tekstura |
| Simple Studio | Objektno bazirano kodovanje visokog kvaliteta video sekvence |
| Core Studio | Objektno bazirano kodovanje visokog kvaliteta video sekvence sa poboljšanom efikasnošću kompresije |

### 2.2.2 Osobine MPEG-4

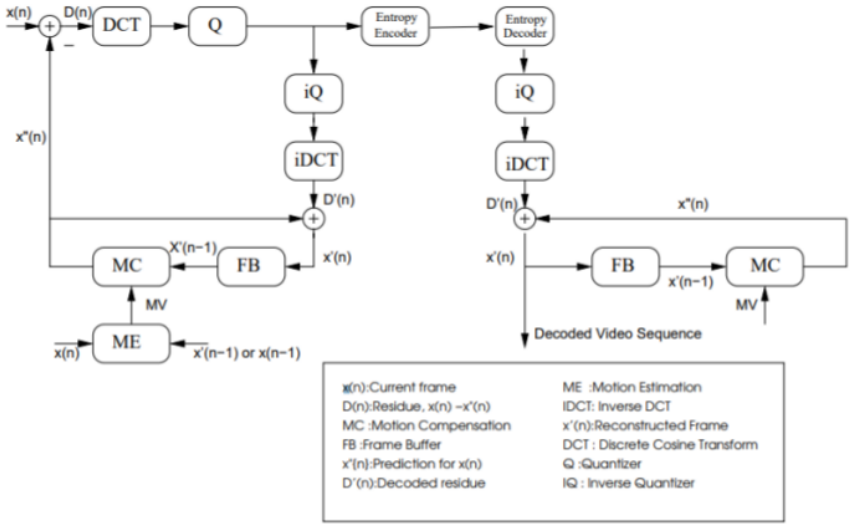
Slično kao MPEG-1 [51] i MPEG-2 [52], MPEG-4 specifikacije pokrivaju i prezentaciju i prenos digitalnog audia i videa. Međutim, ovde ćemo razmatrati samo specifičnosti video kodnog standarda. Blok dijagram osnovne videofonske šeme prikazan je na slici 2.1. Razmotrimo sada neke od povezanih operacija u malo više detalja.




Slika 2.1. Pojednostavljena videofonska šema.

### *2.2.2.1 Predprocesiranje i video kodovanje*

Prema ISO MPEG standardu [53], MPEG-4 video kodek podržava samo YUV 4:2:0[4] Quarter Common Intermediate Format (QCIF) ili Common Intermediate Format (CIF) video reprezentacije u kontekstu kompresije [32]. Ovde, pred-obradni blok koji je prikazan na slici 1.1 obavlja sve potrebne obrade od kamere na ulazu u cilju stvaranja potrebnih 4:2:0 YUV QCIF ili CIF baziranih sekvenci. Da bi se kodovalala YUV video sekvenca u MPEG-4 bitski protok (bitstream), MPEG-4 koder usvaja afirmisane kompenzacija pokreta (Motion Compensation MC) i DCT na bazi strukture prikazane na slici 2.2.




Slika 2.2. Blok dijagram MPEG-4 enkodera i dekodera.

### *2.2.2.2 Transportni sloj (Transport Layer)*

U MPEG-4, transportni tok video zapisa je podeljen u četiri sloja, odnosno Osnovni tok (Elementary Stream) [55], Sinhronizacioni sloj (Synchronization Layer), 'Flexmuxed' [56] tok i 'Transmux' [57] tok. MPEG-4 arhitektura sistema i transportni sloj je opširnije objašnjen u literaturi [55, 58]. Mi ćemo ukratko objasniti karakteristike transportnog sloja na sledeći način.

- Termin ***Osnovni tok (Elementary Stream)*** [55] se odnosi na podatke koji u potpunosti ili delimično sadrži kodovani prikaz jednog audio ili video objekta, informacije opisa scene ili kontrolne informacije.

- ***Sinhronizacioni sloj (Synchronization Layer-SL)*** [59] dodaje identifikaciju izvora informacija, kao što su audio ili video izvori, kao i vremenske oznake.

[4] Шема кодовања боја у којима се осветљај (Y) и тзв. разлика боја сигнала U и V се одвојено заступа. Људско око је мање осетљиво на варијације боја него на варијације интензитета. Дакле, YUV формат омогућава да се (Y) информација осветљаја кодује у пуној резолуцији а информација разлике боја се кодују на нижој резолуцији

- ***Flexmuxed (streams) tokovi*** [56] prenose grupe osnovnih tokova u skladu sa određenim skupom zajedničkih atributa, kao što su zahtevi za kvalitet.

- ***Transmux (streams) tokovi*** [57] su konstituisani tokovi prenosa preko mreže pomoću transportnih protokola, kao što je protokol u realnom vremenu (Real-Time Protocol RTP) [60] koji se koristi za prenos preko Interneta.
-

#### *2.2.2.3. Video dekoder i postprocesiranje*

Slika 2.2 prikazuje pojednostavljeni blok dijagram MPEG-4 video dekodera. Treba obratiti pažnju da je struktura procesa dekodovanja identična onoj kao kod lokalnog dekodera u enkoderu. Kompenzacija pokreta (Motion Compensation - MC) [21] je najvažniji proces, kako u video enkoderu tako i u dekoderu u smislu postizanja visoke kompresije videa. Kompenzacija pokreta (MC) generiše vektore pokreta (Motion Vectors - MVs) na osnovu identifikacije najverovatnijeg položaja u prethodnom video frejmu odakle je trenutni 8x8-piksela video blok poreklom, i kako se preselio duž određene putanje kretanja u uzastopnim video frejmovima. Ovaj MC proces uključuje dodelu određenog područja pretrage u frejmu prethodnog frejma, a zatim pomera trenutni blok preko oblasti za pretraživanje u nastojanju da pronađe položaj najviše korelacije. Kada je ova pozicija identifikovana, Kompenzacija pokreta predviđanja ostatka (Motion Compensated Prediction Residual - MCPR) [21] je formirana oduzimanjem dva bloka jednog od drugog.

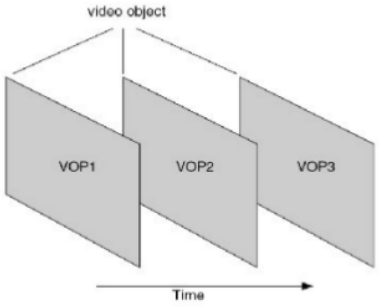
## 2.3 MPEG-4 objektno bazirana orjentacija

Jedna od funkcionalnosti definisanih MPEG-4 standardom je audio-vizuelna objektno bazirana ‘‘object-based’’ obrada, koja formira objektno bazirano predstavljanje audio ili video signala [46]. Video objekat može da se prikaže na primeru gde osoba hoda, a u pozadini je planina. Oboje, i objekat i pozadina mogu biti zamenjeni drugim objektom ili drugom pozadinom i kako se očekuje određene tehnike kodovanja bolje su za određene objekte. Ovo predstavljanje podržava `interaktivnost bazirana na sadržaju`, o kojoj će više reči biti u poglavlju 2.4.

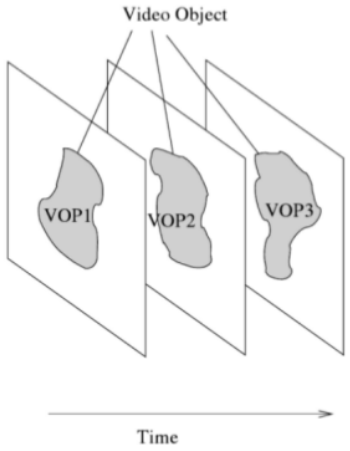



Slika 2.3. Originalna dekodovana video scena

Slika 2.3 prikazuje primer video frejma izdvojenog iz video scene, koja se sastoji od nekoliko objekata, odnosno teksta, antene, mobilnog telefona i pozadine.




Slika 2.4. VOPs i VO (pravougaone).




Slika 2.5: VOPs i VO (proizvoljan oblik).

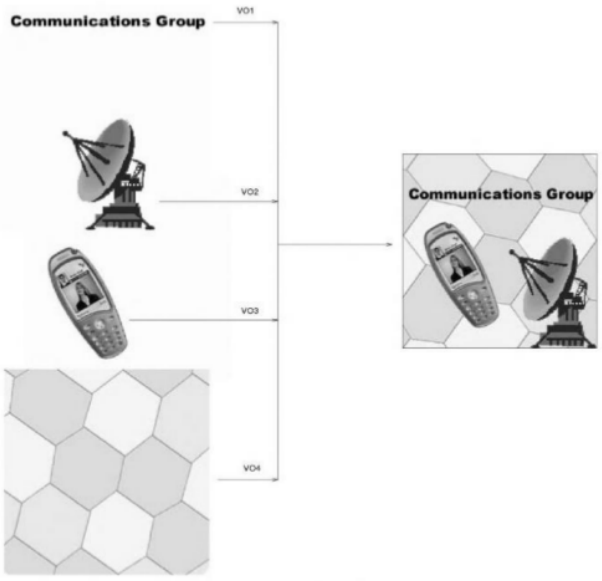
Tabela 2.2: Različiti MPEG-4 Objektno-orijentisani predstavnici različitih video scena

| **Ime** | **Opis** |
|---|---|
| Visual Object Sequence (VS) | Kompletna MPEG-4 scena, koja može da sadrži 2D i 3D prirodne, kao i kompjuterski generisane objekate. |
| Video Object (VO) | 2D Video objekat. U najjednostavnijem slučaju ovo može da bude pravougaoni frejm, ili proizvoljno oblikovan element video frejma koji odgovara objektu ili pozadini scene. |
| Video Object Layer (VOL) | Svaki VO može biti kodovan na skalabilan način, odnosno u različitim protocima, koristeći višeslojnu zastupljenost koju čine tzv. osnovni sloj i unapređen (poboljšan) sloj. Alternativno, on može biti kodovan u ne-skalabilnoj (tj. fiksna bitska brzina) formi koristeći osnovni sloj, ali ne i poboljšani sloj, zavisno od primene. Ovi slojevi se nazivaju VOL. VOL omogućava skalabilno kodovanje, gde video objekat može biti kodovan korišćenjem prostorne i / ili vremenske skalabilnosti. |
| Video Object Plane (VOP) | VOP je u vremenskom domenu uzorak video objekta. VOP može biti nezavisno kodovan jedan od drugog, odnosno koriste se unutar-frejma (intra-frame) kodovanje ili među-frejmovima (inter-frame), kao i dvosmerne tehnike kodovanja koristeći MC. |

Opet, u MPEG-4 baziranom kodovanju [53] ovi objekti su navedeni kao video objekti (VO). Sintaksa ove prezentacije može biti napisan kao VO1 (tekst), VO2 (antena), VO3 (mobilni telefon) i VO4 (pozadina).

MPEG-4 video scena može se sastojati od jednog ili više VO. VO je oblast video scene koja može da zauzme proizvoljno oblikovan region i može biti prisutna za proizvoljne dužine vremena. Instanca (nadležnost) VO u određenom trenutku je ravan video objekta (Video Object Plane - VOP). Ova definicija obuhvata tradicionalni pristup kodovanja kompletnog frejma, u kojoj svaki VOP je jedan frejm (frejm) videa i niz kadrova oblika VO. Na primer, slika 2.4 pokazuje da se VO sastoji od tri pravougaona VOP, međutim u MPEG-4 video standardu, uvođenje koncepta proizvoljnih oblika VO omogućava više fleksibilnosti. Slika 2.5 prikazuje VO koji se sastoji od tri VOP nepravilnog oblika, svaki je prisutan u frejmu i svaki se koduje zasebno, što je dovelo do koncepta objektno baziranog kodovanja, o čemu će biti više reči u poglavlju 2.3. VO mogu biti u binarnom obliku kao što su VO1, VO2, VO3 na slici 2.6 ili u pravougaonim oblicima, kao što je VO4 na slici 2.6, što je jednako dimenziji veličine celog video frejma. Na primer, ako se koristi QCIF video format, dimenzija će biti 176 x 144 piksela.

U Tabeli 2.2 imamo sažete neke od važnih nomenklatura, koje se često koriste kada se odnose na MPEG-4 sintakse. Razmotrimo sada interaktivnost baziranu na sadržaju *(content-based nteractivity)*, u kontekstu MPEG-4 kodovanja u više detalja.




Slika 2.6: Funkcionalnost objektno-orijentisane kodovanja u MPEG-4.

## 2.4 MPEG-4 interaktivnost bazirana na sadržaju

"Interaktivnost bazirana na sadržaju" pokušava da koduje sliku scene na način koji će omogućiti odvojeno dekodovanje i rekonstrukciju različitih objekata, kao i olakšavanje manipulacija originalne scene uz pomoć jednostavnih operacija sprovedenih u obliku koje su predstavljene svojim bitskim tokom (bitstream) [46, 61]. Kao što je pomenuto u tabeli 2.2, MPEG-4 video kodni standard obezbeđuje objektno-slojevit "object-layered" bitski tok koji se u daljem tekstu naziva Video Object Layer (VOL) [46], radi podržavanja ove funkcije. Dakle, kod kodovanja bitski tok (bitstream) će biti objektno-slojeviti i oblikovani, stepen transparentnosti

svakog objekta, kao i prostorne koordinate i dodatni parametri koji opisuju objektno skaliranje, rotacija, itd. su opisani u bitskom toku svakog posebno. Dobijeni bitski tok uključujući i sve informacije bita se dekoduje i rekonstruiše tako što prikazuje objekte u originalnoj veličini i na originalnoj lokaciji, kao što se vidi na slici 2.7. Alternativno, moguća je manipulacija sekvenca slike po želji korisnika, omogućavajući skaliranje promena i druge transformacije objekata, kao što se vidi na slici 2.8.

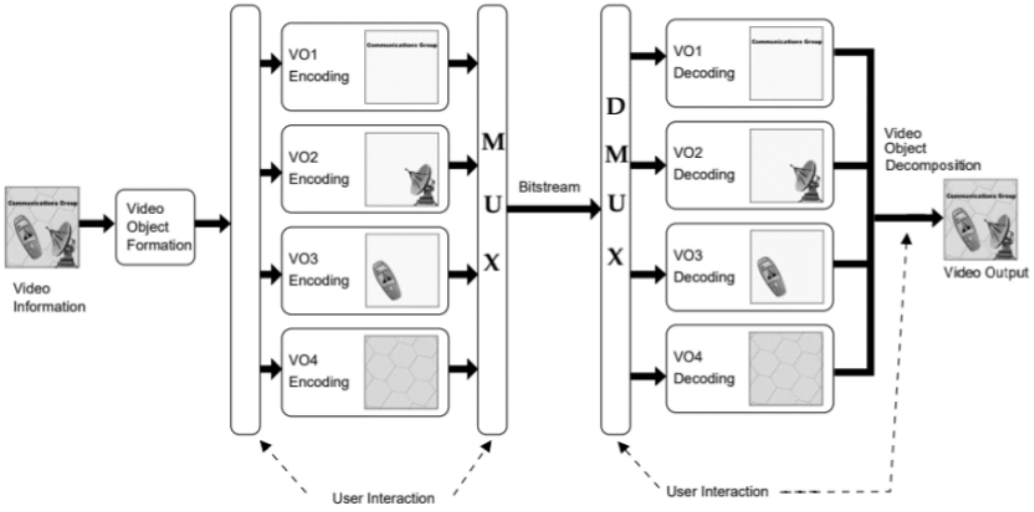



Slika 2.7: Originalna dekodovana video scena.




Slika 2.8: Dekodovana video scena u skladu sa željama korisnika. Na sadržaju baziran pristup usvojen od strane MPEG-4 video kodnog standard omogućava fleksibilno dekodovanje, predstavljanje i manipulaciju VO u sceni, gde na primer, za različite rezolucije dekodovanje videa je olakšano.

Kao što je ilustrovano na slici 2.8, VO mobilni telefon nije dekodovan, zemaljska satelitska stanica je dekodovana i prikazana koristeći skaliranje ili rotaciju. Pored toga, novi objekat mobilni video-telefon definisan od korisnik je uključen, što nije pripadalo originalnoj sceni. Sekvenca od bitskog niza je organizovana u “object-layered” obliku, manipulacija objekta se vrši na nivou bitskog toka dodavanjem ili brisanjem odgovarajućeg objekta bitskog toka [62, 63].

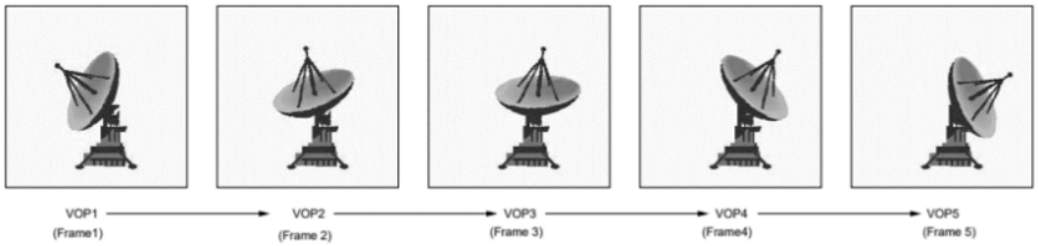



Slika 2.9: na sadržaju baziran pristup usvojen od strane MPEG-4 standarda omogućava fleksibilno dekodovanje, predstavljanje i manipulaciju VO u sceni.

### 2.4.1. VOP - bazirano kodovanje

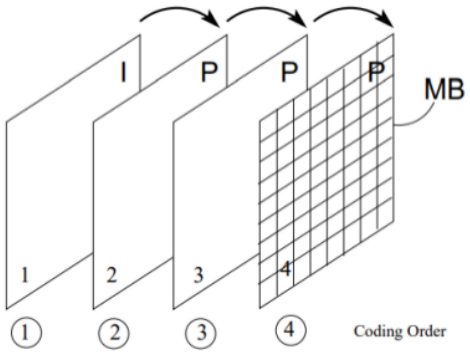
Pre nego što se počne sa kodovanje objekta, on mora da se uzorkuje. Većina objekata su semplovani u pravilnim vremenskim intervalima odgovarajućim frejm-skeniranim (frame-scanning) brzinama, a svaki uzorak odgovara prostornom predstavljanju objekta u trenutku u vremenu a to je poznato kao VOP. Otuda svaki objekat u sceni predstavlja niz VOP. U više poznatom smislu, kamera "gleda" scenu i snima informacije semplujući scenu (bilo konzerviranjem ili okidanjem i skeniranjem). Kamera daje na svom izlazu niz frejma (frejmova) ili u MPEG-4 terminologiji, teksturni deo niza VOP. VOP sadrži podatke o teksturi i informaciju pravougaonog oblika ili podatke više složenih oblika u vezi sa objektom. VOP, kao i frejmovi u prethodnim verzijama kodeka MPEG porodice [29, 30], može biti kodovan pomoću intra-frame kodovanja ili korišćenjem MC.

MPEG-4 standard uvodi koncept VOP (Video Object Planes) za podršku funkcionalnosti interakcije bazirane na sadržaju [44]. Udruženi koncept je ilustrovan na slici 1.9. Sadržaj svakog ulaznog video frejma je podeljen na nekoliko regiona proizvoljnih oblika slike, odnosno u VO, a svaki VO je uzorkovan u vremenskom domenu izdvajanjem odgovarajućih oblasti uzastopnih video frejmova. Svaki uzorak VO u vremenskom domenu odgovara svojoj slici u uzastopnim video frejmovima predstavljenim u VOP. Oblik i lokacija svakog VO može da varira od kadra do kadra, što može da se vidi na primeru prikazanom na slici 2.10. Više eksplicitno, slika 2.10 pokazuje pet uzastopnih frejma određenog VO, odnosno da od parabolične antene, koja se okreće sa leva na desno u toku vremenskog intervala odredi pet uzastopnih frejma koji se proteže u intervalu Frame 1 do Frame 5. Dakle, u ovom slučaju VO predstavlja paraboličnu antenu, dok sukcesivno prikazani VO frejmovi predstavljaju VOP.




Slika 2.10: Kodovanje sekvence pomoću MPEG-4 VOP omogućava korišćenje na sadržaju bazirane funkcionalnosti, gde VOP sadrži pet uzastopnih uzoraka u vremenskom domenu dobijenih iz pet utastopnih VO frejma koji predstavljaju video scenu.

Za razliku od MPEG-1 [51] i MPEG-2 [52] standarda, VOP korišćen u MPEG-4 ne smatra se više na taj način kao pravougaoni region. Opet, VOP izdvojen iz video scena sadrži parametre kretanja, informacije o obliku i teksturu podataka. Oni se kodujuju korišćenjem aranžmana sličnim šemi kodovanja makrobloka koja podseća na odgovarajuće šeme koje koriste MPEG-1 i MPEG-2 standardi, kao i ITU H.263 kodni standard [31].

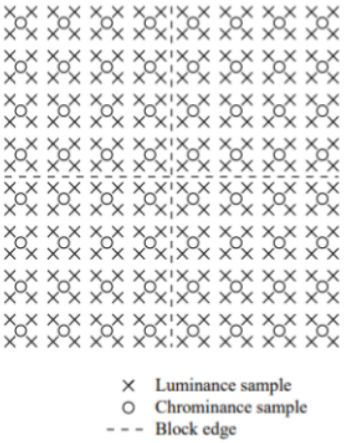



Slika 2.11: I-frejmovi (I-VOP) i P-frejm (P-VOP) u video sekvenci. P-frejmovi su šifrovani pomoću kompenzacije pokreta MC predviđenih na osnovu najbližeg prethodnog VOP.

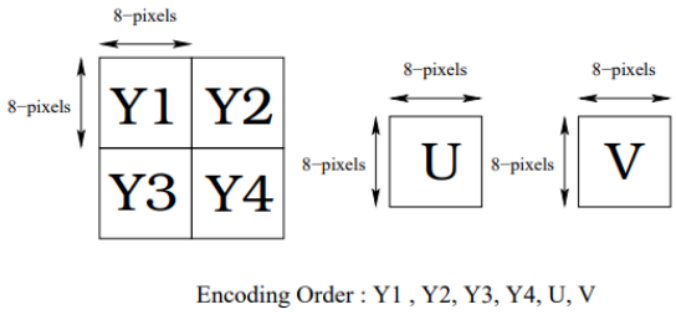
### 2.4.2 Kodovanje pokreta i teksture

Kao što je pomenuto ranije, algoritam MPEG-4 video kodovanja ima sličnu strukturu onoj već afirmisanih MPEG-1/2 i H.263 kodnih algoritama. Šefer i Sikora [44] utvrdili su da MPEG-4 kodni algoritam koduje prvo VOP u intra-frejm VOP modu kodovanja (I-VOP), dok svaki naredni frejm se koduje pomoću inter-frejm kodovanja ili predviđenog VOP (P-VOP), i koristi samo podatke koji se akumuliraju iz prethodnog kodovanog VOP frejma koji se koristi za predviđanje. Kao što se vidi sa slike 2.11. u ovom konkretnom slučaju VO se tretira u pravougaonom obliku. Prvi frejm se koduje kao I-VOP frejm, dok drugi frejm (koji je prvi P-VOP frejm) je kodovan pomoću prethodnog I-VOP frejma kao referenca za vremensko kodovanje. Svaki naredni P-VOP frejm koristi prethodni P-VOP frejm kao referencu. Razmotrimo sada kako se kodovanje pokreta i teksture vrši u MPEG-4 [44]. Kodovanje i pokreta i teksture VOP niza je blok-bazirano (block-based). Blok u kodovanju videa je tipično definisan kao pravougaoni niz od 8x8 piksela [48].

Hrominentna komponenta video signala obično je uzorkovana na prostornu frekvenciju, koja je za faktor dva niža od prostorne frekvencije uzorkovanja osvetljaja (Y), svaka hrominantni blok (C) nosi informaciju o razlici boja vezanih za četiri bloka osvetljaja (Y). Skup ovih šest blokova 8x8 piksela (4Y i 2C) se naziva makroblok (MB), kao što je prikazano na slikama 2.12 i 2.13. MB se tretira kao jedna kodovana jedinica tokom procesa kodovanja [64]. Pored toga, MPEG-4 šema koristi Y, U, V kodovanje i 4:2:0 strukturu informacija o boji [54]. To znači da se osvetljaj koduje za svaki piksel, ali informacija o razlici boja se filtriraju i smanjuju do polovine rezolucije osvetljaja, kako horizontalno tako i vertikalno. Ako npr. područje slike predstavlja blok od 16x16 piksela osvetljaja, onda zahteva samo 8x8 piksela za U i 8x8 piksela za V. Pošto standard koristi blokove 8x8 piksela za DCT [53], MB se sastoji od četiri bloka uzoraka osvetljaja (Y), kao i od po jednog bloka U i V uzoraka. Slika 2.13 prikazuje redosled kodoiranja MB za četiri luminentna (Y) i dva hrominentna (U, V) bloka, dok slika 2.12 prikazuje prostorni odnos između osvetljaja i uzoraka razlike boja u YUV formatu.




Slika 2.12: Pozicioniranje uzoraka osvetljaja i hrominanse u MB koji sadrži četiri bloka 8x8 piksela osvetljaja imaju ukupnu površinu od 16x16 piksela u video frejmu. Obe razlike boja razdvojenih uzoraka signala hrominanse obrađeni su u polovini prostorne rezolucije.

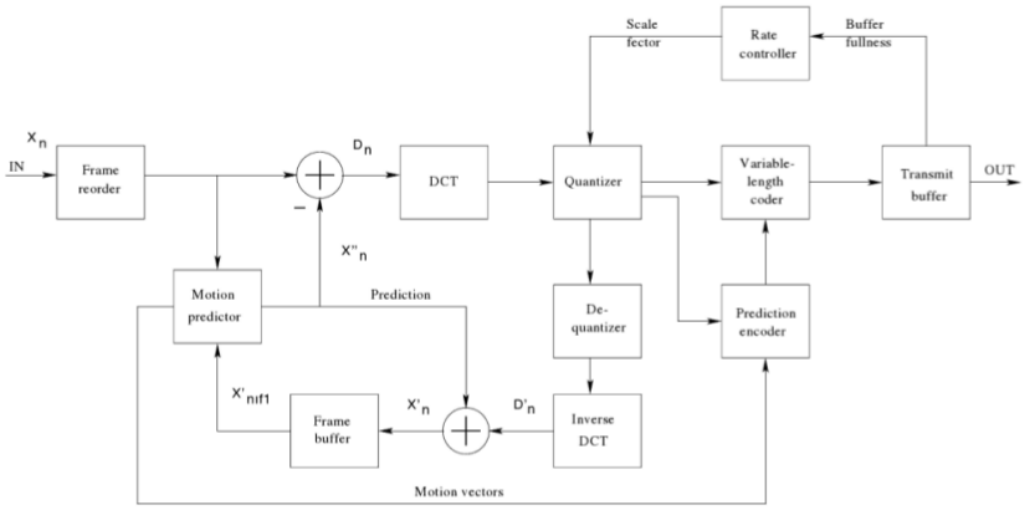



Slika 2.13: Redosled kodovanaj blokova u MB.

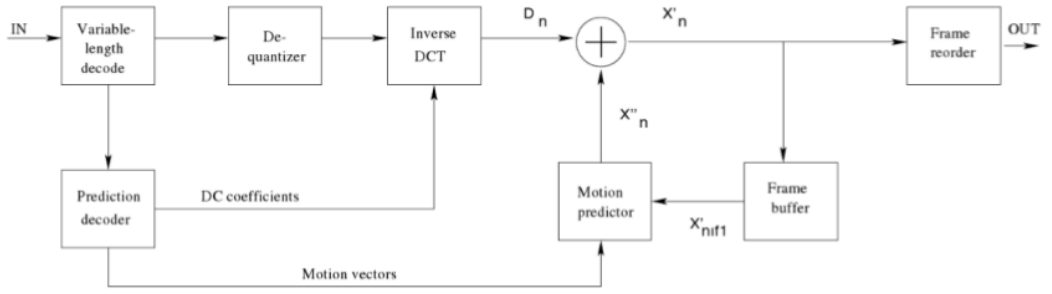
Blok dijagram idealizovanog video kodera i dekodera prikazan je na slici 2.2 u poglavlju 2.2. U ovom odeljku razmatramo svaki pojedinačni blok MPEG-4 video kodeka detaljnije. MPEG-4 video koder i dekoder su prikazani na slikama 2.14 i 2.15, respektivno. Prvi frejm u video

sekvenci se koduje u intra-frame kodnom modu (I-VOP), bez pozivanja na bilo koje prethodne ili naredne frejmove. Kao što se vidi na slici 2.2, DCT se u koderu primenjuje na svaki od 8x8 piksela blok osvetljaja i hrominanse. Zatim svaki od 64 DCT koeficijenata je kvantovan (Q) u bloku. Nakon kvantizacije, najniži frekvencijski DCT koeficijent, odnosno DC koeficijent, različito se tretira od preostalih koeficijenata, koji se takođe često nazivaju "Alternating current" (AC) koeficijenti. DC koeficijent odgovara srednjoj vrednosti intenziteta osvetljaja bloka koji se posmatra i koduje se pomoću diferencijalne komponente DC metode kodovanje, koristeći DC vrednost prethodnog frejma kao referencu, kada predviđa i koduje trenutni frejm. "Non-zero" kvantovane vrednosti preostalih DCT koeficijenata i njihove lokacije su "cik-cak" skenirane i "run-lenght" ili entropijski kodovane pomoću Variable-lenght coding (VLC) tabele slično kao tehnike prikazane u MPEG-1 [29], MPEG-2 [30], i H.263 [27] kodecima. Više DCT algoritma je razmotreno u poglavlju 2.4.3.

Kada se razmatra P-VOP kodovanje, prethodni I ili P-VOP frejm, odnosno frejm *n-1*, se čuva u rekonstruisanom Frame Buffer (FB) u oba i koderu i dekoderu kao referentni frejm. MC (Motion Compensation) je izvodi na osnovu MB. Dakle, samo jedan MV (motion vector) je procenjen za frejm VOP-*n* za određeni MB da bude kodovan. Ovi vektori pokreta su kodovani i preneseni do prijemnika. Predviđanje greške kompenzacije pokreta ili ostatak bloka *D(n)*, (slika 2.14), se izračunava oduzimanjem svakog piksela u MB iz svog (motion-shifted) pokret-pomerenog para u prethodnom VOP frejmu, odnosno u VOP-*(n-1)*. Tada 8x8 dimenzionalni DCT se primenjuje na svaki od 8x8 blokova koji se nalazi u MB, prvo se kvantizuju DCT koeficijenati, a zatim "run-length" kodovanje (RLC) i entropijsko kodovanje, koje predstavljaju VLC-tehnike.




Slika 2.14: Blok diagram MPEG-4 kodera.



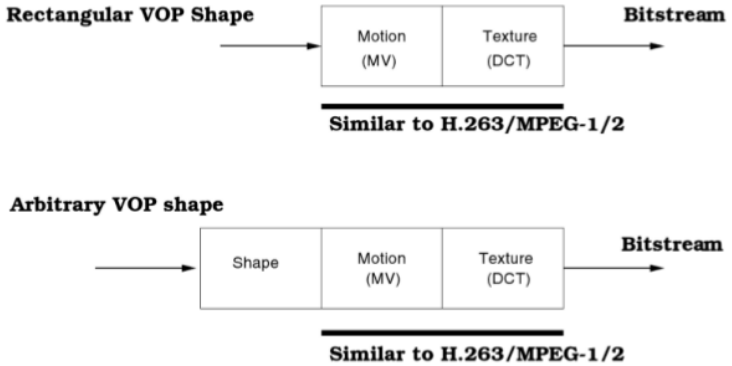

Slika 2.15: Blok diagram MPEG-4 dekodera.

Dekoder na slici 2.15 koristi "inverznu" rutinu kodera za reprodukciju MB od N-tog VOP frejma u prijemniku. Nakon dekodovanja reči promenljive dužine (variable-length) koje se nalaze u baferu video dekodera, vrednosti piksela predikcije greške pokreta ili ostataka bloka *D(n)* su rekonstruisane uz pomoć inverznog kvantizera (iQ) i inverznog DCT bloka na slici 2.15.

Pokret-kompenzovani (motion-compensated) pikseli prethodnog VO frejma, odnosno onih VOP-*(n-1)*, sadržani su u VO frejm baferu dekodera, koji se dodaju na grešku predikcije pokreta D*(n)*, nakon što su adekvatno pozicionirani prema MV, kao što se vidi na slici 2.15, u redosledu za oporavak određenog MV u VOP-*n*.

### 2.4.3 Kodovanje oblika

VO mogu biti pravougaonog oblika ili proizvoljnog oblika. Za pravougaoni VOP, proces kodovanja je sličan onom koji koriste MPEG-1 i MPEG-2 standard. Međutim, ako je VO proizvoljnog oblika, za sledeći korak kodovanja neophodno je prethodno kodovanje pokreta i teksture, kao što je prikazano na slici 2.16 [65]. Konkretno, u MPEG-4 vizuelnom standardu dve vrste oblika informacija smatraju se sastavnim karakteristikama VO, binarna i siva-skala (grey scale) informacije oblika [66].




Slika 2.16. MPEG-4 strukture kodovanja oblika.

#### *2.4.3.1 Kodovanje VOP oblika*

U MPEG-4 video kompresionom algoritmu, oblik svakog VOP je kodovan zajedno sa svojim drugim parametrima, kao što su njegova tekstura i vektori pokreta. Binarne Alfa ravni definišu koji pikseli unutar granica polja pripadaju VO u datom vremenskom trenutku [67]. VOP oblik informacije, ili u ovom slučaju binarna Alfa ravan je najčešće predstavljena matricom koja je iste veličine kao VOP, gde svaki elemenat matrice može da preuzme jednu od dve moguće vrednosti, odnosno 255 ili 0, u zavisnosti od toga da li je piksel unutar ili van video objekta [66]. Ako odgovarajući piksel pripada objekatu, onda je element postavljena na 255, u suprotnom je postavljen na 0. Ova matrica se označava kao binarna maska *(binary mask)* ili kao bitmapa *(bitmap)*. Slika 2.17 prikazuje binarnu alfa ravan "Mis Amerike" i "Akiyo" u VOP.




Slika 2.17. MPEG-4 binarne ravni "Mis Amerike" i "Akiyo" frejmova.

Pre kodovanja, binarna alfa ravan je podeljena u binarne Alfa blokove (Binary Alpha Blocks - BAB) veličine 16x16 piksela. Svaki BAB se posebno koduje. Nije iznenađujuće da BAB sadrži identične vrednosti, koje su ili sve 0, u kom slučaju se BAB naziva transparentni blok, ili sve 255, kada se za BAB kaže da je neprovidan blok. Glavni MPEG-4, alati koji se koriste za kodovanje BAB su Context-based Arithmetic Encoding (CAE) algoritam i MC šema[5] [66]. Inter-ram CAE (InterCAE) i Intra-ram CAE (IntraCAE) su dve varijante CAE algoritma koji se koristi u kombinaciji sa P ili I-VOP, respektivno. InterCAE scenario podrazumeva vektore pokreta MV, koji su bazirani na pronalaženju i kodovanju najbolje podudaranih pozicija prethodnog VOP frejma, dok se IntraCAE koristi bez MC i uzima se kao IntraCAE. BAB tekućeg VOP može biti kodovan u jednom od sedam mogućih modela koji slede [68]:

1. Ako je ceo BAB označen kao transparentan, nije neophodno kodovanje oblika i samim tim tekstura informacija nije kodovana za ovaj BAB.
2. Ako je ceo BAB označen kao neprovidan, nije neophodno kodovanje oblika, ali informacija teksture je kodovana za VOP.
3. BAB se koduje korišćenjem IntraCAE bez ikakve veze sa prethodnim frejmom i kompenzacijom pokreta.

[5] Било која видео секвенце се може посматрати као мрежа узастопних фото снимака сцене. Дакле, узастопни снимаци су у корелацији. **То је у овом облику предвидљивост или редунданса те је предвиђање покрета механизам експлоатације**. У основном облику, можемо једноставно користити претходни оквир за предвиђање тренутног оквира.

4. Blok se ne ažurira u odnosu na isti blok od prethodnog frejma, ako imamo nulu razlike vektora pokreta (Motion Vector Difference - MVD) za blok u vezi između prethodnog i tekućeg frejma.
5. Čak i ako je MVD nula, sadržaj bloka može biti ažuriran. U ovom slučaju, InterCAE se koristi za kodovanje bloka za ažuriranje.
6. MVD je različita od nule i ažuriranje nije neophodno, tako da se ni tekstura ni oblik bloka ne koduje.
7. MVD je različita od nule i blok treba da bude ažuriran. U ovom slučaju, InterCAE se koristi za kodovanje i tekstura i oblika bloka.

Modeli 1 i 2 ne zahtevaju kodovanje oblika. Za model 3, oblik je kodovan pomoću IntraCAE. Za modele 4-7, koriste se procena pokreta i MC. MVD je razlika između oblika MV (motion vector) i njegove predviđene vrednosti (MVP). Ova predviđena vrednost je procenjena od susednih oblika MV ili iz ko-lociranih tekstura MV. Kada model pokazuje da ažuriranje nije potrebno, onda se MV jednostavno koristi za kopiranje odgovarajućih raseljenih blokova 16x16-piksela od referentnog BAB na trenutni BAB. Ako, međutim, mod ukazuje da je ažuriranje (ispravka) potrebno, onda se ažuriranje (ipravka) koduje korišćenjem InterCAE.

#### *2.4.3.2 Kodovanje oblika u sivim nijansama*

Umesto da su samo 0 i 255 moguće vrednosti za kodovanje matrice oblika, kodovanja oblika može preuzeti opseg vrednosti u rasponu od 0 do 255, što predstavlja stepen transparentnosti za svaki piksel, gde 0 odgovara transparentnom pikselu, a 255 predstavlja neprovidan piksel. Što se tiče vrednosti između 0 i 255, što je manja vrednost piksel je transparentniji. Slično tome, čto je veća vrednost, piksela je neprovidniji [67]. Ovaj scenario se naziva (grey-scale) kodovanje oblika u sivim nijansama, pre nego binarno kodovanje oblika. Ove vrednosti mogu da se skladište u obliku matrice za predstavljanje oblika VOP. Grey-scale oblik informacije se koduju korišćenjem blok-bazirane DCT kao konvencionalni pristup koji se koristi za kodovanje teksture.

### 2.5 Skalabilnost video objekata

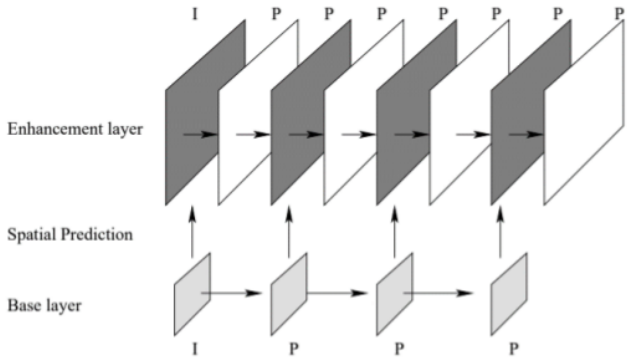
U pogledu skalabilnosti teksta, slika i videa da bi se kodovali, MPEG-4 standard pruža procedure za podršku baziranu na složenosti (complexity-based), prostorna, vremenska i kvalitetna skalabilnost [68], koje se najčešće koriste u govoru, ukazuju da se MPEG-4 kodek može konfigurisati u mnoštvo različitih načina kodovanja zbog izvanrednih kompromisa različitih “trade-offs” u smislu ostvarivanja složenosti implementacije, prostorne i vremenske rezolucije, video kvaliteta, i sl. Preciznije, “trade-offs” se može sumirati kako sledi.

- Bazirana na složenosti (complexity-based) skalabilnost kodera i dekodera omogućava kodovanje slike ili videa na različitim nivoima složenosti algoritama, gde kompleksnost utiče na kvalitet rekonstruisanog objekta.
- Prostorna skalabilnost omogućava bitstream-u da se dekoduje u podskupove, tako da će prostorna rezolucija objekta biti dodatno poboljšana nakon dekodovanja svakog sledećeg podskupa. Najviše tri specifična nivoa skalabilnosti su podržana za video objekat i 11 različitih nivoa za fotografije, kao i za tekst.

- Filozofija vremenske skalabilnost je slična onoj prostorne skalabilnosti, osim što je video prikazan na smanjenoj vremenskoj rezoluciji, umesto da smanjuje prostornu rezoluciju, na primer, na nižim brzinama frejma (frame-rate).
- Kvalitet-motivisana (Quality-motivated) skalabilnost podrazumeva da bitstrim može biti podeljen u nekoliko slojeva, koji odgovaraju različitim protocima (bitrate). Kada se slojevi dekoduju, kvalitet se određuje na osnovu broja slojeva koji su korišćeni.

Važna razmatranja za šeme video kodovanja koje će se koristiti u budućim bežičnim mrežama su: ostvarljiva efikasnost kompresije, dostižna robusnost protiv gubitka paketa, sposobnost da se prilagode različitim širinama opsega (bandwidth), različite količine memorije i računarske snage za različite mobilne klijente, itd.

Primer u vezi sa dva sloja skalabilnog kodovanja je prikazan na slici 2.18. Proširen sloj je kodovan sa motion-compensated hibridnim kodekom, gde je DCT zamenjena rešetkastim vektorom kvantizacije od kompenzacije pokreta rasutih grešaka (Motion Compensated Error Residual - MCER).




Slika 2.18. Primer moguće konfiguracije prostorno-vremenske rezolucije piramide skalabilnog video kodeka. Jedan osnovni sloj koji se oslanja na intra-frame i tri interpolirana inter-kodovana frejma su prikazana, dopunjena sa proširenim slojem imaju dva puta prostornu i vremensku rezoluciju. Horizontalne i vertikalne strelice označavaju vremenska i prostorna predviđanja, respektivno.

Ovakav pristup dovodi do toga da je efikasnost kodovanja postignuta šemom slojevitog kodovanja, koja se može uporediti sa onom od jednoslojnih (single-layer) kodeka [48]. Sposobnosti da se dekoduje poboljšani sloj zavisi od prijema osnovnog sloja i nižih poboljšanih slojeva, očekuje se da efikasan prenos programa obezbedi da se ovi slojevi prenose tako da se gubitak paketa održi što manjim ako je moguće čak i za visoke ukupne stope gubitka paketa. Pored sposobnosti da se prilagodi različitim klijentima, takođe može da obezbedi dovoljno elegantnu degradaciju kvaliteta video zapisa u slučaju gubitka paketa u ovom scenariju.

Kao što je pomenuto ranije, MPEG-4 nudi i prostorne i vremenske skalabilnosti na nivou objekta [24, 68]. U oba scenarija ove tehnike se koriste radi stvaranja baznog sloja *(base layer)*, koji predstavlja najniži kvalitet koji je podržan od strane bitstrim-a, i jedan ili više poboljšanih slojeva *(enhancement layers)*. Ovi slojevi mogu biti napravljeni u jednom koraku kodovanja. Skaliranje može da se realizuje na dva različita načina. Kada postoje poznata ograničenja propusnog opsega, različiti protoci (different-rate) verzija bitstrim-a koje mogu da se koriste uključuju samo osnovni sloj, odnosno osnovni sloj plus poboljšani slojevi manjeg reda. Alternativno, svi slojevi mogu biti preneti i odluka skaliranja može biti ostavljena za "otvoren rez" (discission) dekodera. Ako uređaj za prikazivanje na strani prijemnika ima nisku rezoluciju, ili ako su na raspolaganju računski resursi koji su nedovoljni, poboljšani slojevi mogu biti ignorisani.

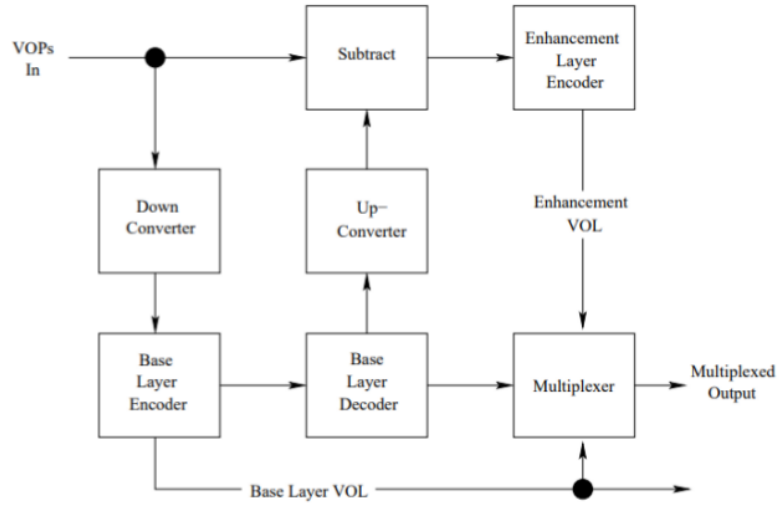
Slika 2.19 prikazuje koncept kako koder eksploatiše prostornu skalabilnost, u ovom slučaju samo na dva nivoa. Ulaz VOP je konvertovan na dole (down-converted) u manju rezoluciju, što je rezultiralo u osnovnom sloju. Ovaj sloj je kodovan, a zatim dekoder rekonstruiše bazni sloj VOP, jer će se pojaviti na ekranu dekodera. Taj VOP se onda konvertuje na gore (up-converted) u istu rezoluciju kao i ulaz, i operacija oduzimanja stvara razliku u odnosu na originalnu sliku. Oni su posebno kodovani u poboljšanom sloju kodera (enhancement-layer). Imajte na umu da svaki tok kodovanih VOP formira VOL. Bazni sloj VOL koristi i intra i inter-frame kodovanje, ali proširen sloj koristi samo prediktivno kodovanje. Osnovni sloj VOP se koristi kao referenca, kao što je prikazano na slici 2.18.

## 2.6 Merenje kvaliteta videa

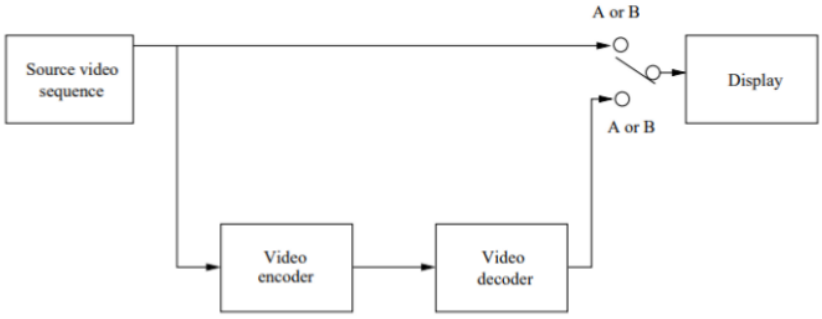
U ovom delu, cilj merenja kvaliteta video zapisa korišćenog tokom našeg istraživanja različitih bežičnih video primopredajnika je definisan. Kvantifikovanje kvaliteta video snimka je izazovan zadatak, jer brojni faktori mogu da utiču na rezultate. Kvalitet videa je sam po sebi subjektivan i naša ljudska percepcija je pod uticajem mnogih faktora.

### 2.6.1 Subjektivna procena video kvaliteta

Nekoliko test procedura dizajniranih za subjektivnu ocenu kvaliteta video signala je definisano u ITU-R Preporuke BT.500-11 [69]. Najčešće korišćena procedura navedena u standardu je tzv. metoda Dvostruko stimulisana skala kontinuiranog kvaliteta (Double Stimulus Continuous Quality Scale - DSCQS), u kojoj je procenjivač predstavljen sa par slika ili kratkih video sekvenci A i B, jednom za drugom, i on dodeljuje ocenu kvaliteta i A i B na kontinuiranoj skali koja ima pet intervala od “odličan” do “loš”. U tipičnom testu, procenjivač je prikazan kao niz parova sekvenci i traži se da oceni svaki par. U frejmu svakog para sekvenci, jedan niz je neoštećena “referentna” sekvenca, a druga je ista sekvenca modifikovana sistemom ili proces koji se testira. Slika 2.20 prikazuje eksperimentalno podešavanje za testiranje video kodeka, gde se originalna sekvenca upoređuje sa istom sekvencom nakon kodovanja i dekodovanja. Osim toga, redosled po kome su sekvence “A” i “B” predstavljene je slučajan. Procena subjektivnih merenja, kao što je DSCQS merenje, je dugotrajno i skupo. Dakle, osmisliti merenja kvaliteta videa koje je u stanju da pouzdano predvidi subjektivni kvalitet je poželjno.




Slika 2.19. Prostorno skalabilan koder za jedan poboljšani sloj (enhancement layer).




Slika 2.20: Testiranje sistema DSCQS

### 2.6.2 Objektivni kvalitet videa

Dizajneri i programeri video kompresije i sistema za obradu oslanjaju se na objektivna merenja kvaliteta. Najčešće korišćeno merenje je odnos signal-šum Peak Signal-to-Noise Ratio (PSNR). PSNR se meri na logaritamskoj skali i zavisi od normalizovane srednje kvadratne greške Mean Squared Error (MSE) između originalne i rekonstruisane, kao i potencijalno kanalno oštećene slike ili video frejma, u odnosu na $\left(2^n - 1\right)^2$, odnosno normalizovana kvadratom najviše moguće vrednosti piksela u slici, gde je $n$ broj bitova po uzorku slika:

$$PSNR = 10 \log_{10} \frac{\left(2^n - 1\right)^2}{MSE}$$

PSNR se može lako izračunati. Međutim, njegova procena zahteva nesmetanu dostupnost originalne slike ili video signala za poređenje, koje mogu biti nedostupne.

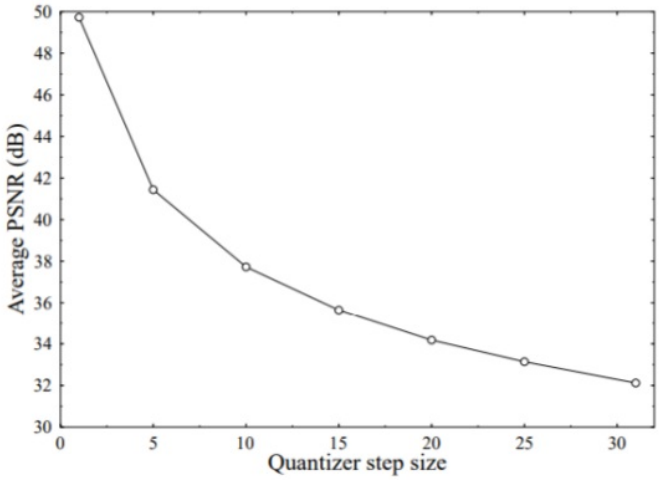
Na žalost PSNR ne predstavlja uvek pouzdanu meru kvaliteta slike. Na primer, ako se primljena slika pomeri za po jedan piksel u odnosu na originalnu sliku, ljudsko oko će teško primetiti razliku, dok bi PSNR objektivno merenje ukazalo na značajnije degradacije u kvalitetu.

Ipak, zahvaljujući svojoj konkretnosti, u ovoj knjizi se PSNR koristi kao dominantno merenje kvaliteta slike.

## 2.7 Uticaj parametara kodovanja

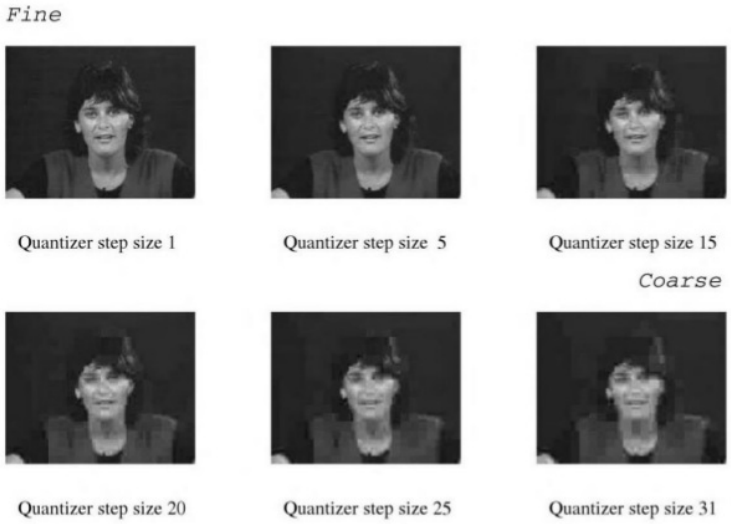
U prethodnim odeljcima opisani su procesi MPEG-4 kodovanja i dekodovanja uz pomoć blok dijagrama prikazanih na slikama 2.14 i 2.15. U video kompresiji, neki od parametara kodovanja koji se vide u kontekstu slika 2.14 i 2.15 mogu direktno uticati na rekonstruisani kvalitet video snimka. Stoga, u ovom odeljku ćemo ukratko pokazati kako ovi parametri mogu uticati na kodovan/dekodovan video kvalitet.

MPEG-4 izvorni kod korišćen u simulacijama je izmenjena verzija softvera Mobile Multimedia Systems (MoMuSys) Pan-European project. Simulacije su obavljena radi karakterizacije ostvarivih performansi MPEG-4 kodeka. Većina simulacija koristi popularne “Akiyo”, “Miss America”, “Suzi” ili “Foreman” 144x176 piksela rezoluciju QCIF video sekvence u frejmu prenosa stope skeniranja od 10 ili 30 frames/s. Pored toga, dužina video sekvence koje se koriste u simulacijama je 100 frejmova za fotografije i, osim prvog kadra, ne koristi se intra-frame kodovana ispravka, osim ako nije drugačije naznačeno. Rezultati su prikazani u grafičkom obliku na slikama 2.25 do 2.29.

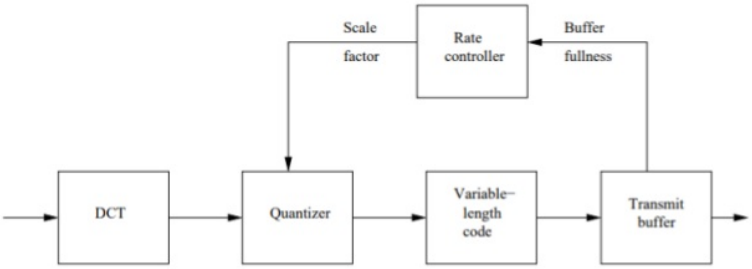



Slika 2.21. MPEG-4 prosečan video kvalitet (PSNR) naspram kvantizera veličine koraka od 1 do 31, koristeći 144x176 piksela QCIF "Mis Amerike" sekvence.

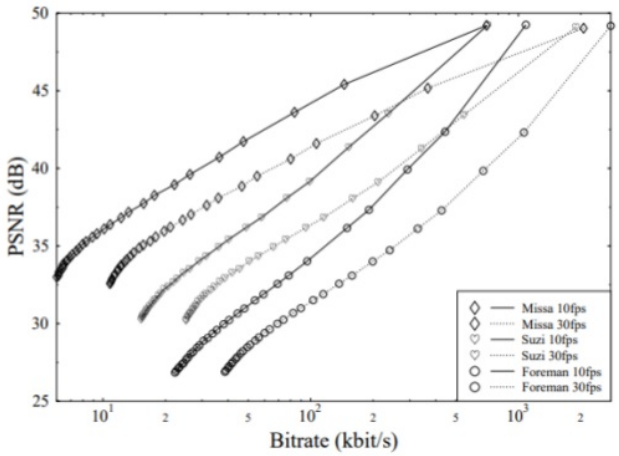
Počećemo demonstrirajući efekat indeksa kvantizera korišćenih u MPEG-4 koderu. U video kompresiji, operacija kvantizacije se obično konstituisala "kvantizer napred" u koderu i "inverzni kvantizer" u dekoderu.



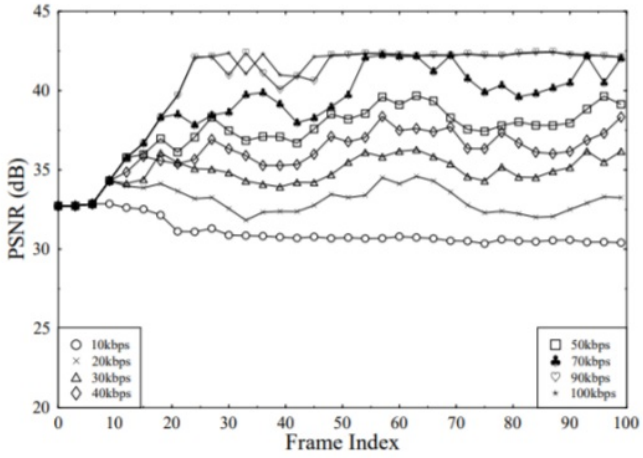

Slika 2.22. Uticaj veličine koraka kvantizacije na MPEG-4 koder u drugom frejmu 144x176-piksela QCIF "Mis Amerike" sekvence.




*Slika 2.23: Kontrola brzine u MPEG-4.*



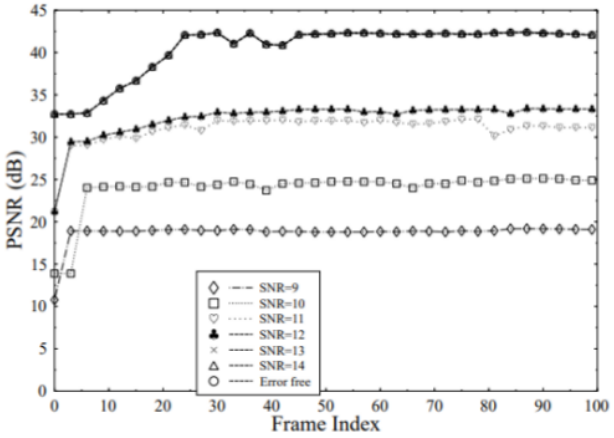

Slika 2.24. Kvalitet slike (PSNR) naspram performansi bitskih brzina kodovanja MPEG-4 za razne QCIF rezoluciji video sekvenci skeniranih sa 10 i 30 frame/s




Slika 2.25. MPEG-4 video kvalitet (PSNR) u odnosu na performanse indeksa frejma za bitske brzine u rasponu od 10 do 100 kbit/s, korišćenjem 144x176-piksela QCIF "Akiyo" sekvence.

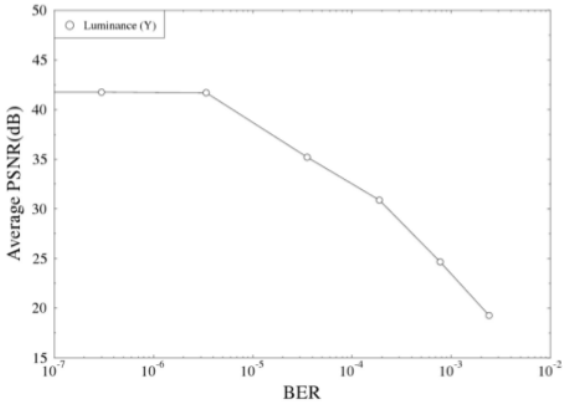
Kritičan parametar je veličina koraka kvantizera. Ako je veličina koraka velika, obično se generiše visoko komprimovani bitstrim. Međutim, rekonstruisane vrednosti obezbeđuju grubu

aproksimaciju originalnog signala. Ako je veličina koraka mala, rekonstruisane vrednoste odgovaraju originalnom signalu mnogo bliže po ceni smanjenja efikasnosti kompresije. Uticaj različitih veličina koraka kvantizera pokazan je na slici 2.21 u smislu video PSNR, a u vezi subjektivnog kvaliteta videa prikazan je na slici 2.22.




Slika 2.26: Dekodovani kvalitet videa (PSNR) u odnosu frejm indeks pri slanju preko AWGN kanala pomoću BPSK modema. Ovi rezultati su zabeleženi na video sekvenci "Akiyo" u rezoluciji od 144x176 piksela i 100 kbit/s bitske brzine videa. Dekodovani video frejm je prikazan na slici 1.28.

Razmotrimo sada efekat različitih bitskih brzina, iako su efekti bitske brzine videa i veličine koraka kvantizera tesno povezani. U cilju postizanja određenog cilja bitske brzine, kodovani video frejm bafer se koristi za podešavanje veličine koraka kvantizera. Više eksplicitno, koder proizvodi tok (stream) promenljivih brzina i bufer može biti ispražnjen blizu-konstantne brzine prenosa. Ako koder proizvodi bitove sa niskom brzinom, bafer može da ostane prazan. Nasuprot tome, ako je brzina kodovanja previsoka, bafer može da preliva i podaci mogu biti nepovratno izgubljeni. Radi izbegavanja ova dva problema, obično se radi merenje punoće bafera prema brzini kontrolera, koji reaguje na odgovarajući način podešava veličinu koraka kvantizacije DCT koeficijenata za video blokove koji još uvek nisu kodovani. Slika 2.23 prikazuje mehanizam kontrele bitske brzine osnovnih MPEG-4 kodera. Akcija kontrolera brzine okarakterisana je na slikama 2.24 i 2.25. Tačnije, slika 2.24 karakteriše prosečan PSNR u odnosu na bitrate-performanse, dok slika 2.25 pokazuje PSNR u odnosu na indeks video frejmova. Opseg bitske brzine koji se koristio u ovim simulacijama bio je između 10 kbit/s i 1 Mbit/s.



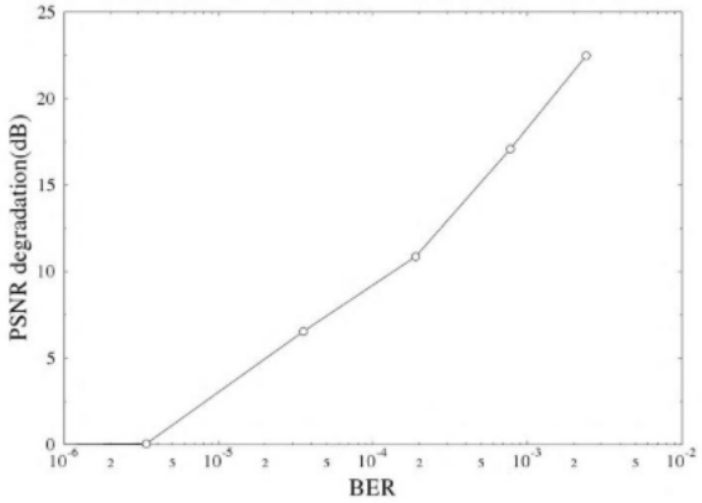
Slika 2.27. Prosečan kvalitet videa (PSNR) naspram BER za prenos preko AWGN kanala koristeći BPSK modulaciju i 144x176-piksela QCIF "Akiyo" sekvence.

Kao što se očekivalo, to se može videti iz grafikona, kako se povećava kvalitet video zapisa povećanjem bitskog protoka videa. Slika 2.25 crta PSNR naspram performansi indeksa frejma "Akiyo" sekvence skenirane pri brzini video frejma od 10 kadrova/s u opsegu brzina od 10 do 100 kbit/s.

Do sada, eksperimenti su obavljeni u okruženju bez grešaka (error-free) za razne parametre kodovanja. Sledeći eksperimenti su sprovedeni emitujući MPEG-4 bitstrim preko kanala sa dodatim belim Gausovim šumom (Additive White Gaussian Noise - AWGN) pomoću jednostavnog Binary Phase Shift Keying (BPSK) modema. Treba imati na umu da sistem koji se koristi u ovom eksperimentu ne koristi kanalno kodovanje. Slika 2.26 prikazuje PSNR video performanse u odnosu na indeks frejma za prenos preko AWGN kanala za kanal odnosa signal-šum (SNR) opsega od 9 do 14 dB. Grafikon 2.27 prikazuje prosečni osvetljaj (Y) PSNR naspram Bit Error Ratio (BER). Posmatrajući slike 2.26 i 2.27 kao što se očekuje, kvalitet dekodovanih slika se povećava kao i SNR kanala. Pri niskim kanalnim SNR, kanal unosi visoki BER, stoga dekodovane sekvence video frejmova će biti veoma degradirane. Ovo je prikazano na slici 2.28. Pregled performansi kodeka iz drugačije perspektive na slici 2.29 prikazuje prosečnu PSNR degradaciju u odnosu na BER.




Slika 2.28. degradacija slike usled oštećenja MPEG-4 bitstrim-a preko AWGN kanala koristeći BPSK modem u frejmu 144x176-piksela QCIF "Akiyo" sekvence. BER u frejmu ovog frejma pri SNR bili su između $10^{-7}$ i $10^{-3}$, dok se PSNR kretao od 41.74 dB do 19,27 dB.




Slika 2.29. Degradacija kvaliteta dekodovanog video zapisa u smislu PSNR u odnosu na BER za prenos preko AWGN kanala koristeći BPSK modulaciju zbog oštećenja MPEG-4 bitstrim-a tokom prenosa. Rezultati su snimljeni za QCIF rezoluciju "Akiyo" video sekvenci.

# 3. Komparativna studija MPEG-4 i H.264 kodeka

U ovom poglavlju je urađena komparativna studija između MPEG-4 i H.264 kodeka i kratko ćemo obrazložiti ulogu Međunarodne organizacije za standardizaciju (International Organization for Standardization - ISO), Moving Picture Experts Group (MPEG) i Međunarodne unije za telekomunikacije (International Telecommunications Union - ITU) Video Coding Experts Group (VCEG) u razvoju ovih standarda. Stvaranje, održavanje i ažuriranje ISO/IEC 14496 (MPEG-4) standarda je odgovornost za MPEG pod pokroviteljstvom ISO. H.264 preporuka (poznata i kao MPEG-4 Part 10, "Advanced Video Coding", i ranije poznata kao H.261 ), nastala je kao zajednički napor MPEG i VCEG, druge studijske grupe ITU.

Pre ovih aktivnosti, MPEG je razvio veoma uspešne MPEG-1 i MPEG-2 standarde za kodovanje videa i audia, koji se sada široko koriste za prenos i skladištenje digitalnih video zapisa, kao i MPEG-4, MPEG-7, i MPEG-2L standardi. Nasuprot tome, VCEG je odgovoran za prvi u širokoj upotrebi videotelefonski standard (H.261) i njegove naslednike, H.263, H.263+ i H.263++ kao i šeme za rani razvoj H.264 kodeka. Dve grupe su radi saradnje uspostavile zajednički video

tim (Joint Video Team - JVT) u cilju finalizacije H.264 i predloga za stvaranje međunarodnog standarda (H.264/MPEG-4 Part 10) objavljenog od ISO/Međunarodne elektrotehničke komisije (International Electrotechnical Commission - IEC) Međunarodne unije za telekomunikacije i Sektora za standardizaciju telekomunikacija (International Telecommunications Union-Telecommunications Standardization Sector ITU-T).

### 3.1 Projekat ITU-T H.264

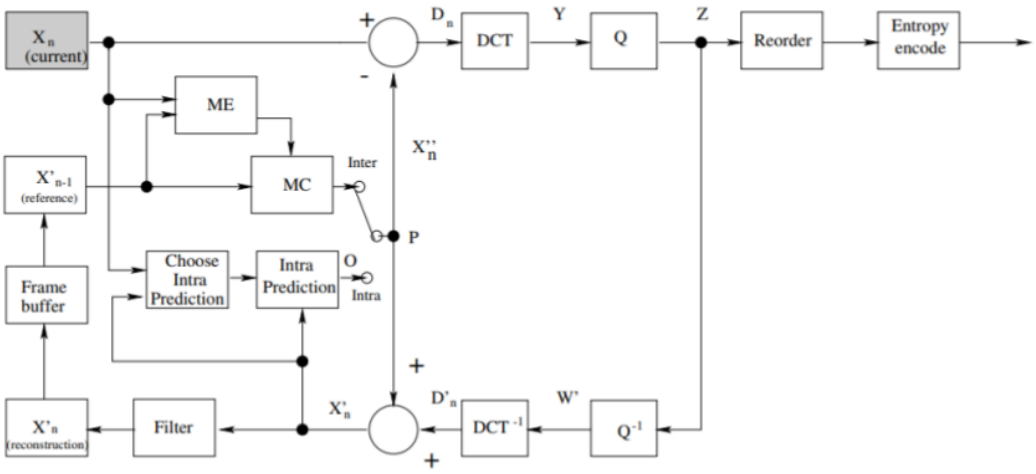
H.264 standard je rezultat zajedničkog istraživanja ITU-TVCEG i ISO/IEC MPEG standardizacionog odbora. H.264 kodek nudi znatno poboljšanu efikasnost kodovanja za isti kvalitet video zapisa kao i MPEG-4 ili H.263 šeme. Glavni cilj ovog najnovijeg ITU-T H.264 standardizacionog napora bilo je poboljšanje ostvarive kompresije, uz obezbeđivanje "Network-friendly" paket-baziranog predstavljanja video adresiranja u realnom vremenu, "konverzacijski" videotelefonija i "ne-konverzacijski" na primer skladištenje, emitovanje ili strimovanje aplikacijskog tipa [24].

Jedan od osnovnih koncepata H.264 je razdvajanje dizajna u dva različita sloja, odnosno sloj video kodovanja i sloj adaptacije mreže. Sloj video kodovanja je odgovoran za efikasno zastupanje video sadržaja, dok je sloj adaptacije mreže odgovoran za pakovanje kodovanih podataka na odgovarajući način za prenos preko mreže [70]. U ovom poglavlju ćemo fokusirati našu pažnju uglavnom na sloj video kodovanja.

### 3.2 H.264 tehnike video kodovanja

Tehnike kodovanje koje koristi H.264 kodek slične su šemama koje su uspešno korišćene u ranijim video kodnim standardima. Dakle, isti su osnovni funkcionalni elemenati kao što su predviđanje, transformacija, kvantizacija, i faze entropijskog kodovanja prethodnih standarda kao što su MPEG-1, MPEG-2, MPEG-4, H.261 [29], i H.263 [28] kodeci lako se mogu identifikovati. Šta više, postoje neke važne promene u svim funkcionalnim elementima H.264 šeme.

Šematski prikaz H.264 kodera je prikazan na slici 2.1. Koder se sastoji od dve putanje toka podataka putanja "napred" orijentisana je sa leva na desno i putanja "rekonstrukcija" se razvija sa desna na levo. H.264 odgovarajući dekoder prikazan je na slici 2.2, koji oponaša strukturu lokalnog dekodera H.264 kodera.



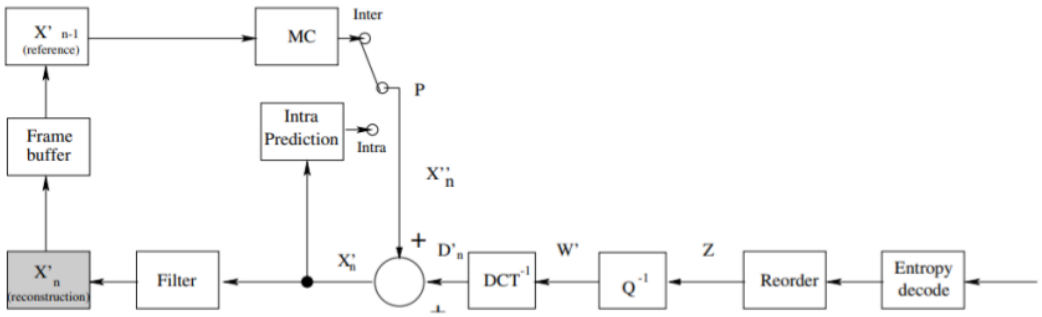

Slika 3.1: Šema H.264 kodera.

### 3.2.1 H.264 koder

Ulazni frejm $X_n$, predviđen za kodovanje predstavljen je na slici 3.1. Frejm se prerađuje u makroblok jedinicu (MB) koja odgovara veličini od 16x16 piksela u originalnoj slici. Kao i u prethodnim standardima, svaki MB je kodovan u oba moda i u intra ili inter-frame modu kodovanja. U svakom slučaju, predviđen MB P je formiran na osnovu rekonstruisanog frejma. U intra-frame modu, **O** je formiran od uzoraka u tekućem frejmu, odnosno frejm *n* koji je prethodno kodovan, dekodovan i rekonstruisan, što je rezultovalo u rekonstruisani frejm $X'_n$ (slika 3.1). Nasuprot tome, u inter-frame modu kodovanja, **P** je formiran od strane motion-compensation-aided predviđanja iz jednog ili više referentnih frejmova. Na slici 3.1, referentni frejm je prikazan kao prethodno kodovani frejm $X'_{n-1}$. Treba imati u vidu da predviđanje svakog MB može biti formirano od jednog ili najviše pet prošlih ili budućih frejmova koji su već bili kodovani, rekonstruisani, i čuvani u baferu rekonstruisanih frejmova.

Kao što se vidi sa slike 3.1, predviđeni MB **P** je oduzet od trenutnog MB za proizvodnju Motion Compensated Error Residual (MCER) ili razliku MB $D_n$, koji je zatim diskretno kosinusno transformisan i kvantizovan da bi se proizveo niz kvantizovanih koeficijenata transformacije (Tcoeff) **Z**. Ovi Tcoeff su ponovo raspoređeni koristeći cik-cak skeniranje [22] i entropijsko kodovanje. Entropijski kodovani diskretne kosinusne transformacije (DCT) koeficijenti, zajedno sa pratećim informacijama kao što su MB mod predviđanja, veličina koraka kvantizera, informacije pokreta vektora potrebni su za dekodovanje MB forme kompresovanog bitstrim-a. Nakon nadovezivanja kontrolnog zaglavlja kodovane informacije se zatim prenose preko kanala u kompresovanom bitstrim formatu.

U rekonstrukciji puta, kvantovani MB koeficijenti **Z** su dekodovani kako bi se rekonstruisao frejm, koji se tada koristi za kodovanje daljih MB. Koeficijenti **Z** su inverzno kvantovani u bloku $Q^{-1}$ (slika 3.2) i inverzno transformisani u bloku $T^{-1}$ za proizvodnju rekonstruisanog MCER MV $D'_n$. Treba imati na umu da ovo nije identično originalnoj razlici MB $D_n$. Proces kvantizacije uvodi zrnaste efekte i stoga je $D'_n$ približna replika $D_n$. Predviđeni MB **P** je onda dodat u $D'_n$ za stvaranje približne replike originalnog MB, odnosno rekonstruisani MB $X'_n$. Konačno, primenjuje se filter za izglađivanje da bi se smanjio efekat "kockanja" i rekonstruisani referentni frejm je napravljen od niza MB $X'_n$, u zavisnosti od toga koliko je prethodnih MB bilo uključeno u kreiranje MCER.




Slika 3.2: Šema H.264 dekodera

### 3.2.2 H.264 dekoder

Dekoder prima kompresovani bitstrim iz kanala. Bitstreamovi su entropijski dekodovani i na odgovarajući način složeni zarad proizvodnje seta DCT koeficijenata **Z**. Oni su onda inverzno kvantovani i inverzno transformisani radi proizvodnje dekodovanih MCER $D'_n$. U odsustvu gršaka prenosa ova količina je identična $D'_n$ generisanim od kodera na slici 3.1. U dekoderu, prva grupa informacija koja je dekodovana je informacija zaglavlja primljenog bitstrim-a. Dekoder onda stvara predviđeni MB **P** koji je ponovo, u nedostatku greške prenosa, identičan originalnom predviđenom frejmu **P** formiranom u koderu. Ovaj predviđeni frejm **P** je potom dodat u $D'_n$, za proizvodnju $X'n$, koji je potom izglađen od strane filtera radi stvaranja dekodovanog MB $X'n$.

## 3.3 H.264 specifični kodni algoritam

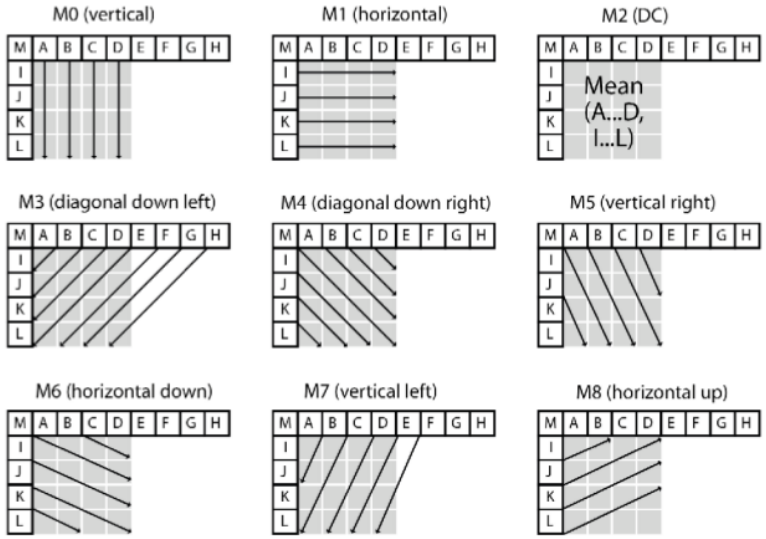
Pošto smo opisali proces kodovanja i dekodovanja H.264 kodera i dekodera, u ovom delu ćemo ispitati neke dodatne funkcije H.264 standarda. Neki primeri nove tehnike prvi put uvedeni u standardne kodeke koji su konstituisani, na primer, prostorno predviđanje [37] u intra-frejm kodovanju, kompenzacija pokreta korišćenjem adaptivne veličine bloka [36], 4x4 - piksela ceo broj DCT [71], Universal Variable Length Coding (UVLC) [72]. Context-based Adaptive Binary Arithmetic Coding (CABAC) [73], i filter za deblokaciju (de-blocking) [66], itd.

### 3.3.1 Intra-frejm predviđanje

Intra-frejm kodovane slike su obično kodovane direktnom primenom DCT na različitim MB (MacroBlock) u kadru. Intra-frejm kodovane slike obično generišu veliki broj bitova, jer nema uklanjanja vremenske redundantnosti koja se koristi kao deo procesa kodovanja. U cilju postizanja povećanja efikasnosti intra-frejm procesa kodovanja u kontekstu H.264 kodeka, iskorišćena je prostorna korelacija između susednih MB datog frejma. Filozofija povezivanja se bazira na zapažanju da statistički gledano MB imaju tendenciju da imaju sličan osvetljaj i signale razlike boja. Zato, kao prvi korak u H.264 procesu kodovanja datog MB, može se predvideti MB iz

okolnih MB od intra-frejm kodovane slike, koji se MB nalaze gore i levo od datog MB, jer su ti MB već kodovani.

Za osvetljaj odgovarajućeg MB intra-frejm predviđanje može se vršiti za svaki 4x4 piksela pod-blok ili za 16x16 piksela MB. H.264 kodek nudi ukupno osam različitih modova za predviđanje osvetljaja 4x4-piksela bloka. Predviđeni blok je izračunat na osnovu uzoraka sa oznakom A-Q[6] na slici 3.3, gde su uzorci A-Q na ivici susednih pod-blokova. Konkretno, možemo posmatrati na slici 3.3 da su uzorci A-H na vrhu i uzorci I-J su levo od "tekućih" MB koji su prethodno bili kodovani i rekonstruisani. Proces intra-frejm predviđanja je prikazan u Tabeli 3.1 i na slici 3.3. Strelice na slici 3.3 pokazuju pravac predviđanja u svakom modu.



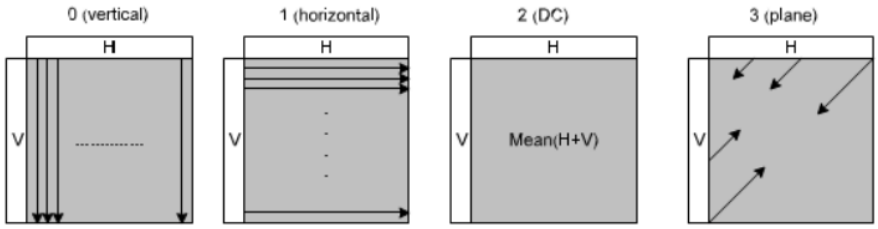

Slika 3.3: 4x4-piksela intra-frejm modovi predviđanja.

Tabela 3.1: 4x4-piksela pod blok intra-frejm modovi predviđanja

| Modovi | Opis |
|---|---|
| Mod 0 (Vertiklni) | Pikseli A, B, C, D se koriste za vertikalno predviđanje. |
| Mod 1 (Horizontalni) | Levi pikseli I, J, K, L se koriste za horizontalno predviđanje. |
| Mod 2 (DC) | Svi pikseli su predviđeni sredinom A—D and I—L. |
| Mod 3 (Dijagonalno dole-levo) | Pikseli su dijagonalno predviđeni pod uglom od 45 ° između donjeg levog i gornjeg desnog ugla bloka. |
| Mod 4 (Dijagonalno dole-desno) | Pikseli su pod uglom od 45 ° na dole sa orijentacijom sa leva na desno. |
| Mod *5* (Vertikalno sa leva na desno) | Predviđanje pod uglom od 22,5 ° u odnosu na vertikalnu osu sa leva na desno. |
| Mod 6 (Horizontalno dole) | Predviđanje pod uglom od 22,5 ° horizontalno sa leva na desno. |
| Mod 7 (Vertikalno sa desna na levo) | Predviđanje pod uglom od 22,5 ° u odnosu na levo od vertikale. |
| Mod 8 (Horizontalno gore) | Ekstrapolacija pod uglom od 22,5 ° horizontalno iznad. |

Za regione slike koje prikazuju manje prostornih detalja, H.264 takođe podržava intra-frejm kodovanje na osnovu 16x16-piksela blokova. Kao alternativa 4x4-piksela intra-frejm režima predviđanja je gore opisano, cela 16x16-piksela komponenta osvetljaja MB može se predvideti u jednom od četiri moguća moda predviđanja, kao što je prikazano u tabeli 3.2 i na slici 3.4.

[6] Треба знати да свако слово од A до Q на слици 3.3 представља један пиксел у MB, где су A до H хоризонтални суседни пиксели на врху тренутног MB. Осим тога, I до P су вертикални суседни пиксели који су са лево од тренутног MB, док Q припада доњем десном пикселу другог MB, а налази се у горњем левом углу актуелног MB.




Slika 3.4: 16x16-piksela intra-frejm modovi predviđanja.

Tabela 3.2: 16x16-piksela intra-frejm modovi predviđanja

| Modovi | Objašnjenje |
|---|---|
| Mode 0 (Vertical) | Predviđanje iz gornjih piksela (H). |
| Mode 1 (Horizontal) | Predviđanje od piksela sa leve strane (V). |
| Mode 2 (DC) | Svi pikseli predviđeni na osnovu srednje vrednosti levih i gornjih uzoraka. |
| Mode 3 (Plane) | Linearno kosa "ravan" funkcija je smeštena na gore i levu stranu piksela H i V. Ovaj mod predviđanja se vrši u oblasti glatko različite osvetljenosti. |

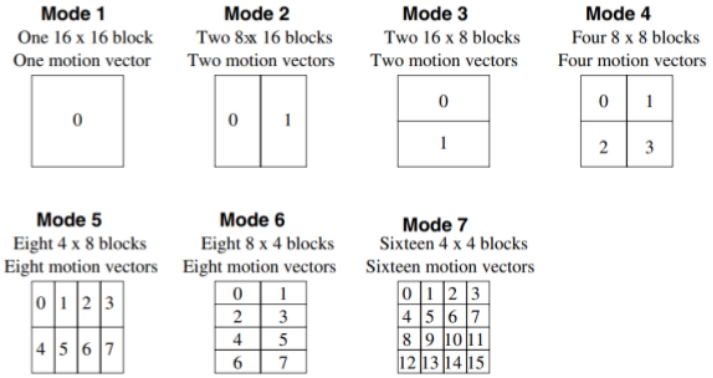
Konačno, način predviđanja svakog bloka se koduje tako što ćete dodeliti kraći mod predviđanja signalizacionih simbola na više verovatnih modova, gde je verovatnoća svakog moda određena na osnovu načina za kodovanje okolnih blokova.

### 3.3.2 Inter-frejm predviđanje

U inter-frejm kodovanju procena pokreta i kompenzacija korišćena je radi iskorišćavanja vremenskih viškova koji postoje između uzastopnih frejma, tako da pruža efikasnije kodovanje video sekvenci. Režim za procenu pokreta H.264 kodeka podržava većinu funkcija koje se nalaze u ranijim video standardima, ali njegova efikasnost je dodatno poboljšana. Sledeći odeljci opisuju u detalje četiri glavna moda procene pokreta koji se koriste u H.264, a to su (1) korišćenje raznih oblika i veličina blokova, (2) upotreba visoke preciznosti pod-piksela vektora pokreta, (3) korišćenje više referentnih frejmova, i (4) korišćenje de-blocking (deblokacija) filtera ili filtere za izglađivanje (uglađivanje) u petlji za predviđanje.

#### *3.3.2.1 Veličine blokova*

Kompenzacija pokreta svakog od 16x16 piksela MB može da se vrši pomoću nekoliko različitih blokova ili pod-blok veličina i oblika. Ovo je prikazano na slici 3.5.




Slika 3.5: Različiti inter-frejm modovi predviđanja koji su uključeni za podelu MV u pod-blokove radi poboljšanja tačnosti procene pokreta u H.264.

Kao što je prikazano na slici, sedam različitih veličina blokova su podržani u H.264, odnosno 16x16, 8x16, 16x8, 8x8, 4x8, 8x4 i 4x4-piksela blokovi [70]. Pojedinačni vektori pokreta mogu se prenositi za male blokove kao 4x4, pa do ukupno 16 vektora pokreta koji mogu da se prenesu za jedan MB. Prednost koju imaju manji blokovi kompenzacije pokreta je ta da imaju potencijal za poboljšanje kvaliteta predviđanja. Konkretno, korišćenje malih blokova omogućava da rukujete modelom finih detalja kretanja i samim tim obično rezultira poboljšanim subjektivnim kvalitetom video zapisa, jer sprečava pojavu "kockanja". Tabela 2.3 prikazuje rezultate osvetljaja PSNR različitih načina kompenzacije pokreta za pretragu. Eksperimenti su sprovedeni na tri različite QCIF rezolucije video sekvence, odnosno za "Foreman", "Suzi" i "Mis Amerike" sekvence. Kompenzacija pokreta koristi mali blok 4x4-piksela koji daje bolji kvalitet slike u smislu PSNR, nego veći blokovi od 16x16-piksela.

### *3.3.2.2 Preciznost procene pokreta*

Sposobnost algoritma predviđanja kompenzacije pokreta koji se koriste u H.264 kodeku može se dodatno poboljšati dozvoljavajući vektoru pokreta da se odredi sa većom prostornom tačnošću u odnosu na postojeće hibridne standarde za kodovanje. Preciznost od četvrtine piksela kompenzacije pokreta je trenutno najveća tačnost oblika kompenzacije pokreta u H.264, za razliku od prethodnog standarda baziranih prvenstveno na tačnosti od pola piksela, tačnost od četvrtine piksela dostupna je samo u najnovijoj verziji MPEG-4, dok je tačnost od osmine piksela usvojena kao funkciju koja će verovatno biti korisna za povećanu efikasnost kodovanja na visokim bitskim brzinama i visokim video rezolucijama.

Tabela 3.3: Rezultati PSNR osvetljaja za različite modove pretrage kompenzacije pokreta

Y-PSNR (dB)

| Veličina bloka | "Foreman" | "Suzi" | "Miss America" |
|---|---|---|---|
| 16 x 16 | 35.39 | 37,12 | 40.01 |
| 16 x 8 | 35.55 | 37.20 | 40.14 |
| 8 x 16 | 35.59 | 37.22 | 40.22 |
| 8 x 8 | 35.85 | 37.34 | 40.35 |
| 8 x 4 | 35.98 | 37.41 | 40.42 |

| | | | |
|---|---|---|---|
| 4 x 8 | 36.00 | 37.43 | 40.44 |
| 4 x 4 | 36.01 | 37.45 | 40.45 |

#### *3.3.2.3 Izbor više referentnih frejmova za kompenzaciju pokreta*

H.264 standard takođe nudi napredne opcije koje imaju više referentnih frejmova u inter-frejm kodovanju slike. Do pet različitih referentnih frejmova može da bude izabrano, što dovodi do poboljšanog subjektivnog kvaliteta video zapisa i efikasnijeg kodovanja video frejma koji se razmatra. Štaviše, korišćenjem višestrukih referentnih frejmova može da se pomogne u proizvodnji H.264 kodovanog bitstrim-a više otpornijeg na grešake. Međutim, od primene tačke gledišta, kašnjenja usled dodatne obrade, povećane složenosti implementacije, i veći memorijski zahtevi su nametnuti i za koder i za dekoder. Tabela 3.4 prikazuje ostvarljive PSNR rezultate za različite brojeve referentnih slika. Kao što se može videti u tabeli 3.4, kvalitet video kodeka, koji se oslanja na veći broj referentnih frejmova za kompenzaciju pokreta, je povećan.

Tabela 3.4: Y-PSNR za različit broj frejmova uključenih tokom kompenzacije pokreta

| Broj refrentnih frejmopva | Y-PSNR (dB) | | |
|---|---|---|---|
| | Foreman | Suzi | Miss America |
| 1 | 36.06 | 37.34 | 40.32 |
| 2 | 36.15 | 37.42 | 40.47 |
| 3 | 36.18 | 37.44 | 40.48 |
| 4 | 36.23 | 37.44 | 40.48 |
| 5 | 36.24 | 37.44 | 40.48 |

#### *3.3.2.4 Filter za deblokaciju*

H.264 kodek precizira korišćenje deblokacije ili filter za izglađivanje koji ublažava vizuelni uticaj horizontalnih i vertikalnih ivica bloka koje se mogu pojaviti kao posledica skraćivanje 2D video frejma u obode bloka pre nego što se pozove DCT. Više eksplicitno, ovu operaciju odsecanja nameće 2D Gibbs-ova oscilacija u frekvencijskom domenu. Operacija filtriranja je uglavnom bazirana na granicama bloka 4x4-piksela, u kojima se dva piksela na obe strane granice mogu ažurirati koristeći three-tap filter za ravnanje (izglađivanje). Pravila primene filtera za deblokaciju su komplikovana i veoma složena. Dakle, značajni istraživački napori su posvećeni smanjenju složenosti filtera za deblokaciju, za koji se očekuje da će se složenost dodatno prepoloviti do finalizacije H.264 standarda.

### 3.3.3 Celobrojna transformacija

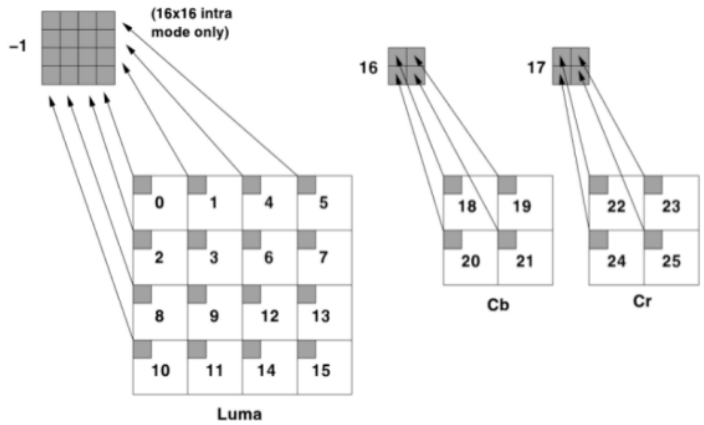
Nakon procesa predviđanja, svaki Motion Compensated Error Residual (MCER) MB je transformisan, kvantovan i entropijski kodovan. Raniji standardi kao što su MPEG-1, MPEG-2, MPEG-4 i H.263 koristili su dobro poznatu 8x8 piksela DCT [14, 74], kao svoju osnovnu transformaciju. H.26L kodek je jedinstven po tome što koristi čiste celobrojne vrednosti prostorne transformacije, što je aproksimacija DCT. Proces transformacije se radi na blokovima 4x4-piksela MCER podataka. H.264 kodek koristi tri različite transformacije, u zavisnosti od tipa MCER podataka je objašnjeno u sledećem

1) Transformacija 4x4-piksela DC koeficijenata osvetljaja u intra-frejm MB. Redosled koraka transformacije unutar MB H.264 kodeka prikazan je na slici 2.6. Numeričke vrednosti prikazane na slici predstavljaju redosled kodovanja za svaki blok u MB. Više eksplicitno, ako je MB kodovan u 16x6-piksela intra-frejm modu kodovanja, blok označen kao "-1" na slici 3.6 se prvi transformiše. Ovaj blok sadrži DC koeficijent svakog 4x4 bloka osvetljaja (luma) inače poznatog i kao Y blok. Onda preostali luma blokovi označeni sa 0-15 se transformišu sa svojim DC koeficijentima postavljenim na nulu u 16x16-piksela intra-frejm kodovane MB.
2) Transformacija niza od 2x2 DC koeficijenata hrome (boje). Blokovi 16 i 17 se sastoje od niza 2x2 DC koeficijenta koji predstavljaju $C_b$ i $C_r$ komponente boje, odnosno kao što se vidi na slici 3.6.
3) Transformacija svih ostalih 4x4 blokova (i luma i hroma) u rezidualne podatake. Konačno, preostali hroma blokovi 18-25 imaju nula DC koeficijente kad se transformišu.

Blok veličine 4x4 pomaže u smanjenju "kockanja" i "zvonjenja" artefakata, dok korišćenje operacije celobrojne vrednosti eliminiše neusklađenost između kodera i dekodera u inverznoj transformaciji. 4x4-piksela celobrojna transformacija zasniva se na DCT, i ako postoje neke osnovne razlike opisane su kao što sledi

1. To je transformacija ceolobrojne vrednosti, gde se sve operacije vrše pomoću aritmetike celobrojne vrednosti, što rezultira bez gubitka tačnosti.
2. Inverzna transformacija je u potpunosti navedena u standardu H.264 i pod uslovom da ova specifikacija sledi, onda se ne javlja neslaganje između kodera i dekodera.

Čitav proces celobrojnih transformacija i kvantizacija može se vršiti korišćenjem 16-bit aritmetike celobrojne vrednosti i potrebno je samo jedno množenje po koeficijentu bez gubitka tačnosti.




Slika 3.6: Redosled skeniranja blokova u frejmu rezidualnog (zaostalog) MB.

### *3.3.3.1 Razvoj 4x4-piksela celobrojne DCT*

DCT je razvijena od strane Ahmed-a i Rao-a 1974 godine [75]. Postoje četiri neznatno različite verzije DCT [54] i jedna koja se obično koristi za video kodovanje naziva se DCT tipa II, ili jednostavno kao DCT-II. 2D DCT-II od jednog *N*x*N* bloka piksela data je kao

$$F(U,V) = C(u)C(v)\sum_{x=0}^{N-1}\sum_{y=0}^{N-1} f(x,y)\cos\left(\frac{(2x+1)u\pi}{2N}\right)\cos\left(\frac{(2y+1)v\pi}{2N}\right) \tag{3.1}$$

gde je *f(x,y)* vrednost piksela na lokaciji *(x,y)* u bloku, F(U,V) je odgovarajući koeficijent transformacije, pri čem imamo $0 \le u,v,x,y \le N-1$ i

$$C(u) = C(v)\begin{cases}\sqrt{\frac{1}{N}} & u,v = 0\\ \sqrt{\frac{2}{N}} & otherwise\end{cases} \tag{3.2}$$

DCT operacija jednačine 3.1 može se izraziti u obliku množenja matrica kao

$$Y = AXA^T \tag{3.3}$$

gde X predstavlja originalni blok slike, a Y predstavlja rezultantne DCT koeficijente. Elementi matrice A su definisani za *M*x*N*-piksela blok slike na sledeći način:

$$A_{mn} = k_n \cos\left[\frac{(2m+1)n\pi}{2N}\right],\ m = 0,1,\ldots,M-1,\ n = 0,1,\ldots,N-1 \tag{3.4}$$

gde je

$$k_n = \begin{cases}\sqrt{\frac{1}{N}} & n = 0\\ \sqrt{\frac{2}{N}} & n = 1,2,\ldots,N-1\end{cases} \tag{3.5}$$

Na primer, za veličinu bloka slike od 4x4 piksela formula 3.4 postaje

$$A_{mn} = k_n \cos\left[\frac{(2m+1)n\pi}{8}\right],\ m = 0,1,2,3,\ n = 0,1,2,3 \tag{3.6}$$

odakle imamo

$$k_n = \begin{cases}\sqrt{\frac{1}{N}} & n = 0\\ \sqrt{\frac{2}{N}} & n = 1,2,3\end{cases} \tag{3.7}$$

Sada ćemo opisati DCT na 4x4-piksela nizu X. Iz jednačine 3.3 dobijamo

$$Y = AXA^T$$

$$= \begin{bmatrix} a & a & a & a \\ b & c & -c & -b \\ a & -a & -a & a \\ c & -b & b & -c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{00} & x_{01} & x_{02} & x_{03} \\ x_{10} & x_{11} & x_{12} & x_{13} \\ x_{20} & x_{21} & x_{22} & x_{23} \\ x_{30} & x_{31} & x_{32} & x_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a & b & a & c \\ a & c & -a & -b \\ a & -c & -a & b \\ a & -b & a & -c \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

prema formuli 3.6 dobijamo

$$a = \frac{1}{2}$$

$$b = \sqrt{\frac{1}{2}} \cos\left(\frac{\pi}{8}\right)$$

$$c = \sqrt{\frac{1}{2}} \cos\left(\frac{3\pi}{8}\right)$$

Može se lako pokazati da se množenje matrica u jednačini 3.8 može faktorizovati [70] prema sledećoj ekvivalentoj formuli:

$$Y = \left(CXC^T\right) \otimes E$$

$$\begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & d & -d & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \\ d & -1 & 1 & -d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{00} & x_{01} & x_{02} & x_{03} \\ x_{10} & x_{11} & x_{12} & x_{13} \\ x_{20} & x_{21} & x_{22} & x_{23} \\ x_{30} & x_{31} & x_{32} & x_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & d \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -d & -1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -d \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

$$\otimes \begin{bmatrix} a^2 & ab & a^2 & ab \\ ab & b^2 & ab & b^2 \\ a^2 & ab & a^2 & ab \\ ab & b^2 & ab & b^2 \end{bmatrix}$$

gde je $CXC^T$ "jezgro" 2D transformacije u celobrojnu transformaciju. Takođe **E** je matrica faktora skaliranja i simbol $\otimes$ označava da je svaki element $\left(CXC^T\right)$ pomnožen odgovarajućim faktorom skaliranja koji se pojavljuju u istoj poziciji u matrici **E**, koji je skalarnog množenja, a ne množenje matrica. Konstante $a$ i $b$ su iste kao i pre, dok je $d = c/b \approx 0{,}414$.

Radi pojednostavljenja implementacije transformacije, $d$ je aproksimirano na 0,5. Osim toga, kako bi se osiguralo da transformacija ostane ortogonalna, $b$ takođe treba da bude modifikovano tako da je [70]

$$a = \frac{1}{2}$$

$$b = \sqrt{\frac{2}{5}}$$

$$d = \sqrt{\frac{1}{2}}$$

Drugi i četvrti red matrice C i druga i četvrta kolona matrice $C^T$ su smanjeni za faktor 2 i matrica E u jednačini 3.9 je umanjen za isti faktor na odgovarajućoj poziciji, radi kompenzacije. Za ove korekcije, izbegava se množenja sa ½ u "jezgru" $CXC^T$ transformacije, što bi dovelo do gubitka tačnosti, kada se koristi celobrojni račun. Konačna transformacija postaje

$$Y = \left(C_f X C_f^T\right) \otimes E_f$$

$$\begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 2 & 1 & -1 & -2 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \\ d & -2 & 2 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{00} & x_{01} & x_{02} & x_{03} \\ x_{10} & x_{11} & x_{12} & x_{13} \\ x_{20} & x_{21} & x_{22} & x_{23} \\ x_{30} & x_{31} & x_{32} & x_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 2 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 & -2 \\ 1 & -1 & -1 & 2 \\ 1 & -2 & 1 & -1 \end{bmatrix} \tag{3.10}$$

$$\otimes \begin{bmatrix} a^2 & ab/2 & a^2 & ab/2 \\ ab/2 & b^2/4 & ab/2 & b^2/4 \\ a^2 & ab/2 & a^2 & ab/2 \\ ab/2 & b^2/4 & ab/2 & b^2/4 \end{bmatrix}$$

Ova transformacija predstavlja aproksimaciju 4x4 piksela DCT. Kao posledica promene faktora *d* i *b*, izlaz nove transformacije neće biti identičan onoj 4x4 DCT.

Inverzna transformacija je definisana u [76] kao

$$X' = C_i^T \left(Y \otimes E_i\right) C_1$$

$$\begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1/2 \\ 1 & 1/2 & -1 & -1 \\ 1 & -1/2 & -1 & 1 \\ 1 & -1 & 2 & -1/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y_{00} & y_{01} & y_{02} & y_{03} \\ y_{10} & y_{11} & y_{12} & y_{13} \\ y_{20} & y_{21} & y_{22} & y_{23} \\ y_{30} & y_{31} & y_{32} & y_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a^2 & ab & a^2 & ab \\ ab & b^2 & ab & b^2 \\ a^2 & ab & a^2 & ab \\ ab & b^2 & ab & b^2 \end{bmatrix} \tag{3.11}$$

$$\otimes \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1/2 & -1/2 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \\ 1/2 & -1 & 1 & -1/2 \end{bmatrix}$$

Ovog puta, matrica Y je preskalirana množenjem svakog od njenih koeficijenata od strane odgovarajućeg faktora ponderisanja nađenih u odgovarajućoj poziciji matrice $E_i$. Faktori ±1/2 viđeni u matricama C i $C^T$, koji može biti implementiran sa right-shift (desnim pomakom) bez značajnog gubitka tačnosti, jer koeficijenti Y su preskalirani.

### *3.3.3.2 Kvantizacija*

H.264 kodek koristi skalarni DCT koeficijent kvantizera. Implementacija kvantizera je zakomplikovana zahtevima (1) izbegavanje podele i/ili aritmetičkih operacija plutajuće tačke i (2) uključivanjem post-i pre-skaliranje matrice $E_f$ i $E_i$ u jednačinama 3.10 i 3.11, kao što je opisano u odeljku 3.3.3.1.

Osnovna operacija DCT koeficijenta kvantizacije je sledeća:

$$Z_{ij} = round\left(\frac{Y_{ij}}{Q_{step}}\right) \quad 3.12$$

gde je $Y_{ij}$ DCT koeficijent generisan transformacijom opisanom u odeljku 3.3.3.1, $Q_{step}$ je veličina koraka kvantizera, a $Z_{ij}$ je kvantizovani DCT koeficijent. Ukupno 31 veličina koraka vrednosti $Q_{step}$ podržana je od standarda [76], a one su indeksirane od strane parametra kvantizacije $QP$. Vrednosti $Q_{step}$ koje odgovaraju svakoj $QP$ prikazane su u tabeli 3.5. Treba znati da $Q_{step}$ udvostručava veličinu za svaki porast od 6 u $QP$, $Q_{step}$ se povećava za 12,5% za svaki porast od 1 u $QP$.

Tabela 3.5: Veličina koraka kvantizacije u H.264 kodeku

| $QP$ | 0 | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | ... | 10 | ... | 20 | ... | 31 |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| $Q_{step}$ | 0.625 | 0.6875 | 0.8125 | 0.875 | 1 | 1.125 | 1.25 | 1.375 | ... | 2 | ... | 6.5 | ... | 22 |

Post-skalirani faktori $a^2$, $ab/2$ ili $b^2/4$ u $E_f$ su uključeni u kvantizer u napred. Prvo, ulazni video blok X je transformisan u blok neskaliranih koeficijenata $W=CXC^T$. Zatim, svaki DCT koeficijent $W_{ij}$, je kvantovan i skaliran tokom jedne operacije u skladu sa

$$Z_{ij} = round\left(W_{ij}\frac{PF}{Q_{step}}\right) \quad 3.13$$

gde je $\boldsymbol{PF}$ $a^2$, $ab/2$ ili $b^2/4$ u zavisnosti od svoje pozicije (i, j). Operacija skaliranja ($PF/Q_{step}$) je implementirana u H.264 referentnom modelu softvera kao množenje sa faktorom množenja $MF$ i pomakom u desno, izbegavajući bilo koju operaciju delenja:

$$Z_{ij} = round\left(W_{ij}\frac{MF}{2^{qbits}}\right) \quad 3.14$$

gde je

$$\frac{MF}{2^{qbits}} = \frac{PF}{Q_{step}} \quad 3.15$$

$$qbits = 15 + floor\left(\frac{QP}{6}\right) \quad 3.16$$

U celobrojnoj aritmetici, jednačina 3.14 može da se implementira na sledeći način:

$$|Z_{ij}| = (W_{ij}\cdot MF + f) >> qbits$$

$$sign(Z_{ij}) = sign(Z_{ij})$$

gde je >> binarni right-shift (pomeranje u desno).

Razmotrimo sada inverzan proces kvantizacije. Osnova inverznog kvantizera ili operacija "reskaliranja" je sprovedena kao

$$Y'_{ij} = Z_{ij}\cdot Q_{step} \quad 3.17$$

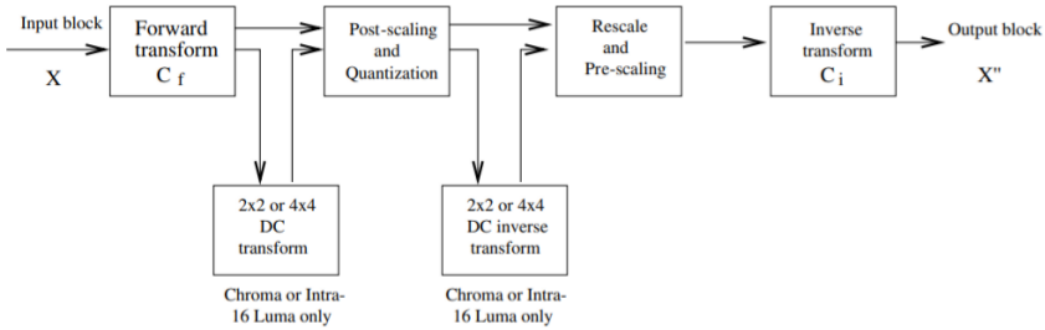
Faktor pre-skaliranja korišćen za inverznu transformaciju jednačine 3.11 realizuje se uz pomoć matrice $\mathbf{E_i}$, koja sadrži vrednosti od $a^2$, $ab$, i $b^2$ u zavisnosti od pozicije koeficijenta priključenih u ovoj operaciji, zajedno sa stalnim faktorom skaliranja 64, kako bi se izbegle eventualne greške [76] u zaokruživanju prema formuli

$$Y'_{ij} = Z_{ij} \cdot Q_{step} \cdot PF \cdot 64 \qquad 3.18$$

U jednačini 3.18, $W_{ij}$ je skalirani DCT koeficijent, koji se zatim transformiše "jezgrom" inverzne transformacije, naime od $C_i^T W C_i$ . Dekodovana vrednost piksela generisana inverznom transformacijom podeljena je sa 64, kako bi uklonili faktor skaliranja 64, koji može biti implementiran od strane pomeranja (right-shift). Odeljak 3.3.3.3 sumira kompletanu DCT transformaciju, kvantizaciju, reskaliranje i proces inverzne transformacije, dok odeljak 3.3.3.4 daje neke primere za karakterizaciju procesa transformacije.

### *3.3.3.3 Kombinovani proces transformacije, kvantizacije,* **reskaliranja i inverzne transformacije**

Čitav proces generisanja preostalog (rezidualnog) izlaznog bloka $X'$ od ulaznog rezidualnog bloka *X* opisano je dalje u pogledu broja koraka za obradu i ilustrovano je na slici 3.7, gde prva tri koraka odgovaraju kodovanju, dok su preostali koraci dekodovanje.




Slika 3.7: Dijagram toka transformacije, kvantizacije, reskaliranja i inverzne transformacije.

1. Ulazni signal je konstituisan od 4 x 4 MCER uzoraka koji se nalazi u X
2. Napredna "jezgro" transformacija (direktna osnovna transformacija):

$$W = C_f X C_f^T .$$

3. Post-skaliranje i kvantizacija: $Z = W \cdot \left( PF / Q_{step} \cdot 2^{qbits} \right)$
4. Re-skaliranje, uključuje inverznu transformaciju pre operacije skaliranja:

$$W' = Z \cdot Q_{step} \cdot PF \cdot 64$$

5. Inverzna "jezgro" transformacija (inverzna osnovna transformacija):

$$X' = C_i^T W' C_i$$

6. Post-skaliranje:

$$X'' = round\left(X'/64\right).$$

7. Izlaz: 4 x 4-piksela blok MCER uzoraka: $X''$

### *3.3.3.4 Primer celobrojne transformacije (Integer Transform)*

Slika 3.8 prikazuje specifičan primer 4x4-piksela blok izdvojena iz "Foreman" video sekvence koja ima QCIF rezoluciju.

Ulazni blok X:

| | j=0 | 1 | 2 | 3 |
|---|---|---|---|---|
| i=0 | 46 | 49 | 55 | 64 |
| 1 | 38 | 39 | 48 | 49 |
| 2 | 44 | 38 | 39 | 42 |
| 3 | 63 | 58 | 56 | 54 |

Od ulaza MCER bloka koji se čini da je prilično "ravan", izlaz DCT se očekuje da bude koncentrisan u gornjem levom uglu, odgovarajući DC komponenti. Izlaz W od "jezgro" transformacije je:

| | j=0 | 1 | 2 | 3 |
|---|---|---|---|---|
| i=0 | 776 | -44 | 24 | -2 |
| 1 | -29 | -152 | 3 | -31 |
| 2 | 114 | 0 | -6 | 0 |
| 3 | -27 | -6 | 9 | 7 |

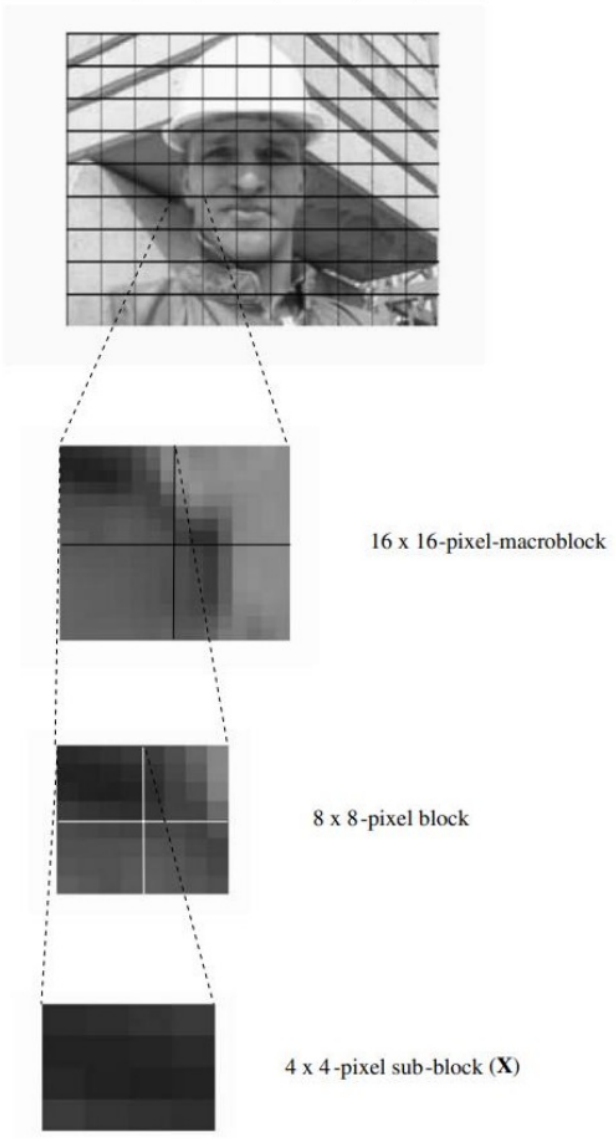
Pre kvantizacije i procesa post-skaliranja, prvo treba da se utvrdi vrednost faktora množenja MF. Korišćenjem jednačine 3.15 $MF = PF \times \left(2^{qbits}/Q_{step}\right)$. U ovom primeru QP = 5, pa je $Q_{step}$ = 1,125. Pošto je MF faktor množenja, neki od elemenata u matrici 4x4 su identični. Zato je MF:

| | j=0 | 1 | 2 | 3 |
|---|---|---|---|---|
| i=0 | 7281 | 4605 | 7281 | 4605 |
| 1 | 4605 | 2912 | 4605 | 2912 |

| | | | | |
|---|---|---|---|---|
| 2 | 7281 | 4605 | 7281 | 4605 |
| 3 | 4605 | 2912 | 4605 | 2912 |

Dalje, iz jednačina 3.14, osnovna transformacija **W** pomnožena sa **MF** proizvodi kvantizovane koeficijente transformacije **Z**. Opet, Z koeficijenti bi trebalo da budu koncentrisani u gornjem levom uglu, osim toga, očekuje se sve veći broj "nula" elementa za AC koeficijent. Izlaz napred kvantizera Z je:

| | j=0 | 1 | 2 | 3 |
|---|---|---|---|---|
| i=0 | 172 | -6 | 5 | 0 |
| 1 | -4 | -14 | 0 | -3 |
| 2 | 25 | 0 | -1 | 0 |
| 3 | -4 | -1 | 1 | 1 |



Slika 3.8: izabrani 4 x 4-piksela pod-blok iz QCIF video sekvence “Forman”. 4 x 4 –piksela pod-blok X je bio korišćen kao primer u ovom odeljku.

Sledeći je proces inverzne kvantizacije: primljeni kvantizovani koeficijenti iz enkodera su de-kvantizovani ili, drugim rečima, “de skalirani”; de-kvantizovani koeficijent pre glavne inverzne transformacije ponovo ima isti karakteristike kao i DCT izlaz, gde je DC vrednost mnogo veća nego AC vrednosti. Izlaz reskalirane $W'$ je :

| | j=0 | 1 | 2 | 3 |
|---|---|---|---|---|
| i=0 | 3096 | -136 | 90 | 0 |
| 1 | -91 | -403 | 0 | -86 |
| 2 | 450 | 0 | -18 | 0 |
| 3 | -91 | -28 | 22 | 22 |

Za inverzni proces transformacije, koeficijenti inverzne transformacije treba da budu “ravni”. Izlaz $X'$ je:

| | j=0 | 1 | 2 | 3 |
|---|---|---|---|---|
| i=0 | 2902 | 3120 | 3513 | 4083 |
| 1 | 2431 | 2523 | 2689 | 3122 |
| 2 | 2803 | 2415 | 2523 | 2659 |
| 3 | 4060 | 3690 | 3553 | 3426 |

Poslednji korak je rekonstruisanje, tako da je rekonstruisani blok sličan originalnom blok $X$. Izlaz $X''$ je:

| | j=0 | 1 | 2 | 3 |
|---|---|---|---|---|
| i=0 | 45 | 49 | 55 | 64 |
| 1 | 38 | 39 | 42 | 49 |
| 2 | 44 | 38 | 39 | 42 |
| 3 | 63 | 58 | 56 | 54 |

Konačno, slika 3.9 prikazuje original i rekonstruisani 4x4-piksela blok “Foreman” video sekvence.




Slika 3.9: Poređenje 4x4-piksela pod-bloka izdvojenog iz “Foreman” sekvence, gde je (a) originalni 4x4-piksela pod-blok pre transformacije i kvantizacije, a (b) je rekonstruisani 4x4-piksela pod-blok nakon što je prošao kroz H.246 standardne procese celobrojne transformacije i kvantizacije.

### 3.4.1 Entropijsko kodovanje

Posle svih koeficijenata transformacije koji su kvantizovani, poslednji korak u procesu video kodovanja na slici 3.11 je entropijsko kodovanje. H.264 kodek je adaptiran za dva različita pristupa za entropijsko kodovanje. Prvi pristup je baziran na upotrebi UVLC [72] a drugi poziva CABAC [77]. Treba znati da se tip entropijskog kodovanja koji se koristi, bira od strane korisnika u toku procesa kodovanja. Kada je parametar slike "entropy_coding_mode" postavljena na "0", blok kvantizovanih koeficijenata bilo 4x4 ili 16x16 su kodovani korišćenjem UVLC šeme, a kada je parametar slike "entropy_coding_mode" postavljen na "1", koristi se CABAC šema.

#### *3.4.1.1 Universal Variable Length Coding (UVLC)*

Entropijsko kodovanje na osnovu Variable Length Coding (VLC) je najčešće korišćen metod dodatne kompresije kvantizovanih koeficijenata transformacije, vektora pokreta, i drugih parametara kodovanja. Kodovi promenljive dužine (VLC) su bazirani na dodeljivanju kraćih kodnih reči u simbole koji imaju veću verovatnoću pojave i dužih kodnih reči u simbole sa manje čestom pojavom. Simboli i dodeljene kodne reči su organizovani u "look-up" tabeli, koja se naziva VLC tabela, koji se čuva i u koderu i u dekoderu [77].

U nekim standardima za kodovanje videa kao što su H.263 [78] i MPEG-4 [53], postoji više VLC tabela koje se koriste, gde svaki od parametara kao što su vrsta DCT koeficijenata kvantizacije, vektori pokreta, itd., imaju svoje VLC tabele, dok H.264 kodek koristi jedanu univerzalnu VLC tabelu koja se koristi u entropijskom kodovanju svih simbola u koderu, bez obzira na vrstu podataka koje ti simboli predstavljaju.

#### *3.4.1.2 Context-based Adaptive Binary Arithmetic Coding (CABAC)*
**Na kontekstu bazirano adaptivno binarno aritmetičko kodovanje**

Aritmetičko kodovanje koristi verovatnoće modela i u koderu i u dekoderu za sve sintakse elemenata kao što su koeficijenti transformacije i vektori pokreta. Da bi se povećala efikasnost kodovanja od aritmetičkog kodovanja, osnovni model verovatnoće je prilagođen promeni statistike sa video frejmom, kroz proces koji se naziva modeliranje konteksta. CABAC ima tri posebne prednosti:

1. kontekst model pruža procenu uslovne verovatnoće kodovanje simbola;

2. aritmetika koda dozvoljava ne-celobrojnom broju bitova da budu dodeljeni simbolima;

3. adaptivni aritmetički kod dozvoljava entropijskom koderu da se prilagodi nestacionarnoj statistici simbola.

## 3.5 Komparativna studija MPEG-4 i H.264 kodeka

Nakon prethodnog poglavlja gde smo uveli osnovne karakteristike MPEG-4 i deo o H.264 kodeku koji proizilaze iz ITU-TVCEG projekta, u ovom odeljku izdvajamo razlike između MPEG-1 i H.264 standarda. U ovom delu, poznavanje sa MPEG-4 standardom se pretpostavlja.

ISO/IEC standard MPEG-4 video kodni standard [62] i ITU-T VCEG H.264 kodek [62, 70] izlaže neke sličnosti u smislu da oba standarda definišu takozvane blok-bazirane hibridne video kodeke. Svaki video frejm je podeljen u fiksne veličine MB od 16x16 piksela, što može biti kodovano u nekoliko modova kodovanja. Oba standarda razlikuju intra-frame kodovanje i inter-frame kodovanje ili modove predviđanja. U intra-frame modu MB je kodovan bez pozivanja na druge frejmove u frejmu video sekvence, dok se u inter-frame modu ili modu predviđanja, prethodno kodovane slike koriste kao referenca za formiranje MCER signala. Rezultanta MCER signala se koduje pomoću kodovane transformacije, gde je MB podeljen na fiksne veličine blokova. Pre kodovanja MCER, svaki od ovih blokova se transformiše pomoću blok transformacije i koeficijenti transformacije se kvantizuju i prenose koristeći metode entropijskog kodovanja, kao što je naglašeno u odeljcima 3.3 i 3.4 [70].

### 3.5.1 Intra-frejm kodovanje i predviđanje

MPEG-4 Visuelni sloj i H.263 kodek imaju mnogo toga zajedničkog, jer je H.263 ITU-T preporuka bila polazna tačka za MPEG-4 projekat i većina dodatnog rada je sprovedena u oblasti objekat-bazirano kodovanje, gde je svaki od objekata u video frejmu nazivan video objekat (VO). Dakle, MPEG-4 standard kodovanja podržava tri različita tipa slika u procesu kodovanja tzv. video objekat ravan (Video Object Plane-VOP), odnosno I-VOP P-VOP, i B-VOP. U I-VOP svaki MB je kodovan u intra-frame modu, i postoji samo jedan intra-frejm mod u MPEG-4 standardu koji koristi pod-blokove 8x8-piksela. Poređenja radi u H.264 kodeku, pod-blokovi od 4x4 uzorka se koriste za transformaciono kodovanje, i tako pod-blok se sastoji od 16 piksela osvetljaja i 8 piksela boje, kao što je prikazano na slici 3.6. Konvencionalni tipovi slika poznati kao I, P i B slike su i dalje podržane u standardu. Za razliku od MPEG-4 u H.264 MB uvek može biti kodovan u jednom od nekoliko intra-frame modova. Postoje dve klase intra-frame režima kodovanja, koje su označene kao intra 16x16 i intra 4x4 na dalje. Štaviše, za razliku od MPEG-4, gde se samo neki od koeficijenata DCT može predvideti iz okolnih intra-frame blokova, u H.264 intra-frame predviđanju piksela uvek se koristi prostorni domen pozivajući se na susedne piksele već kodovanih blokova. Kada se koristi intra-frame kodovani 4x4-piksela mod, svaki 4x4-piksela blok komponente osvetljaja koristi šest modova predviđanja. Izabrani režimi su kodovani i prenose se kao (sporedne) bočne informacije. U intra-frame kodovanom 16x16 piksela modu, uniformno predviđanje se vrši za celu komponentu osvetljaja MB. Četiri različita režima osvetljaja su podržana, kao što je opisano u odeljku 3.4.1. Razmotrimo sada problem inter-frame predviđanja u sledećem odeljku.

### 3.5.2 Inter-frejm predviđanje i kompenzacija pokreta

Oba kodeka i MPEG-4 i H.264 koriste inter-frame predviđanje na osnovu razlike frejmova, kao i kompenzaciju pokreta pomoću vektora pokreta. U MPEG-4, tri različita moda intuitivnog kodovanja obezbeđuju se za P-VOP, odnosno “inter 16x16”, “inter 8x8” i preskoči (skip) mod. Za preskoči mod, jednobitna oznaka je potrebna za signalizaciju za dekoder da se svi uzorci celog MB ponavljaju iz referentnog frejma. Nasuprot tome, H.264 standard pruža sedam modova kodovanja kompenzacije pokreta za MB kodovan u inter-frame modu. Svaki mod kompenzacije pokreta odgovara određenoj podeli MB na fiksne veličine blokova koji se koristi za opis pokreta.

Blokove sa veličinama 16x16, 16x8, 8x16, 8x8, 8x4, 4x8, i 4x4 piksela podržava H.264 sintaksa i na taj način do 16 vektora pokreta se može preneti na MB.

Pored toga, H.264 podržava korišćenje multi-frejm predviđanje kompenzacije pokreta, gde se više od jedne, ranije kodovanih slika, koristi kao referenca za kompenzaciju pokreta. Za trenutnu verziju H.264 kodeka, do pet referentnih frejmova je dostupno za predviđanje pokreta. Nasuprot tome, u MPEG-4 standardu samo jedan referentni frejm se koristi za kompenzaciju pokreta.

Rezolucija od 1/2 ili 1/4 piksela kompenzacije pokreta po osnovu ranije kodovanih I-VOP ili P-VOP se primenjuje u MPEG-4 za formiranje MCER signala u "inter 16x16" i "inter 8x6" modu. U "inter 16x16" modu, putanju kretanja celog MB je odredio jedan vektor pokreta dok "inter 8x8" mod koristi četiri vektora pokreta zaokruženih na vrednosti povezanih sa tačnošću od pola piksela. Horizontalne i vertikalne komponente svakog vektora pokreta se različito koduju korišćenjem medijane predviđanja na osnovu tri susedna bloka, koji su već kodovani.

H.264 sintaksa podržava i 1/4 i 1/8 piksela rezoluciju kompenzacije pokreta. Komponente vektora pokreta se različito koduju korišćenjem medijane ili direkcionog predviđanja oslanjajući se na vektor pokreta susednih blokova. Izbor određenog moda predikcije zavisi od oblika bloka i njegovog položaja u frejmu MB. Sada ćemo fokusirati pažnju na kodovanje MCER u sledećem odeljku.

### 3.5.3 Transformaciono kodovanje i kvantizacija

U MPEG-4 DCT je korišćena za kodovanje intra- ili inter-frejm kodovanog MB, ali aritmetički postupak nije određen za računanje inverzne transformacije. H.264 kodek je u osnovi sličan MPEG-4 šemi i drugim prethodnim standardima kodovanja te koristi transformaciono kodovanje predviđenog signala greške. Međutim, u H.264 kodeku transformacija se primenjuje na blokove 4x4-piksela i umesto DCT, H.264 kodek koristi odvojenu celobrojnu transformaciju (3.3.3), koja ima slične karakteristike kao 4x4-piksela DCT. Inverzna DCT (3.3.3) je definisana kao egzaktna celobrojna operacija, odnosno inverzna transformacija gde nikada neće biti neslaganja. Dodatna 2x2-piksela transformacija se primenjuje na četiri DC koeficijenta svake komponente boje. Ako je "intra 16x16" mod u upotrebi, slična operacija produženja transformacije osnovne funkcije je izvršena za 4x4 DC koeficijente signala osvetljaja.

H.264 kodek koristi skalarnu kvantizaciju za kodovanje DCT koeficijenata, ali bez kvantizera mrtve zone oko nule MPEG-4 kodeka. Jedan od 32 koraka kvantizera je izabran za svaki MV parametrom kvantizacije ***QP***. Nivoi kvantizera su raspoređeni tako da se oko 12,5% veličina koraka povećava od jednog ***QP*** do sledećeg na listi od 32 koraka kvantizera. Kvantovani koeficijenti transformacije se skeniraju u cik-cak modu [22] i konvertovani su u simbole pomoću Run-Length Coding (RLC). U MPEG-4 standardu kvantovani DCT koeficijenti blokova 8x8 piksela se cik-cak skeniraju, dok se u H.264 standardu cik-cak skeniranje odvija u blokovima od 4x4-piksela. U sledećem delu ćemo razmotriti korišćene šeme entropijskog kodovanja.

### 3.5.4 Entropijsko kodovanje

Dve različite metode entropijskog kodovanja su podržane od strane H.264. Prva metoda je UVLC [72], koja se oslanja na potencijalno beskonačne dužine skupova kodnih reči. Umesto projektovanja različitih VLC tabela za svaki element sintakse, samo mapiranje UVLC tabele je prilagođeno prema statistici podataka koji se koduje. Efikasnost entropijskog kodovanja može biti bolja ako se koristi CABAC [77]. S jedne strane, korišćenje aritmetike kodovanja omogućava prenos ne celobrojnog bita za svaki simbol alfabeta, što je naročito korisno u vezi sa simbolskom

verovatnoćom većom od 0,5. S druge strane, upotreba adaptivnih kodova podržava prilagođavanje nestacionarne statistike simbola. Još jedna važna osobina CABAC šeme [77] je njegova sposobnost modeliranja konteksta, gde se statistika već kodovanih elementa sintakse može koristiti za procenu uslovne verovatnoće simbola koji se koduje. Inter-simbolska zavisnost može biti iskorišćena od strane prebacivanje među nekoliko modela procene verovatnoća u skladu sa već kodovanim simbolima u susedstvu simbola koji trebaju da budu kodovani.

### 3.5.5 Filter za deblokaciju

Radi ublažavanja štetnih vizuelnih efekata na ivice bloka, dizajn H.264 kodeka obuhvata filter deblokacije. Za razliku od MPEG-4, gde je filter deblokacije opcioni deo preporuke, u H.264 kodeku filter se primenjuje u frejmu petlje predviđanja pokreta i samim tim čini sastavni deo preporuke. "Cut-off" frekvencija filtriranja je adaptivno kontrolisana pomoću vrednosti nekoliko elemenata [70] sintakse kodovanja. Posle osnovnog poređenja H.264 i MPEG-4 kodeka, sada ćemo fokusirati našu pažnju na poređenje njihove efikasnosti.

## 3.6 Rezultujuće perfromanse

Ekskluzivne simulacije sprovedene su koristeći i MPEG-4 i H.264 kodeke u cilju komparativnog proučavanja njihovog rada. U našim eksperimentima korišćeni su snimci poznate video sekvence kao što su "Mis Amerike", "Suzi", i "Foreman", koje su skenirane po broju video frejmova od 10 i 30 frame/s. Performanse oba kodeka veoma zavise od veličine koraka kvantizera koji se koristi u koderu. Gornje i donje granice performansi kvaliteta videa mogu biti evidentirani kada su korišćeni najfiniji ili najgrublji kvantizeri.

Treba znati da je u ovoj MPEG-4 i H.264 simulaciji korišćen isti YUV format ulazne video sekvence. Pošto oba kodeka podržavaju 4:2:0 YUV format boje video sekvenci, ovi eksperimenti su sprovedeni korišćenjem QCIF formata kolor video sekvenci. Sada ćemo obratiti pažnju na poređenje njihovog rada.

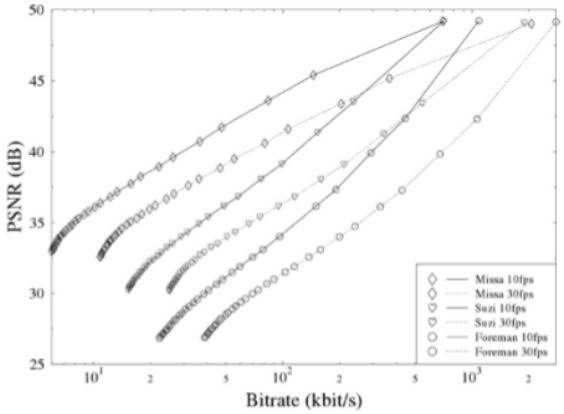
### 3.6.1 Performanse MPEG-4

Kao što je već rečeno, u MPEG-4 simulaciji korišćen je QCIF format u boji "Mis Amerike", "Suzi" i "Foreman" gde su sekvence skenirane sa 10 i 30 frame/s. Simulacije su sprovedene korišćenjem MPEG-4, pod sledećim uslovima.

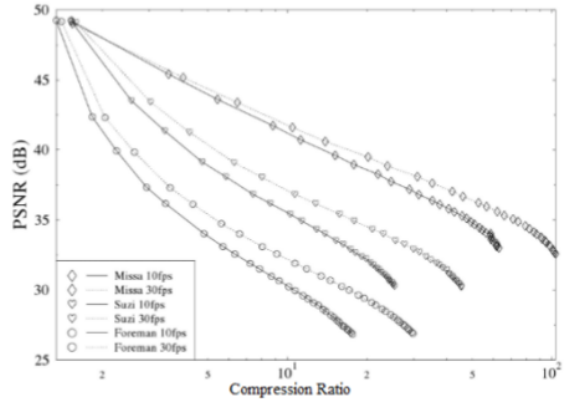
- Samo jedan intra-frejm kodovane slike je prosleđen na početku sekvence.
- Dve B-slike su umetnute između dve uzastopne P slike. Preciznije, sekvenca niza ima sledeću sintaksu: I, P, B, B, P, B, B, P....
- Dužina simka video sekvence "Mis Amerike" je 150 frejmova.
- Dužina simka video sekvence "Suzi" je 150 frejmova.
- Dužina simka video sekvence "Foreman" je 300 frejmova.
- Na objektu bazirana opcija kodovanja je deaktivirana, tako da je ceo frejm tretiran kao jedan video objekat.

Simulacije su vršena u širokom spektru bitskih brzina. Rezultati ovih simulacija su prikazani na slikama 3.10 i 3.11. (Slika 3.14 odeljka 3.6 prikazuje PSNR kvalitet video zapisa u

odnosu na performanse bitskih brzina kodovanja MPEG-4 za razne QCIF rezolucije video sekvenci). Ovi rezultati se ovde ponavljaju radi konvencionalnosti na slici 3.10, dok slika 3.11 prikazuje rezultate iz drugačije perspektive, odnosno kao prosečan PSNR u odnosu na kompresiju. Kao što se može videti sa slike 3.10 za dati fiksni bitrate, simulacije za "Foreman" sekvencu rezultovala je u najnižem kvalitetu slike, a zatim sekvenca "Suzi" i na kraju sekvenca "Mis Amerike". To je zato što je "Mis Amerike" snimak tip video sekvence čiste glave i ramena, koji je povezan sa aktivnošću sa najmanje pokreta, samim tim manje informacija vektora pokreta mora da se prenosi. Dakle, Skip mod se koristi češće tokom procesa kodovanja koji generiše jedan bit flag. Dakle, smanjeni broja bitova je potreban za kodovanje cele sekvence. Nasuprot tome, više kretanja se odvija u sekvenci "Suzi". Dakle, više informacija vektora pokreta je potrebno za proces kompenzacije pokreta. Pored toga, manje Skip mod flags je korišćeno u procesu kodovanja, što rezultuje većim bitskim brzinama u poređenju sa video sekvencom "Mis Amerike". Nepotrebno je reći, "Forman" prikazuje još veće aktivnosti pokreta nego druge dve sekvence koje se koriste u eksperimentima, pa je stoga potreban najveći broj bitova u toku procesa kodovanja, posebno za parametre vektora pokreta.



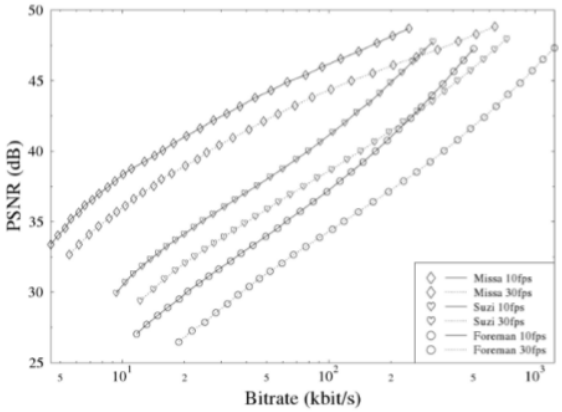

Slika 3.10: Kvalitet slike (PSNR) naspram performansi bitskih brzina kodovanja MPEG-4 za razne QCIF rezolucije video sekvenci skeniranih u 10 i 30 frame/s




Slika 3.11: Kvalitet slike (PSNR) naspram performansi kompresionih odnosa MPEG-4 za razne rezolucije QCIF video sekvenci skeniranih sa 10 i 30 frame/s

Kvalitet slike izražen u PSNR poboljšan je skoro linearno, kako je protok povećavan. Kada se održava konstantan protok, 30 frame/s krivih obično ispoljavaju PSNR kazne zbog fiksnog ograničenja protoka, jer na osnovu jednostavne logike pri 30 frame/s očekuje se trostruki rast protoka u poređenju sa 10 frame/s. Štaviše, zbog veće inter-frame korelacije snimaka od 30

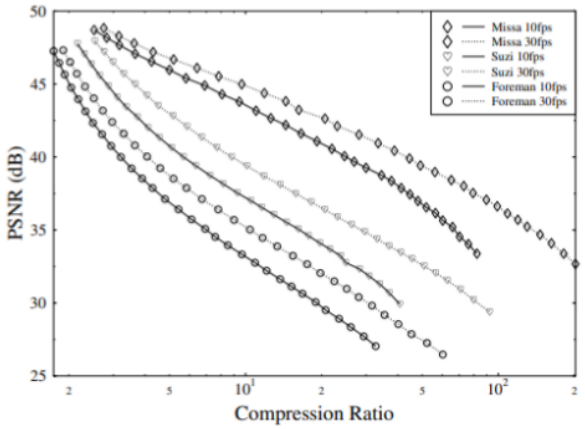
frame/s MCER ima obično smanjenu razliku u poređenju sa kodovanjem 10 frame/s, što umanjuje povećanje iznad procene trostrukog protoka na približan odnos od dva.




Slika 3.12: kvalitet slike (PSNR) naspram performansi bitskih brzina kodovanja H.264 kodeka za različite kvalitete QCIF rezolucije video sekvenci skeniranih sa 10 i 30 frame/s.

### 3.6.2 Performanse H.264

U ovom odeljku je izveštaj naših nalaza da ITU-Tstandard H.264 kodek koristi simulacije u uslovima sličnim onima korišćenim u MPEG-4 eksperimentu opisanom u prethodnom odeljku. Opet, sve simulacija su sprovedene pomoću tri poznate video sekvence “Mis Amerike”, “Suzi” i “Forman” i na 10 i 30 frame/s. Dodatne opcije kodovanja koje koristi H.264 simulacije su navedeni kako sledi.

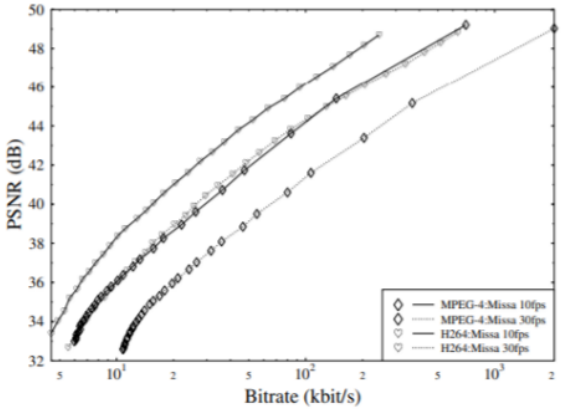



Slika 3.13: Kvalitet slike (PSNR) naspram performansi kompresije H.264 kodeka za različite QCIF rezolucije video sekvenci skeniranih sa 10 i 30 frame/s

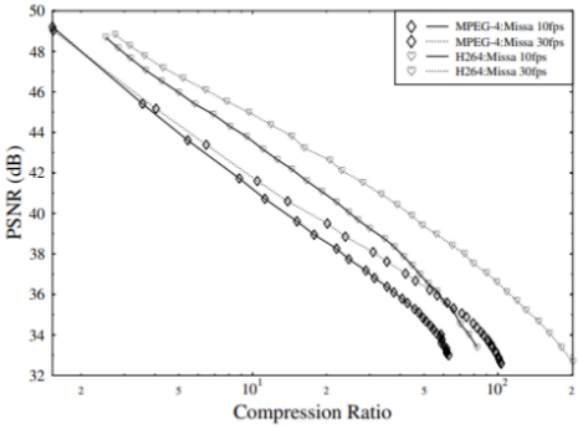
- Entropijsko kodovanje je urađeno korišćenjem CABAC tehnike.
- Pet referentnih frejmova je korišćeno za inter-frame predviđanje.
- Korišćena je rezolucija od osam piksekla za kompenzaciju pokreta.

Slika 3.12 prikazuje kvalitet slike (PSNR) naspram performansi bitskih brzina kodovanja H.264 kodeka za "Mis Amerike", "Suzi" i "Forman" sekvenci skeniranih sa 10 i 30 frame/s. Kao što se vidi sa slike, prikazani su trendovi slični MPEG-4 šemi koji su prethodno viđeni na slici 3.10. To je bilo očekivano, jer MPEG-4 i H.264 šeme imaju slične algoritme kodovanja, kao što je objašnjeno ranije u odeljku 3.5.

Kao što je u MPEG-4 za dati protok, sekvenca "Mis Amerike" ima najviši kvalitet slike (PSNR), a zatim "Suzi", onda "Forman" sekvenca. To je u skladu sa količinom kretanja sadržaja u sekvenci. Kao što je prikazano na slici 3.12, za scenario od 30 frame/s obično je potreban dva puta veći bitrate za održavanje određenih fiksnih PSNR. Iste tendencije su uočene u smislu kompresije na slici 3.13. Kao što je očekivano od odgovarajućih PSNR u odnosu na protok krivih, krive H.264 performanse kompresije su skoro linearne na ovom grafikonu log-log skale, što rezultuje predvidivim PSNR u odnosu na kompresiju.




Slika 3.14: Kvalitet slike (PSNR) naspram bitrate kodovanja, za MPEG-4 i H.264 kodeke za "Mis Amerika" video sekvencu u boji QCIF rezolucije skeniraju sa 10 i 30 frame/s

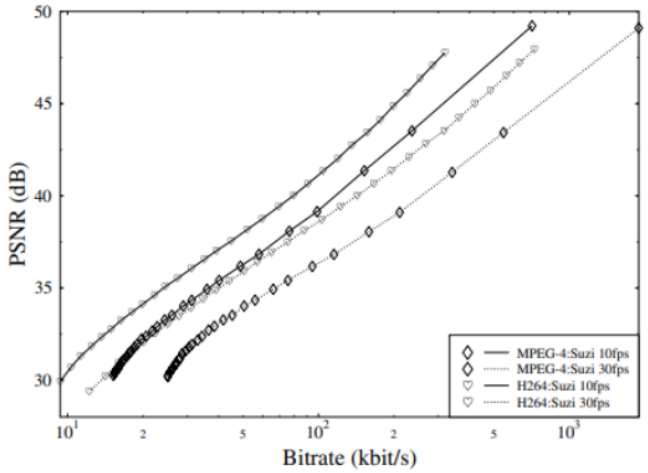



Slika 3.15: Kvalitet slike (PSNR) naspram kompresije, za MPEG-4 i H.264 kodeke za kolor video sekvencu "Mis Amerike" VGA rezolucije skenirajene sa 10 i 30 frame/s

### 3.6.3 Komparativna studija

Istraživanja predstavljena u ovom odeljku su urađena da bi se uporedile performanse MPEG-4 sa karakteristikama H.264 kodeka. Oba eksperimenta i za MPEG-4 i za H.264 su

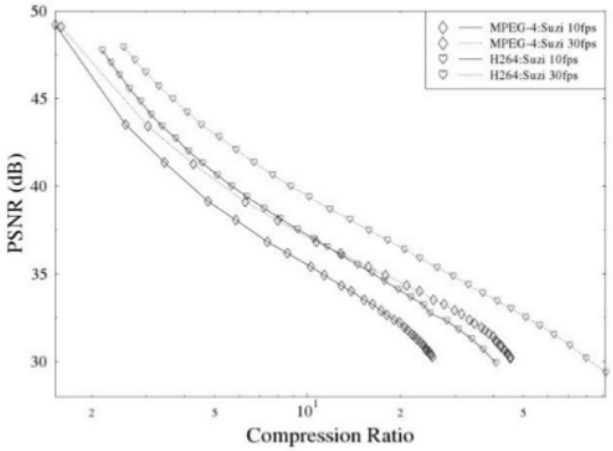
sprovedeni na 10 i 30 frame/s, i na široki spektar bitskih brzina. Veličina koraka kvantizera je varirala zarad postizanja ciljane bitske brzine u našim eksperimentima. Dakle, kvantizer je imao indeks u rasponu od 0 do 31 u svakoj od simulacija. Slika 3.14 prikazuje poređenje MPEG-4 i H.264 video kodeka za "Mis Amerike" video sekvencu u smislu ostvarivog kvaliteta slike izraženo u PSNR naspram bitske brzine (kbit/s). Kao što se može videti iz grafikona, performanse H.264 kodeka su znatno bolje nego MPEG-4 aranžman. Upoređujući performanse MPEG-4 kodeka na 30 frame/s sa H.264 kodekom pri 10 frame/s dolazi se do zanimljivih otkrića. Rezultati pokazuju da zamenom MPEG-4 sa H.264 šemom omogućava da se broj frejmova poveća sa 10 na 30 frame/s bez značajnih promena u zahtevima bitskih brzina, bez gubitka kvaliteta slike. Ovo je postignuto korišćenjem sofisticiranije i samim tim veće kompleksnosti obrade signala, što rezultuje boljom percepcijom kvaliteta slike.



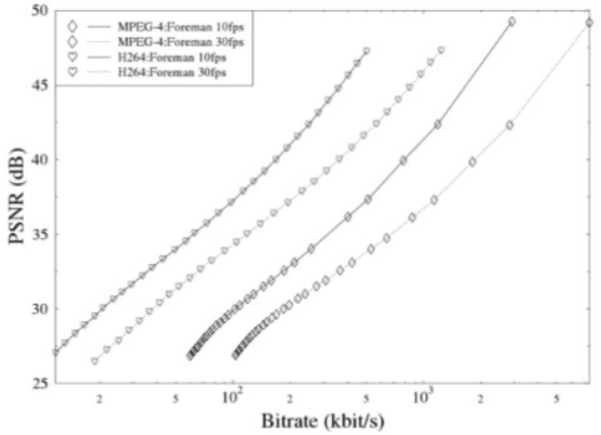

Slika 3.16: Kvalitet slike (PSNR) naspram bitske brzine kodovanja, za MPEG-4 i H.264 kodeke za video sekvencu "Suzi" u boji QCIF rezolucije skeniranu pri 10 i 30 frame/s

Slika 3.15 nudi poređenje MPEG-4 i H.264 video kodeka u drugačijem kontekstu, izražena kao slika PSNR naspram komresije, opet, kao što se može videti iz odgovarajućih grafikona, H.264 kodek pokazuje veće performanse kompresije nego MPEG-4 kodek.

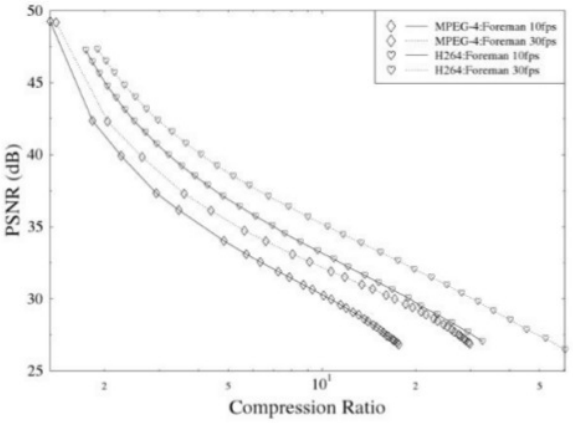
Sada ćemo da proverimo gore navedene rezultate, koje smo postigli na bazi sekvence "Mis Amerike", takođe koristeći "Suzi" sekvencu. Uslovi eksperimenta su nepromenjeni, a jednostavno ćemo zameniti video sekvencu "Mis Amerike" sa "Suzi" sekvencom.




*Slika 3.17: Kvalitet slike (PSNR) naspram kompresije, za MPEG-4 i H.264 kodeke za "Suzi" video sekvencu u boji rezolucije QCIF skeniranu pri 10 i 30 frame/s*




*Slika 3.18: Kvalitet slike (PSNR) naspram bitske brzine kodovanja, za MPEG-4 i H.264 kodeke za "Forman" kolor video sekvencu VGA rezolucije skeniranu pri 10 i 30 frame/s*




*Slika 3.19: Kvalitet slike (PSNR) naspram kompresije, za MPEG-4 i H.264 kodeke za "Forman" kolor video sekvencu VGA rezolucije skeniranu pri 10 i 30 frame/s*

Odgovarajući rezultati su prikazani na slikama 3.16 i 3.17 u smislu PSNR naspram bitske brzine i naspram kompresije, respektivno. Kao što se očekivalo, rezultati su slični onim iz eksperimenata za "Mis Amerike". Međutim, manje je sličnost između MPEG-4 krivih snimljenih za 10 frame/s i H.264 krivih nastalih za 30 frame/s. Preciznije, H.264 kodek radeći na 30 frame/s nadmašuje MPEG-4 šemu koji emituje na 10 frame/s, pri višim bitskim brzinama.

Konačni skup eksperimenata datih u ovom poglavlju bio je baziran na zameni video sekvence "Mis Amerike" sa "Forman" video sekvencom. Kao i ranije, eksperimenti su obavljeni i na 10 i 30 frame/s. Odgovarajuće krive su prikazani na slikama 3.18 i 3.19. Pošto količina finih detalja slike je sasvim drugačija za "Mis Amerike" i "Forman" video sekvence, prikazani kvalitet slike (PSNR), je bio malo degradiran u datom kodovanom bitskom protoku. Obratite pažnju da krive koje se vide na slici 3.18 se ne ukrštaju, što podrazumeva da H.264 kodek u radu i sa 10 i 30 frame/s postiže veći kvalitet slike od MPEG-4. Slični zaključci važe i za odnos kompresije.

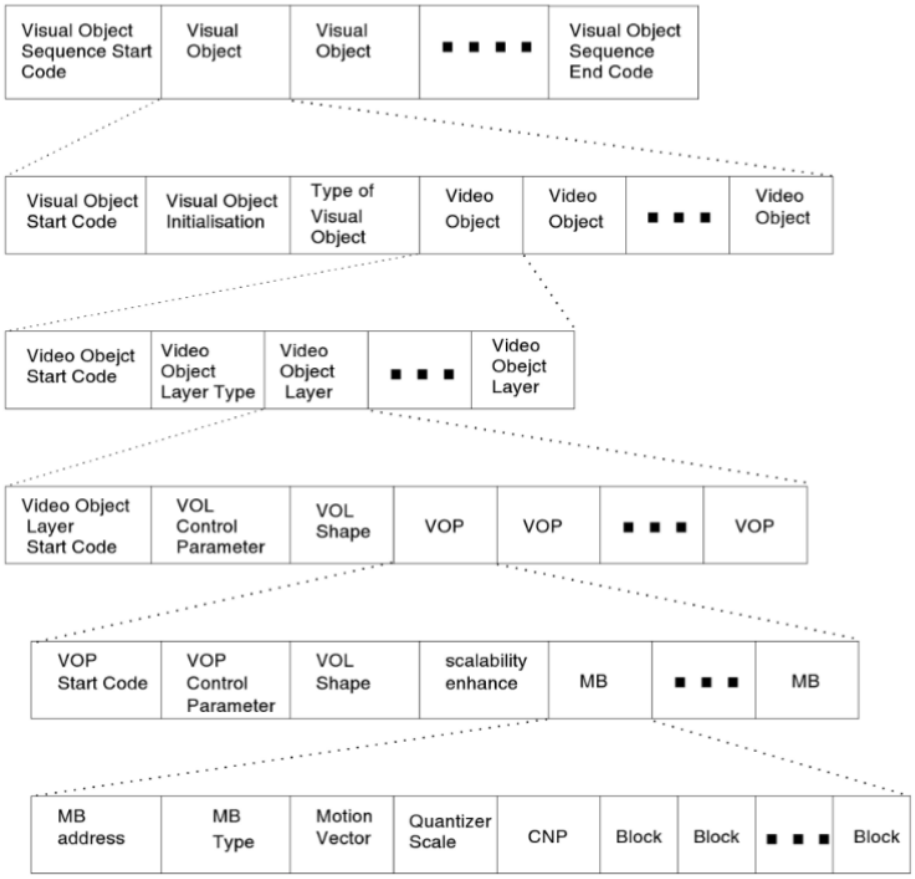
## 3.7 MPEG-4 Bitstrim i bitska osetljivost studija

MPEG-4 video kodni standard je ukratko predstavljen u poglavlju 2. Kao što se vidi na slici 3.20, kodovani video bitstrim može biti zastupljen u pogledu broja hijerarhijskih slojeva, gde svaki sloj višeg reda sadrži slojeve nižeg reda, što zauzvrat sadrže više slojeva nižeg reda. O ovoj slici će biti više reči u našem daljem predavanju. Napominjemo, međutim, da je prilično teško vizuelno dobro predstaviti odgovarajući bitstrim, na visoko organizovan način, jer MPEG-4 format je mnogo komplikovaniji nego MPEG-1, MPEG-2, kao i (ITU-T) H.263 bitstrim format. Ipak, u cilju da se olakša ovaj zadatak, struktura MPEG-4 bitstrima je podeljena u nekoliko kategorija.

U 2. poglavlju, navedeni su osnovni temelji MPEG-4 vizuelnog standarda, kodni profili i algoritami. U 3. poglavlju, prikazana je komparativna studija u odnosu na H.264. Ovo poglavlje pokušava da skicira MPEG-4 kodovanu hijerarhijsku strukturu bitstrim-a, koji čini osnovu error-resilience (otpornost na greške) studije u odeljku 3.11.

### 3.7.1 Stuktura kodovanja visuelnih podataka

MPEG-4 kodovane vizuelne informacije mogu preuzeti nekoliko različitih vrsta informacija, kao što su video podaci, informacija o statičnoj teksturi, 2D mreže informacija ili podaci za parametre animacije lica [68]. Sintetički objekti kao što su video podaci, podaci o fotografiji, mreže podataka i animirani podaci i njihove atributi su struktuirani na hijerarhijski način zarad podrške i skalabilnosti bitstrim-a i skalabilnosti objekata. Sistemski orijentisan deo MPEG-4 specifikacije opisuje filozofiju prostorno-vremenske kompozicije scene, uključujući i normativne 2D/3D grafove scena i njihove kompozicije podržane od Binary Interchange Format Specification (BIFS) [68, 79]. Na ovom nivou, kompozicija sintetičkih i prirodnih objekata se zasniva na sistemima koji koriste kasnija (ne-normativna) renderovanja koje obavlja određena aplikacija za generisanje piksel-orijentisane preglede modela.




Slika 3.20: Pojednostavljena struktura MPEG-4 bitstrim-a.

### 3.7.2 Video podaci

MPEG-4 model kodovanja olakšava korišćenje takozvanih ugrađenih (embedded) modela kodovanja. Konkretno, režim lošeg kvaliteta male brzine odnosi se na mod bazne brzine koji može koristiti dekoder, ako ne i svi kodovani bitovi udaljenog prijemnika. Radi obezbeđivanja da lokalni koder i dekoder i daljinski dekoder koriste isti rekonstruisane sadržaj video bafera u toku procesa kompenzacije pokreta, koder se takođe uzdržava od korišćenja tzv. proširenje bitova tokom ovog procesa. Međutim, ukoliko udaljeni dekoder prima bitove proširenja, oni omogućavaju poboljšanje kvaliteta dekodovanog videa.

Ako postoji samo jedan kodovani bitstrim, kodovani video podaci se nazivaju ne-skalabilni video bitstrim. Nasuprot tome, ako postoji i osnovni i prošireni bitstrim, bitski šablon kodovanja video zapisa se naziva skalabilni video bitstrim. U MPEG-4, slojevi video objekata se često razlikuju kao osnovni sloj i prošireni sloj.

### 3.7.3 Podaci statične teksture

Kodovanje vizuelne teksture je dizajnirano za održavanje visokog kvaliteta percepcije uz održavanje niske-brzine prenosa i za renderovanje tekstura pod veoma raznovrsnim uslovima gledanja, naročito, za kodovanje i za manipulaciju 2D/3D sintetičkih scena. Ipak kodovanje tekstura omogućava višeslojnu zastupljenost osvetljaja, boja i oblika. Ovo podržava progresivno prenošenje teksture za poboljšanje kvaliteta slike, kada je više informacija primljeno preko terminala.

### 3.7.4 Podaci mreže

Podaci kodirane mreže uvedeni su u [53] i to su dobro predstavili Tekalp i Ostermann [80]. U 2. poglavlju diskutovali smo o tome da je MPEG-4 objekat-bazirani multimedijalni standard za kompresiju, koji omogućava kodovanje različitih audiovizuelnih objekata. Podaci mreže u ovoj kategoriji su neki od sintetičkih vizuelnih objekata podržanih od strane MPEG-4, odnosno animiranje lica i animiranje proizvoljne 2D uniformne i Delaunay mreže [80]. Podaci mreže se sastoje od jednog ne-promenljivog bitstrim-a. Ovaj bitstrim definiše strukturu i putanju kretanja 2D mreže. Tekstura mreže mora biti kodovana kao odvojeni video objekat.

### 3.7.5 Podaci za parametre animacije lica

Kodovani podaci za parametri animacije lica (Face Animation Parameter - FAP), takođe se sastoje od jednog ne-skalabilnog bitstrim-a. To definiše animaciju modela lica dekodera. Podaci animacije lica su strukturirani u određenom formatu od navedenih standarda, modeli lica koji se mogu preuzeti i njihove kontrole animacije, kao i signalni sloj kompresovanog FAP se koristi za daljinsku manipulaciju modela lica. Lice predstavlja čvor u grafikonu scene koji obuhvata geometriju lica spremnog za prikazivanje. Oblik, tekstura i izraz lica sintetičkih lica su uglavnom pod kontrolom bitstrim koji sadrži set parametara definicije lica (Facial Definition Parameter FDP) ili FAP set [53].

Međutim, u ovoj knjizi fokus istraživanja se odnosi na kodovanje video podataka. Dakle, podaci statičke teksture, podaci 2D mreže i FAP podaci neće biti dalje obrazlagani.

Kao što je već pomenuto, struktura bitstrim je organizovana u zasebne slojeve video parametara. Na slici 3.20 se može videti da se bitstrim sastoji od niza vizuelnih informacija, vizuelnih objekata, video objekata (VO), Video Object Layer (VOL), Video Object Plane (VOP), makroblokova (MB) i podataka video bloka.

## 3.8 Vizuelna bitstrim sintaksa

### 3.8.1 Startni (početni) kodovi

Startni kodovi su konstituisani pomoću određenih bitskih obrazaca koji mogu da se imitiraju samo sa niskom verovatnoćom video zapisa. Svaki startni kod na različitim slojevima na slici 3.1 se sastoji od prefiksa startnog koda, a zatim sledi vrednost startnog koda. Prefiks startnog koda je niz od 23 bita vrednost nula i jedan bit vrednosti jedan. Prefiks startnog koda je, dakle niz bita “00000000000000000000001”. Vrednost startnog koda je 8-bitni ceo broj koji identifikuje tip startnog koda. U MPEG-4 bitstrim sintaksi, većina startnih kodova ima jednu legitimnu startnu vrednost koda. Međutim, startni kod video objekta i startni kod VOL mogu biti predstavljeni brojnim različitim vrednostima startnog koda, gde svaki startni kod VO označava početak novog VOL domaćina nekoliko VOP, kao što se vidi na slici 3.20.

Svi kodovi su na početku bajt-poravnati. To se postiže umetanjem bita za ispunjavanje, odnosno bita koji ima vrednost nula, a zatim, ako je potrebno, umetanjem bitova koji ima logičku vrednost jedan pre prefiksa startnog koda, tako da prvi bitovi prefiksa startnog koda postaju prvi (najznačajniji) bitovi dotičnog bajta [68]. Tabela 3.6 eksplicitno definiše vrednosti startnog koda za sve startne kodovi koji se koriste u video bitstrim-u.

Tabela 3.6: Vrednosti startnog koda izražene u heksadecimalnom formatu

| Start code type | Start code value hexadecimal |
|---|---|
| Video object start code | 00 to 1F |
| Video object layer start code | 20 to 2F |
| Visual object sequence start code | B0 |
| Visual object sequence end code | B1 |
| User data start code | B2 |
| Group of VOP start code | B3 |
| Video session error code | B4 |
| Visual object start code | B5 |
| VOF start code | B6 |
| Face object start code | BA |
| Face object plane start code | BB |
| Mesh object start code | BC |
| Mesh object plane start code | BD |
| Still texture object start code | BE |
| Texture spatial layer start code | BF |
| Texture SNR layer start code | C0 |

• Sekvenca vizuelnog objekta je sintaksna struktura najvišeg reda kodovanog vizuelnog bitstrim-a na slici 3.20. VO sekvenca započinje sa VO startnim kodom koji prati jedan ili više VO. VO sekvenca prestaje VO kodnom sekvencom za kraj.

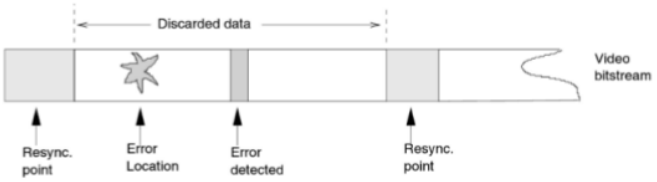
• VO sekvenca počinje VO startnim kodom (tabela 3.6), što je praćeno identifikacijom profila i nivoa, kao i vizuelni identifikator objekta i VO, i objekat statične teksture, objekat mreže ili objekat lica, koji su uvedeni u odeljku 3.7.1.

## 3.9 Otpornost na greške video kodovanja u MPEG-4

Ovaj odeljak govori o otpornost na greške merenjima kodovanja korišćenih u MPEG-4 standardu i opisuje različite alatke za kodovanje usvojene od standarda za omogućavanje snažne video komunikacije preko šumnih bežičnih kanala. Kada se kompresovani video podaci prenose preko bežičnog komunikacionog kanala, potrebno je podvrgnuti kanalne greške u obliku jednog bita ili naleta grešaka ili oboje [81]. U cilju da se video kodek učini otpornijim na u kanalu indukovanu degradaciju kvaliteta, razne Forward Error Correction (FEC) šifre mogu da budu korišćene od strane kodera za zaštitu bitstrim-a pre prenosa u dekoder [82, 83]. U dekoderu se onda ovi FEC kodovi koriste za ispravljanje grešaka prenosa koji koristi sledeće faze obrade:

- detekcija i lokalizacija greške
- resinhronizacija
- spašavanje podataka
- prikrivanje greške

Pre nego što se bilo koja tehnika prikrivanje grešaka može primeniti u dekoderu, neophodno je utvrditi da li je došlo do greške u prenosu. FEC tehnika se takođe može koristiti za otkrivanje grešaka. U kontekstu tipične blok-bazirane tehnike video kompresije koja koristi kompenzaciju pokreta i DCT, brojne tehnike detekcije grešaka mogu biti uključene, kao što su vektori pokreta van dometa, nailazak nevažećeg unosa (Variable Length Coding - VLC) tabele, broj DCT koeficijenata u bloku prelazi 64. Kada je jedan ili više od tih uslova otkriven u procesu video dekodovanja, video dekoder označi greške i aktivira odgovarajući rešavanje grešaka (error-handling) postupak. Zbog specifičnosti algoritma MPEG-4 video kompresije, koji se oslanja na VLC, mesto gde dekoder otkrije grešku nije isto kao i mesto gde se greška zapravo dogodila. Kao što je prikazano na slici 3.21, ovi događaji mogu biti neutvrđenog rastojanja jedan od drugog. Naravno, događaj greške može izazvati gubitak sinhronizacije sa koderom.




Slika 3.21 Stilizovana ilustracija događaja grešake i njenog otkrivanja. Obično je nemoguće otkriti tačnu lokaciju nastanka greške. Dakle, svi podaci između dve odgovarajuće tačke resinhronizacije možda bi morali da budu odbačeni.

Dok konstruiše kodovani bitstrim, koder umeće jedinstvene resinhronizacione markere u bitstrim u podjednako raspoređenim intervalima. Nakon otkrivanja greške, dekoder pretražuje kroz dolazni bitstrim, dok ne pronađe sledeći resinhronizacioni maker. Kada je resinhronizacioni marker pronađen, dekoder ponovo uspostavlja sinhronizaciju sa koderom. Dakle, svi podaci koji odgovaraju MV između resinhronizacionih tačaka moraju biti odbačeni, jer perceptivni efekti prikazivanja slike rekonstruisane iz pogrešnih podataka su obično vrlo neprijatni.

Nakon što je sinhronizacija ponovo uspostavljena, MPEG-4 alati za oporavak podataka pokušavaju da povrate podatke koji bi inače bila izgubljeni. Tačnije, tehnike spasavanje podataka kao što su reverzibilno dekodovanje [84] omogućavaju dekoderu da spasi neke od podataka između dve resinhronizacione tačke dekodovanog bitstrim u oba pravca i u napred i u nazad. Filozofija ovog metoda je opisana sa više detalja u odeljku 3.10.

Prikrivanje grešaka je još jedan važan sastavni deo bilo kog na greške otpornog video kodeka. Slično kao i alati za prikrivanje grešaka, efikasnost strategije prikrivanja grešaka veoma zavisi od učinka resinhronizacione šeme koja se koristi. Preciznije, ako je resinhronizacioni metod u stanju da tačno lokalizuje grešku, onda prikrivanje greške postaje efikasnije. Pri niskim bitskim protocima, za aplikacije malog kašnjenja gore pomenuta resinhronizaciona šema daje prihvatljive rezultate u kombinaciji sa strategijom jednostavnog prikrivanja, kao što su metod kopiranja blokova od odgovarajućih delova video frejma prethodnog kadra. Nakon prepoznavanja potrebe da se obezbede poboljšane mogućnosti prikrivanja greške, MPEG-4 standardizaciono telo je razvilo dodatne modove otpornosti na greške koji dodatno poboljšavaju sposobnost dekodera za lokalizaciju grešaka prenosa. Konkretno, ovaj pristup koristi podelu podataka odvajanjem delova vezanih za pokrete i teksture iz bitstrim-a. Ovaj pristup zahteva da drugi resinhronizacioni marker bude umetnut između bitskih informacija vezanih za pokrete i teksture. Ako je informacija tekstura izgubljena, ovaj pristup koristi informaciju pokreta za prikrivanje ovih grešaka. Više eksplicitno, oštećene informacije o teksturi se odbacuju, ali vektori pokreta se i dalje mogu koristiti za kompenzaciju pokreta na osnovu prethodnog dekodovanog VOP umesto trenutnog.

## 3.10 Alati za otpornost na greške u MPEG-4

Niz mera iz MPEG-4 u žargonu kao “alatke” su uključene u MPEG-4 video koder radi pružanja što veće otpornosti na greške. Ovi alati uključuju različite tehnike kao što su:

• resinhronizacija video paketa [59];

• Particionisanje (delenje) podataka (Data Partioning - DP) [85];

• Obrnuta VLC (RVLC) [84];

• Kodovi lokalnih zaglavlja (Heder Extension Codes - HEC) [59],

koji su analizirani u malo više detalja.

### 3.10.1 Resinhronizacija

Kao što je pomenuto u odeljku 3.5, pogrešan video bitstrim se očekuje da stigne u dekoder, kada se kompresovani video podaci prenose preko komunikacionog kanala koji je sklon greškama. Dekoder može dovesti do gubitka sinhronizacije sa koderom, kada je primljeni bitstrim oštećen sa greškama. Resinhronizacione alatke, kao terminologija, podrazumevaju pokušaj da se ponovo uspostavi sinhronizacija između kodera i dekodera, kada su greške u prenosu otkrivene. Generalno, podaci između tačke sinhronizacije pre greške i prva tačka u kojoj je uspostavljena sinhronizacija su odbačeni. Ako je resinhronizacioni pristup uspešan u određivanju količine podataka koje je odbacio dekoder, onda će sposobnost drugih vrsta alata koji oporavljaju podatke i/ili prikrivaju efekte grešaka znatno biti poboljšana.

Resinhronizacioni pristup koji je usvojen od strane MPEG-4, kako je ranije navedeno, kao i video paket pristup resinhronizacije, je sličan strukturi grupe blokova (GOB) koja je eksploatisana od strane ITU-T standarda H.261 i H.263 [63] kodeka za ponovno uspostavljanje sinhronizacije posle pojave greške u prenosu. Stoga ćemo kratko naglasiti resinhronizacione procedure koje koriste ovi kodeci [86]. U ovim standardima GOB je definisana kao jedan ili više redova MV u određenom video frejmu. Na početku nove GOB, u bitstrim je ubačeno GOB zaglavlje. Ove informacije zaglavlja sadrže GOB startni kod, koji se razlikuje od koda početka slike, i omogućava dekoderu da pronađete taj GOB. Osim toga, GOB zaglavlje sadrži informacije koje omogućavaju procesu dekodovanja da bude restartovan nakon resinhronizacije dekodera sa koderom, dok resetuje sve predviđene kodovane podatke. Slika 3.22 pokazuje šemu numerisanja GOB za H.263 QCIF video format.




Slika 3.22: H.263 numerisanje GOB za QCIF rezolucije slike od 176x144 piksela.




Slika 3.23: (a) Pozicije sinhronizacionih markera u bitstrim-u za osnovni H.263 koder pokazuju GOB zaglavlja. (b) Položaj resinhronizacionih markera u bitstrim-u za MPEG-4 pokazuje da koder generiše video pakete jednake dužine.

Opet, u toku konstruisanja MPEG-4 bitstrim-a, koder umeće jedinstvene resinhronizacione markere u bitstrim na približno jednake raspoređene intervale kao što se vidi na slici 3.23 (b). Nakon otkrivanja greške, dekoder pretražuje kroz primljeni bitstrim, sve dok ne pronađe sledeći resinhronizacioni marker. Kada je resinhronizacioni marker pronađen, dekoder ponovo uspostavlja sinhronizaciju sa koderom. Dakle, svi podaci koji odgovaraju MV između resinhronizacionih tačaka moraju biti odbačeni, jer efekti prikazivanja slika rekonstruisanih iz pogrešnih bitova mogu da izazovu veoma nervirajući vizuelni efekat.

Pošto je sinhronizacija ponovo uspostavljena, MPEG-4 alati za oporavak podataka pokušavaju da oporave podatake koji bi uopšte bili izgubljeni. Kao što je pomenuto ranije, tehnike za spasavanje podataka, kao što su reverzibilno dekodovanje [87], omogućavaju dekoderu da spasi neke od podataka između dve resinhronizacione tačke, jer primljeni bitstrim može biti dekodovan u oba pravca i u napred i u nazad, kao što će biti opisano u odeljku 3.6.4.

Pomagnje GOB startnog koda resinhronizaciji, zasniva se na prostornoj resinhronizaciji, eksplicitnije, jednom kada je određena lokacija MV postignuta tokom procesa kodovanja, resinhronizacioni marker se ubacuje u bitstrim. Potencijalni problem u vezi sa ovim pristupom je da je zbog procesa kodovanja promenljiv protok, tako da će ovi markeri resinhronizacije najverovatnije biti neravnomerno raspoređeni tokom bitstrim-a. Dakle, neki delovi scena, kao što su visoko-aktivne oblasti pokreta, biće više osetljivi na greške i to će biti teže da se prikrije.

MPEG-4 daje sličan metod resinhronizacije sa onim iz H.263 kodeka, sa jednom važnom razlikom: MPEG-4 koder nije ograničen na ubacivanje resinhronizacionih markera samo na početku svakog reda MV. Umesto toga, koder ima opciju podele slike u video pakete, kao što se vidi na slici 3.23, gde je svaki paket sastavljen od celog broja uzastopnih MV. Dakle, kao što je prikazano na slici 3.23, formirani su periodični resinhronizacioni markeri tokom bitstrim-a. Ako broj bitova koji se nalazi u trenutnom video paketu prelazi definisani prag, onda će novi video paket biti napravljen na početku sledećeg MV. Tako da, u prisustvu kratkih iznenadnih grešaka prenosa, dekoder ima mogućnost da brzo lokalizuje greške unutar nekoliko MV.

Resinhronizacioni marker se koristi za razlikovanje početka novog video paketa, kao što se vidi u tabeli 3.1. Ovaj marker se razlikuje od svih mogućih VLC kodnih reči, kao i startni kod

iz VOP. Informacije zaglavlja se takođe pružaju na početku video paketa kao što se vidi u tabeli 3.1. Informacije potrebne za proces ponovnog dekodovanja su sadržane u ovom zaglavlju i uključuje MV indeks prvog MV sadržanog u ovam paketu, kao i parametar kvantizacije (QP) koji je potreban za dekodovanje prvog MV. MV indeks obezbeđuje potrebnu prostornu resinhronizaciju, dok saznanje o QP dozvoljava da diferencijalni proces dekodovanja bude resinhronizovan.

### 3.10.2 Podela podataka

Slika 3.5 prikazuje organizaciju video podataka u frejmu paketa za MPEG-4 video kompresiju podataka ne koristeći podelu. Video paket započinje sa resinhronizacionim markerom, a zatim sledi MV indeks i QP i na kraju kombinacija podataka pokreta i diskretne kosinusne transformacije (DCT). Treba imati na umu da kombinacija podataka pokreta i DCT u celini sadrži mnogo više podataka nego prethodna tri polja zaglavlja.

Da razradimo malo više, slika 3.25 pokazuje elemenate sintakse svakog MV u slučaju MPEG-4/H.263 video kodera. Ovi podaci se ponavljaju za sve MV sadržane u paketu. Natpisi ispod ukazuju na MV indeks. Parametar COD je 1-bit polje koje se koristi za označavanje da li je određeni MV kodovan ili preskočen. Za razliku od COD, MCBPC je polje promenljive dužine koje se koristi za označavanje, pre svega načina kodovanja MV, a to su *intra*, *inter*, *inter4V* i *intra+Q* modovi kodovanja. *Inter4V* podrazumeva prenos četiri vektora pokreta po MV. Svakom bloku osvetljaja u MV je dozvoljeno da ima svoj vektor pokreta. Ovo omogućava veću fleksibilnost za dobijanje najboljeg odgovarajućeg za MV. Za *intra+Q* mod QP je modifikovan za trenutni MV u odnosu na prethodni MV. Drugo, MCBPC signalizira koji od dva bloka hrominanse MV je kodovan. Osim toga, DQUANT je optimalno 2-bitno fiksne dužine polje koje se koristi za označavanje inkrementalne promene koje se odnose na indeks kvantizera u odnosu na indeks kvantizera prethodnog MV. Parametar kodovani blok šablon za osvetljaj (CBPY) je kod promenljive dužine koji označava koji je od četiri bloka MV kodovan. Vektori pokreta se prenose u obliku razlike vektora pokreta promenljive dužine koda i, konačno, DCT podaci obuhvataju 64 DCT koeficijente kodovanja, koji se prenose posle cik-cak skeniranja i run-length kodovanja, koristeći VLC tabelu MPEG-4 standarda [53].

| Resync. marker | MV index | QP | Combined motion and DCT data |
|---|---|---|---|

*Slika 3.24: Organizacija podataka u MPEG-4 video paketu.*

| COD1 | MCBPC1 | CBPY1 | DQUANT1 | Encoded MV1 | DCT data1 | . . . |
|---|---|---|---|---|---|---|

*Slika 3.25: Bitstream-komponente za svaki MV u MPEG-4 video paketu.*

| Resync. marker | MV index | QP | Motion data | MVM | DCT data |
|---|---|---|---|---|---|

*Slika 3.26: MPEG-4, bitstrim organizacija koja koristi podelu podatke za razdvajanje pokreta i DCT podataka.*

| COD1 | MCBPC1 | Encoded MV1 | COD2 | MCNPC2 | Encoded MV2 | . . . |
|---|---|---|---|---|---|---|

*Slika 3.27: Bitstream komponente podataka za pokrete.*

| CBPY1 | DQuANT1 | CBPY2 | DQUANT2 | Encoded MV1 | DCT data1 | . . . |
|---|---|---|---|---|---|---|

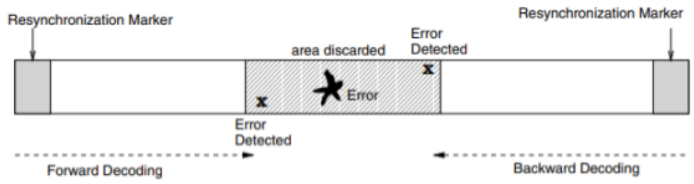
*Slika 3.28: Bitstream komponente DCT podataka.*

U MPEG-4, mod podele podataka razdvaja podatke video paketa u izabrani deo za pokrete i izabrani deo za teksture koji su razdvojeni jedinstvenim graničnim markerom pokreta (MVM), kao što je prikazano na slici 3.26. U poređenju sa slikom 3.25, delovi koji su vezi sa pokretima i DCT sada su odvojeni MVM. Svi sintaksički elemenati koji imaju informacije vezane za pokrete su smešteni u particiji za pokrete, a svi oni podaci koji se odnose na DCT su smešteni u particiju DCT podataka. Slika 3.27 prikazuje bitstrim strukturu posle reorganizacije dela za pokrete, dok slika 3.28 prikazuje bitstrim strukturu DCT dela. Treba znati da su elementi sa obe slike 3.27 i 3.28 definisani u kontekstu slike 3.24.

Kada se otkriju greške u prenosu u delu za pokrete na slici 3.27, dekoder proglašava grešku i zamenjuje sve MV u trenutnom paketu sa preskočenim blokovima, sve dok ne pronađe sledeći marker za resinhronizaciju. Kada je greška prenosa otkrivena u delu za teksturu, ali ne i u delu za pokrete, odgovarajući vektori pokreta MV se koriste prilikom kompenzacije pokreta za rekonstrukciju prenesenih MV koristeći blok DCT podataka, jer deo za teksture je odbačen i dekoder se resinhronizuje kada detektuje sledeći resinhronizacioni marker. Ako nije otkrivena greška sekcijama za pokrete i teksture, ali resinhronizacioni marker nije pronađen na kraju dekodovanja, greška je deklarisana. U ovom slučaju, samo deo za teksture MB sadržanih u trenutnom paketu se odbacuje. Particionisanje podataka [387] obezbeđuje poboljšani kvalitet video zapisa pod različitim uslovima grešaka.

### 3.10.3 Reverzibilni kodovi promenljive dužine (RVLC)

RVLC predstavljaju određenu klasu kodova promenljive dužine koji se može dešifrovati jedinstveno u oba smera. Ova povoljna osobina je posledica činjenice da kodna reč nije predstavljena prefiksom ili postfiksom druge kodne reči, što omogućava njihovo nedvosmisleno dekodovanje u oba smera i napred i nazad. Kada dekoder detektuje grešku, dok je smer dekodovanje u napred, odmah će potražiti naredni resinhronizacioni marker i početi dekodovanje u obrnutom smeru, sve dok greška ne bude pronađena. Na osnovu položaja otkrivene greške u oba pravca napred i nazad, dekoder će verovatno biti u stanju da pronađe greške u više ograničenih regiona bitstrim-a i time povrati dodatne podatke. Kao što je ilustrovano na slici 3.10, samo podaci koji su sadržani u osenčenom regionu su odbačeni. Važno je napomenuti da ako nije korišćen RVLC, svi podaci između dva uzastopna resinhronizaciona markera (slika 3.29) trebalo bi da budu odbačeni. U MPEG-4, RVLC je pokazao da obezbeđuje značajnu dobit u subjektivnom smislu kvaliteta video zapisa u prisustvu kanalnih grešaka tako što omogućava da više podataka bude nadoknađeno. U MPEG-4, kada se koristi režim podele podataka, informacija o DCT koeficijentima se koduje pomoću RVLC.




Slika 3.29: RVLC omogućava oporavak podataka tako što dozvoljava dekodovanje da se obavlja i u napred i nazad.

### 3.10.4 Header Extension Code (kod proširenog zaglavlja)

U video kompresiji, HEC je najvažnija informacija koju zahteva dekoder za dekodovanje video bitstrim-a. Zaglavlje proširenog koda omogućava uvođenje kopije važnih informacija zaglavlja sekvence slika u video paketu. HEC je fiksan jedan bit, što ukazuje na prisustvo dodatnih resinhronizacionih informacija, uključujući informacije kao što su rezolucija prostornog frejma, i njegova vremenska lokacija i vremenske kodovanje način frejma u obzir. Ova tehnika ima potencijal da smanji broj odbačenih video frejmova okruženja sklonog značajnim greškama. Ove dodatne informacije su dostupne dekoderu, kada je VOP zaglavlje oštećeno. Ovaj mod je podržan u MPEG-4, kao i slične alatke koju su takođe uključenu u Real Time Payload (RTP) [60] specifikaciji H.263 verzije 2 standarda, kako je definisano u Request for the Comments 2429 [88].

U zaključku, bežične komunikacione mreže ne garantuju uvek bez-grešaka prenos. Dakle, mi smo razgovarali o nizu metoda na grešake otporno kodovanje koje olakšavaju pouzdane video komunikacije u greškama sklonom okruženju. Mnogi od ovih metoda otprnosti na greške su sada sastavni deo raznih video standarda, kao što su H.263 i MPEG-4.

## 3.11 MPEG-4 studija osetljivosti bita

Svrha istrage osetljivosti greške u ovom odeljku je da se iskoristi znanje stečeno u cilju osmišljavanja MPEG-4 baziranog videofonskog sistema za mobilno okruženje sa sledećim ciljevima:

- bolja otpornost na greške nego originalni MPEG-4 standard;
- tok podataka koji je u skladu sa MPEG-4 standardom ili je podložan konverziji sa jednostavnim transkoderom;
- sistem lak za rekonfigurisanje tako da može da se prilagodi različitim kanalnim uslovima.

U ovom odeljku ćemo predstavljati rezultate studija MPEG-4 bitske osetljivosti. Tokom godina, dosta različitih tehnika je korišćeno u literaturi za kvantifikovanje grešaka bitske osetljivosti video kodeka. Ishod istrage koja se sprovodi veoma zavisi od više faktora, kao što su video materijal koji se koristi, bitrate video kodeka, kao i na korišćenje postupka usrednjavanja. Naši eksperimenti su izvršeni korišćenjem MPEG-4 kodera i dekoder sa onemogućenim modom otpornosti na greške. To podrazumeva da kad god je bit bio oštećen, MPEG-4 nije pokušao da ispravi ili prikrije efekte greške. Mi smo namerno izabrali ovaj režim u našim eksperimentima, tako da kada je bit oštećen, odgovarajući video objekti i degradirani video nisu nejasni, nerazumljivi.

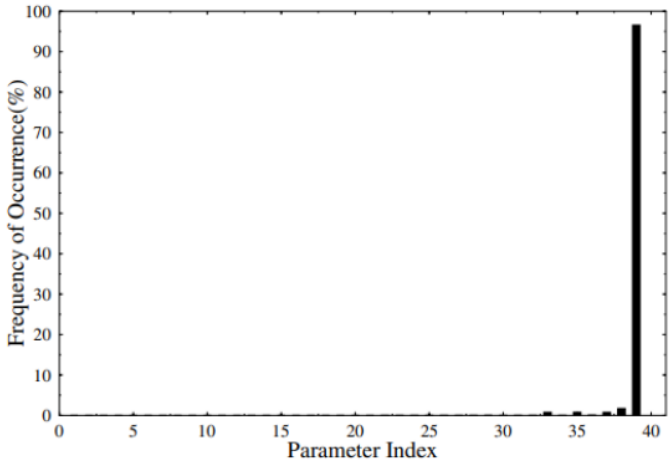
Ovde predlažemo pojednostavljenu proceduru procene bitske osetljivosti baziranu na merenju objektivnog video kvaliteta, koja pokušava da ispita sve glavne faktore koji utiču na osetljivost MPEG-4 kodovanih bitova. Konkretno, predložena procedura uzima u obzir MPEG-4 parametre koji se nalaze u celom bitstrim-u, koji takođe ima efekat gubitka sinhronizacije, kao i efekte greške prostiranja.

Cilj naše MPEG-4 studije bitske osetljivosti, bio je da se kvantifikuje prosečna (PSNR) degradacija prouzrokovana svakim pogršno dekodovanim parametrom video kodeka u bitstrim-u,

tako da odgovarajuća kanalna zaštita od grešaka bazirana na kodovanju može biti dodeljena svakom parametru.

### 3.11.1 Simulacija statistike kodovanja

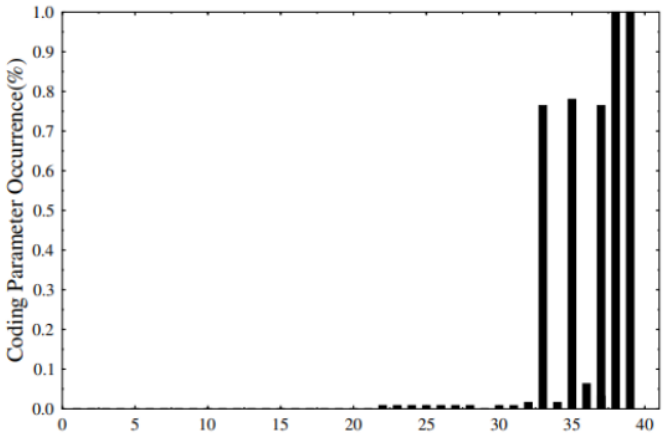
Simulacija video kodovanja je sprovedena kako bi se pronašao relativni značaj različitih parametara kodovanja ili kodnih reči u MPEG-4 bitstrim-u.



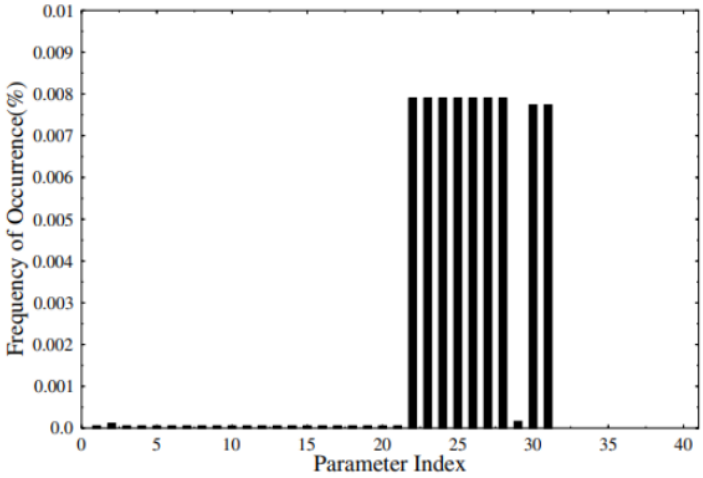

Slika 3.30: Verovatnoća nastanka za razne MPEG4 parametre za "Mis Amerike" VGA video sekvence kodovane na 30 frame/s, i 1,15 Mbit/s pomoću parametra indeksa navedenih u tabeli 3.2.

Rezultati prikazani u ovom odeljku kvantifikuju relativnu učestalost pojave raznih parametara korišćenjem MPEG-4 kodeka. Konkretno, slike 3.30 – 3.33 pokazuju verovatnoću nastanka raznih MPEG-4 parametara u kontekstu VO, VOL VOP i MB reprezentacije. Statistike prikazane na slikama 3.30-3.33 su izvedene iz istog video snimka, naime, za QCIF video sekvencu "Mis Amerike", ali rezultati su predstavljeni na različitim vertikalnim skalama, jer neki od parametara kodovanja imaju relativno malu verovatnoću nastanka u odnosu na ostale. Zbog toga su rezultati predstavljeni na različitim vertikalnim skalama i ponavljanje rezultata je izbegnuto u slikama 3.30-3.33. Osim toga, tabela 3.2 prikazuje nazive parametara koji odgovaraju indeksima parametara na slikama 3.30-3.33.

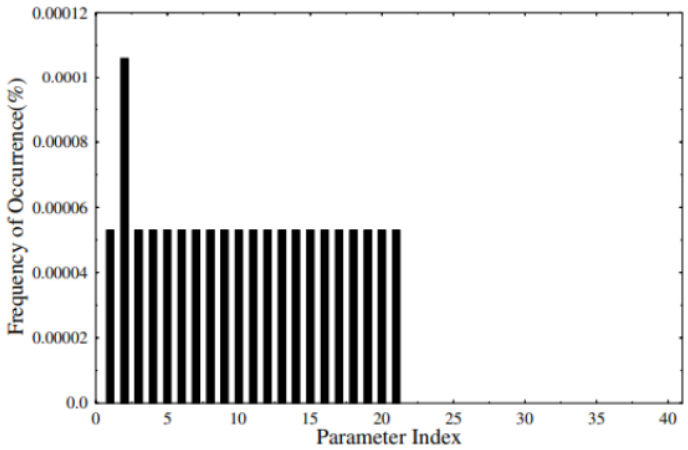
Mi ćemo sada da diskutujemo o rezultatima prikazanim na slici 3.14, što pokazuje da je verovatnoća pojavljivanja ograničena na opseg ispod 0,00015%. Može se videti da su svi parametri koji imaju indeks 1-20 u tabeli 3.2 osim za *markers_bit* koji ima istu verovatnoću nastanka. Parametar *markers_bit* predstavlja udvostručenu verovatnoću pojave u poređenju sa drugim VO i VOL parametrima zaglavlja, jer se dva puta pojavljuje u zaglavlju VOL. Ovo je 1-bitni parametar koji je postavljen na logičku 1 i pomaže u sprečavanju imitacija startnih kodova od strane video kodovanih bitova.




Slika 3.31: Verovatnoća nastanka za razne MPEG-4 parametara za “Mis Amerike” VGA video sekvencu kodovanu sa 30 frame/s i 1.15 Mbit/s koristeći parametar indeksa navedenih u tabeli 3.2. Ovaj grafikon ilustruje verovatnoću nastanka raznih vrsta MPEG-4 parametara u MV.




Slika 3.32: Verovatnoća nastanka za razne MPEG-4 parametre “Mis Amerike” VGA video sekvence kodovane sa 30 frame/s i 1.15 Mbit/s koristeći parametre indeksa navedene u tabeli 3.2. Ovaj grafikon ilustruje verovatnoću nastanka raznih vrsta MPEG-4 parametara u VOP zaglavlju.




Slika 3.33: Verovatnoća nastanka za razne MPEG-4 parametre "Mis Amerike" VGA video sekvenca kodovane sa 30 frame/s i 1.15 Mbit/s koristeći parametre indeksa navedene u tabeli 3.2. Ovaj grafikon ilustruje verovatnoću nastanka raznih vrsta MPEG-4 parametara u VO i VOL zaglavljima.

Slika 3.32 prikazuje verovatnoću nastanka bitova koji uglavnom pripadaju VOP koji se vide između indeksa 22 i 31. Očigledno je da je verovatnoća pojave za parametre u vezi sa VOP znatno veća u poređenju sa parametrima VO i povezanim VOL slojevima, jer se VO i VOL zaglavlje koje je između indeksa 1-18 pojavljuje samo jednom na samom početku u celoj video sekvenci. Isto tako, u MPEG-4 VOP kodovanju, svaki VOP je povezan sa video frejmom, koji mogu biti intra ili inter-frejm kodovani. Korišćeno je ukupno 150 video frejmova od niza "Mis Amerika" u eksperimentima. Dakle, bilo je 150 VOP i stoga 150 VOP zaglavlja za ceo video bitstrim. Kao rezultat toga, verovatnoća kodovanih bitova koja se izdvaja za razne parametre VOP zaglavlja je veća nego kod parametara u VO i VOL.

Dakle, to je prihvatljivo da svi parametri VOP zaglavlja, osim za *VOP_Intra_Quantizer*, *VOP_Inter_Quantizer* i *VOP_FCode_Forward* parametre, imaju istu verovatnoću nastanka, jer se jednom pojavljuju za svaki kodovani video frejm. VOP_Inter_Quantizera i VOP_FCode_Forward parametri imaju neznatno nižu verovatnoću nastanka, nego većina preostalih VOP parametara zaglavlja viđenih u indeksima, jer su ova dva parametra generisana samo u intra-frejm modu kodovanja, dok *VOP_Intra_Quantizer* parametar je ima značajno nižu verovatnoću nastanka, jer je potreban samo za intra-frejm kodovanje. Postoje samo tri intra-frejma u našim eksperimentima, pa se male verovatnoće mogu videti na slici 3.32.

Tabela 3.7: Referenca za MPEG-4 kodni indeks parametara kao što je prikazano na slikama 3.30-3.33

| Index | Descriptions | Index | Descriptions |
|---|---|---|---|
| 1 | VO_start_code | 21 | VOL_Scalability |
| 2 | markers_bit | 22 | VOP_START_CODE |
| 3 | VO_id | 23 | VOP_Prediction_Type |
| 4 | VOL_START_CODE | 24 | VOP_timemovulo |
| 5 | VOL_Id | 25 | VOP_timeinc |
| 6 | VOL_RandomAccessible | 26 | Width_buffer |
| 7 | VOL_IsObjectLayerIdentifier | 27 | VOP_IntraDC_Vlc |
| 8 | VOL_ControlParameters | 28 | VOP_Interlaced |
| 9 | VOL_Shape | 29 | VOP_Intra_Quantizer |

| | | | |
|---|---|---|---|
| 10 | VOL_TimeIncrement_Resolution | 30 | VOP_Inter_Quantizer |
| 11 | VOL_FixedVopRate | 31 | VOP_FCodeFor |
| 12 | VOL_Width | 32 | PutMCBPC_Intra |
| 13 | VOL_Height | 33 | PutMCBPC_Inter |
| 14 | VOL_OBMCDisable | 34 | ACpred_flag |
| 15 | VOLSspriteUsage | 35 | PutCBPY_Index |
| 16 | VOL_Not_8_Bit | 36 | PutDCsize_lum |
| 17 | VOL_QuantType | 37 | PutDCsize_chrom |
| 18 | VOL_CompleEstimatDisable | 38 | PutMV |
| 19 | resyn_marker_flag | 39 | ALL_TCOEFF |
| 20 | VOL_DataPart_Enable | | |

Sada ćemo da uporedimo relativnu učestanost pojave za parametre inkorporirane od MV sloja. U MV sloju, postoji još velika verovatnoća pojavljivanja parametara, jer je bilo 99 MV po video frejmu za QCIF “Mis Amerike” video sekvencu koju smo koristili u ovim eksperimentima. DCT parametar ($ALLT_{COEFF}$) ima najveću verovatnoću nastanka, preko 90%. U našim eksperimentima, video sekvenca je bila kodovana sa visokom bitskom brzinom od 1.15 Mbit/s, stoga u ovom relativno visokom bitskom protoku nije iznenađujuće da se vidi da DCT koeficijenti imaju najveću verovatnoću nastanka. Sada ćemo fokusirati našu pažnju na efekte grešaka prenosa u sledećem odeljku.

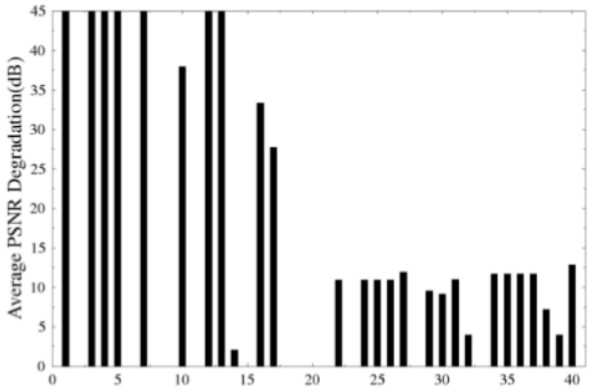
### 3.11.2 Uticaji grešaka

U cilju ispitivanja efekata grešaka prenosa na MPEG-4 parametre, širok spektar simulacija je sproveden korišćenjem QCIF video sekvence “Mis Amerike” u trajanju od 150 frejmova koja je kodovana sa 1.15 Mbit/s. Simulacije su uglavnom sprovedena na dve situacije, odnosno za greške koje se susreću u intra-kodovanim greškama, kao i u inter-kodovanim frejmovima. Skoro svi MPEG-4 parametri iz VO, VOL, VOP i MB oblastima (Tabela 3.2) su oštećeni tokom istraživanja. Degradacija PSNR je zabeležena za svaki od parametara u tabeli 3.2 pod sledećim uslovima simulacije:

- greška u intra-kodovanom frejmu (frame 1, VOP1);

- greška u inter-kodovanom frejmu (frame 1, VOP2).

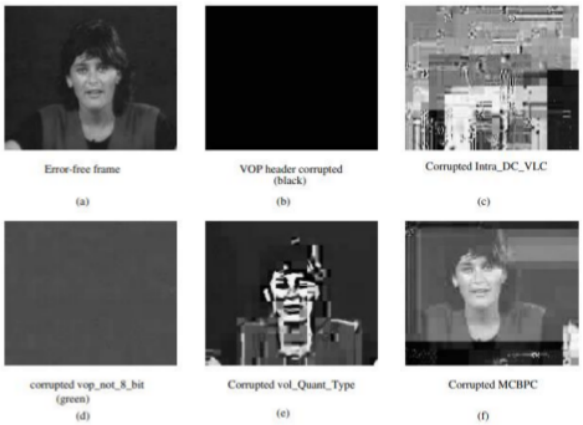
Uticaj oštećenja na MPEG-4 VO, VOL i VOP parametre zaglavlja se donekle teško procenjuje, jer ovi parametri sadrže važne informacije koje se odnose na čitav niz video zapisa, na određeni video frejm ili na relativno mali MB.




Slika 3.34: Prosečna PSNR degradacija za razne MPEG-4 parametre u VO, VOL, VOP i MB domene za "Mis Amerike" VGA video sekvencu kodovanu sa 30 frame/s i 1.15 Mbit/s koristeći indekse parametara iz Tabele3.2.

Slika 3.34 prikazuje prosečnu PSNR degradacija uzrokovanu od strane raznih MPEG-4 parametara kodovanja, dok je njihove relativne frekvencije su okarakterisane u brojkama 3.30-3.33. Može se videti sa slike 3.15 da je većina oštećenih parametre iz VO i VOL domena iz tabele 3.2 rezultovalo visokom degradacijom PSNR. Osim toga, video sekvenca se ne može dekodovati za sve parametara kao što su *VO_start_code*, *VO_id*, *VOL_START_CODE*, *VOL_Id*, *VOL_Is_ObjectLayerIdentifier*, *VOL_Width* i *VOL_Height* ako su oštećeni. Dekoder ne može ni započeti operaciju dekodovanja, kada su ti parametri oštećeni. Ova situacija je označena na slici 3.34 postavljanjem PSNR degradacije na prosečan PSNR za video sekvencu koja je u pitanju, što se vidi da je 45 dB, a to podrazumeva pretpostavku pojave PSNR od 0 dB.

Nasuprot tome, neki od parametara, kao što su *markers_bit*, *VOL_Random_Accessible*, *VOL_Control_Parameters*, *VOL_Shape*, *VOL_FixedVopRate*, *VOL_SpriteUsage*, *VOP_komplexEstimatDisable*, *resyn_marker_flag*, *VOL_DataPart_Enable*, *VOL_Scalability*, *VOP_Interlaced* i *PutMCBPC_Inter* su više otporni na greške, i samim tim čak i kada su ovi parametri oštećeni, nisu dramatično uticali na proces dekodovanja slike. Dakle, beznačajna degradacija PSNR je snimljena. Napredne funkcije kao što je binarni oblik kodovanja [47] i Sprite kodovanje [53] nisu uključeni u naše MPEG-4 studije, odgovarajući parametari iz Tabele 3.7 su tokom procesa kodovanja i dekodovanja bili isključeni.




Slika 3.35: Degradacija slike zbog oštećenja raznih MPEG-4 parametara intra-kodovanih frejmova.

Kada je parametar VOL_TimeIncrement_Resolution oštećen, degradacija PSNR prikazana na slici 3.34 postaje visok, oko 37 dB. Kada je ovaj parametar oštećen, on nameće pogrešan tajming informacije tokom procesa dekodovanja. Konkretno, problemi izazvani

оштећењем ових параметара резултују декодовањем видео фрејмова у погрешном редu, а можда су и неки видео фрејмови прескочени као последица коришћења погрешног прираста времена.

VOL_Not_8_bit садржан у индексу 16 у VOL заглављу табеле 3.2 је постављен на "1" када резолуција амплитуде видео пиксела није 8 битова по пикселу. Конкретно, када је овај параметар постављен у бинарну "0" резолуција амплитуде видео пиксела је 8 бита по пикселу. Дакле, видео декодер ће претражити кроз битстрим још један параметар у даљем тексту "bit_per_pixel". Параметар "bit_per_pixel" прецизира резолуцију амплитуде видео пиксела у битовима по пикселу између 4 и 12. Пошто смо користили 8 бита по пикселу резолуцију амплитуде видео пиксела у нашим експериментима, параметар "bit_per_pixel" није неophодан, па га нема у битстрим. Међутим, када је параметар *VOL_Not_8bit* оштећен, декодер није успео да пронађе "bit_per_pixel" параметар, па видео декодер не зна резолуцију амплитуде видеа и као резултат тога, декодовани видео фрејм се појавио као зелени фрејм када се посматра у боји и овај фрејм је приказан на слици 3.16 (d) као тамно-сиви фрејм.

Када је параметар *VOL_Quant_Type* (табела 3.2) оштећен, цео видео фрејм изгледа "коцкасто", као што је приказано на слици 3.16 (e). Као што се очекивало, degradacija PSNR је доста висока.

Када је било који од параметара у вези са VOP заглављем са индексима 22-31 (табела 3.2) оштећен, то резултира нижом degradacijom PSNR у поређењу са онима у VO и VOL слоју, као што се види на слици 3.34. Параметри *VOP_START_CODE*, *VOP_timemovulo*, *VOP_timeinc*, *VOP_Width_buffer*, *VOP_IntraDCVlcThr*, *VOP_Intra_Quantizer* резултују у сличним degradacijama PSNR. Параметри који се појављују на почетку сваког битстрим-а видео фрејма могу се сматрати витalним у VOP заглављу. Опет, као и VO и VOL заглавља која се могу наћи у индексима у табели 3.2, интегритет VOP заглавља је такође важан, мада не и за целу видео секвенцу, колико за комплетан видео фрејм. Када су оштећени ови битови, цео видео фрејм је прескочен, али декодер остаје способан за декодовање остатка видео секвенце. У експериментима, оштећено је прво intra VOP заглавље које се може наћи у индексима 22-31 табеле 3.2, а самим тим како се очекује, декодер прескаче први кадар, јер није било prethodne информације, па се појављује црни фрејм, како је показано на слици 3.16 (b).

Параметар *VOP_IntraDCVlcThr* омогућава кодеку да се prebacuje између два сета VLC који се могу користити за кодовање intra-DC коефицијената. Када је овај параметар оштећен, декодер ће користи погрешан VLC-индекс за декодовање intra-фрејм DC коефицијената. Повезани ефекти грешке су тешки зато што већина MPEG-4 битстрим-ова се кодује коришћењем VLC, чак и једна bit грешка ће штетно uticati на квалитет остварених видеа. Слика 3.16 (c) приказује пример, када је *VOP_IntraDCVlcThr* параметар оштећен, стога има uticaj и на остатак DC коефицијента у целом видео фрејму.

Други параметар који треба да овде буде окарактерисан је tzv. Макроблок тип и Coded Block Pattern for Chrominance (MCBPC) параметар, који је такође код промењиве дужине који се користи за signalizaciju MV типа и кодовани блок образац за боју. Овај параметар је увек укључен за све кодоване MV. Када је оштећен, то може да доведе до још једног "новог" VLC, који није укључен у VLC-индекс табеле. То ће такође uticati на остатак VLC позиција у битстрим-у или, још озбиљније, може довести до непријатних ефеката као што је поменуто ранije. Слика 3.16 (f) приказује ефекте оштећених MCBPC од MV, што је први MV у горњем левом углу слике! Очигледно, оштећен део је концентрисан на подручју MV1, али овај параметар је кодован промењивом дужином, и може постепено контаминирати остатак MV у слици.

Да разрадимо мало више, слика 3.36 илуструје ефекте битске грешке која се појавила у MV83, где видимо да је слика manje оштећена у поређењу са приказаним на слици 3.35 (f). Непријатни предмети ће почети да излазе само из MV83 на даље, а има укупно 99 MV у QCIF резолуцији видео фрејма.

Током наше студије intra-фрејм кодовања грешке битске осетљивости, истраживања су спроведена помоћу другог фрејма секвенце "Mis Amerike" и протok је био исти као и prethodni. Оштећени фрејмови су приказани на слици 3.37, док је индекс degradacije PSNR приказана на слици

3.15. Већина video predmeta zbog greške koja se dogodila u zaglavlju VOP inter-frejm slike su slična onima zabeleženim u intra-frejm scenariju kodovanja kao što je prethodno opisano.



Slika 3.36: Degradacija slike usled oštećenja DCT koeficijenta u frejmu 1, MV83 za "Mis Amerike" VGA video sekvencu kodovane sa 30 frame /s i 1.15 Mbit /s.




Slika 3.37: Degradacija slike usled oštećenja MPEG-4 parametara kodovanja u inter-frejm kodovanoj sekvenci

Parametar *VOP_fcode_forward* iz tabele 3.2 je potreban samo u inter-frejm modu kodovanja. Ovo se koristi za dekodovanje vektora pokreta u napred pravcu. Kada je ovaj parametar oštećen, to dovodi do pogrešnog predviđanja u napred za vektore pokreta a samim tim neke od MB, koji takođe imaju pridružene vektora pokreta mogu biti izgubljeni ili nepravilno dekodovani kao što je prikazano na slici 3.37 (b). Slika 3.37 (b), takođe prikazuje degradacije videa nanetu od grešaka inter-frejm DCT koeficijenata. Kao što se vidi na slici 3.18, degradacija videa nije toliko teška kao u intra-frejm kodovanju (slika 3.35), i mnogo manje informacija se koristi za kodovanje inter-frejma, koji koristi informacije iz predviđajućeg referentnog frejma. Dakle, ako je inter-DCT koeficijent oštećen, oštećene informacije mogu biti sakrivene drugim DCT informacijama iz predviđenog video frejma.

Ukratko, kao što ovi grafikoni i slike pokazuju, rezultat intra-frejm greške je degradacija slike koja se vrlo malo smanjuje sa vremenom, pored toga greške će se raširiti do sledećeg inter-frejma sve do početka sledećeg intra-frejma. Nasuprot tome, greške u inter-kodovanim frejmovima ne utiču na kvalitet slike negativno, kao greške intra-kodovanih frejmova.

# 4. RF propagaciono modelovanje kod 5G sistema

Neprekidno povećavanje potražnje za većim brzinama podataka, veći kapacitet mreže, veća energetska efikasnost i veća mobilnost je motivisala istraživanje unutar pete generacije (5G) modeliranja komunikacijskih sistema. 5G je generalno dogovoren za skup novih zahteva za bežične komunikacione sisteme. Ovi zahtevi će morati da reše nekoliko kritičnih područja performansi uključujući ograničenja troškova, saobraćajnu latencija, pouzdanost, sigurnost, dostupnost, heterogenu strukturu mreža, zahtev za višestruko slanje/emitovanje, zahtev za opsluživanje različitih uređaja i smanjena potrošnja energije. Precizna 5G unutrašnja i spoljašnja karakterizacija i modeliranje kanala su presudni za određivanje performansi sistema, a time i za sistem i za realizaciju 5G mreže. Naime, 5G radio frekventna (RF) propagacija utiču razne pojave koje više ili manje pogoršavaju prijem izvornog signala na prijemniku (free-space propagacija, penetracija objekta, refleksija, rasejavanje, difrakcija i apsorpcija uzrokovana atmosferskim gasovima, magla i padavine).

Da bi se generisali novi propagacioni modeli za 5G sisteme i sledeće, za određivanje standardnih mernih performansi 5G sistema, odgovarajući model gubitaka puta morao bi biti izgrađen za procenu budžeta veze i predviđenu snagu signala, sa uključivanjem direktivnih i „beamforming“ antenskim nizovima i kokanalne interferncije, dok je privremena disperzija izazvana višestrukom (multipath) propagacijom (uticaj na tajming, veličina paketa i okvira i drugi parametri dizajna interfejsa za vazduh) trebalo bi da se okarakteriše. Zbog toga, opšti statistički modeli ne mogu biti dovoljni za procenu performansi sistema pa su bili neophodni specifični modeli povezani sa stvarnim referentnim scenarijom sa finom klasifikacijom pojmova.

Za razvoj novih 5G sistema za rad u milimetarskom opsegu, postoji potreba za tačnim propagacionim modeliranjim ovih opsega. Eksploatacija neiskorišćenog milimetarsko talasnog (mmWave) opsega spektra (spektar između 6 i 300GHz) je efikasno rešenje za ispunjavanje standarda za 5G mreže zbog eksplozije rasta ogromne količine podataka. Merenja su data na 38GHz (Bazna stanica – scenario mobilnog pristupa [89] i Peer-to-peer scenario [90]), 60GHz (Peer-to-peer scenario i scenario vozila [91]), i 73GHz [92] su jasno identifikovali postojanje nonline-of-sight (NLOS) uslova. Jedan od najintenzivnije korišćenih statističkih modela za karakterizaciju kompleksnog ponašanja i slučajne prirode NLOS anvelope slabljenja je Nakagami-m distribucija. U [93–95] za svrhu modeliranja posmatranih svojstava propagacionog sistema 5G, parametar Nakagami-m direktno se izračunava od izmerenih podataka. Dva najpoznatija postupka za koja se koristi procena Nakagami-m fading parametra, *m*, su (1) procena maksimalne verovatnoće (ML) i (2) procena na bazi momenta. Međutim, poznato je da su uzorci često podvrgnuti uticajima odmetnika „outliers“ (čak i mali deo ekstremnih vrednosti odmetnika, mogu uticati na Gausove parametre, posebno momenti višeg reda). Štaviše, pojava odmetnika je posebno problematična kada se uzorci momenata višeg reda koriste za procenu, jer od procene u takvim slučajevima se pojavljuje netačnost. Pružanje najbolje procene zasnovane na momentima i dalje je glavno pitanje na koje bi trebalo obratiti pažnju.

Zbog toga postoji potreba za razvijanjem novog pristupa proceni parametara NLOS kanala zasnovanog na merenju performansi, koji će nam omogućiti da procenimo propagacione parametre u realnom vremenu i da se izbegnu slabosti ML i procene pristupa moment-metode.

Stohastični modeli kanala za mmWave komunikacije u unutrašnjem i vanjskom okruženju su uglavnom bili karakteristična po Rajsovoj distribuciji u vidnom polju (LOS) okruženja gde je prisutna dominantna putanja [96]. U [96] je pokazano da je Rajsov *k*-faktor u rasponu preko definisanog skupa vrednosti za posmatrane LOS i NLOS uslove u vertikalno-vertikalnom (V-V) kopolarizovanom antenskom scenariju i odgovarajući skup vrednosti za posmatrane LOS i NLOS uslove vertikalno-horizontalno (V-H) unakrsno-polarizovani antenski scenario. Međutim, uprkos prikazanoj činjenici u [97] da Rajsova distribucija najbolje odgovara podacima merenja, rezultati [96] podrazumevaju da za konvencionalni feding model nedostaje tačno modeliranje slučajne fluktuacije 5G signala bežičnog kanala. U [97] je zaključeno da je za tačno modeliranje 5G sistema kanala, predloženi modeli treba da osiguraju LOS kanal i NLOS uslove, kanalna statistika drugog-reda, a realizacije kanala treba da se nesmetano menjaju u funkciju vremena, položaj antene, i/ili

frekvencija. Stoga, javlja se potreba za novom karakterizacija propagacije u uslovima LOS-a, posmatrajući Rajsov *k*-faktor kao slučajni proces.

Posebno, raznovrsnost scenarija predviđenih za 5G aplikacije u mmWave opsegu sigurno će dovesti do toga razni uslovi propagacije. Trenutno, ogromne raznovrsnost talasne forme smatraju se potencijalnim kandidatima za 5G vazdušni interfejs. Uključuju (i) single-carrier frequency division multiplexing (SC-FDMA), već korišćen u 4G Long-Term Evolution (LTE) uplink, koja se takođe naziva i drugačije generalizovana diskretna Furierove transformacije (GDFTs- ortogonalno multipleksiranje s frekvencijskom podelom (OFDM) [98]; (ii) zerotail (ZT) ili unique-word (UW) DFT-spread-OFDM [99, 100], ultra-wideband- (UW-) OFDM, generalizovano multipleksiranje s frekvencijskom podelom (GFDM) 01], and cyclic prefix-(CP-) OFDM (već korišćeno u 4GLTE downlink); (iii) resourceblock-filtered OFDM, filter-bank-multicarrier (FBMC), i universal filter multicarrier (UFMC). Kao što se vidi, OFDM tehnika je sveprisutna u predlozima 5G talasnog oblika. OFDM tehnika zasigurno će ostati osnovni okvir za novi dizajn 5G talasnog oblika, sa nekim optimizacijama za podršku novim zahtevima za 5G [102, 103].

Stoga je neophodno predložiti efikasan, jednostavan, i opšti metod za generisanje uzoraka za opšti 5G kanal i dalje, kako bi iskoristili ovaj kanal da bi se procenile performanse greške bitske brzine OFDM modela sistema.

Stohastička geometrija bila je moćna tehnika za procenu performansi sistema u konvencionalnim mobilnim mrežama [104], koji otkriva uticaje više paremetara sistema kao što su gustina baznih stanica, snaga emisije i eksponent gubitka puta na parametrima performansi kao što su brzina podataka ili pouzdanost. Ključna ideja u [105] je modeliranje slučajnih prepreka (npr. zgrade) kao pravougaonici slučajne veličine i orijentacije čiji centri čine Poisson point proces (PPP) u dvodimenzionalnom prostoru. Međutim, umesto jedan-hop (skok) komunikacija između makro ćelije bazne stanice (MVS) i klaster jedne male ćelijske bazne stanice (SBS) 5G ćelijske mreže mogu imati više SBS klastera, koji zahtevaju višestruke prenose da bi se poboljšala pokrivenost ćelije. S obzirom na zavisnost efekata blokade na udaljenost (tj. verovatnoća da će se dogoditi blokada povećava se kako udaljenost raste) na mmWave, multi-hop komunikacija može biti efikasno rešenje za izgradnju mmWave bežične veze sistem za remont. U tom kontekstu motiviran ograničenjem u [106], bežični remont sistem sa jednim skokom iz [106] može biti proširen na multi-hop scenarij s više SBS klastera. Više tačaka na više tačaka (MVMs-to-MVMs) veze bi se takođe mogle proučavati, umesto [106] jedne tačke-na više tačaka (MVS-to-SBSs) veze. Stoga, sa drugačijom statistikom udaljenosti od [106], interkluster SBS-to-SBS komunikacija može imati koristi od višeg reda prostornog diverzitija u poređenju sa komunikacijom MVS-to-SBS u [106].

Sa ove tačke gledišta, analiza optimalnog i suboptimalnog broj skokova da bi se smanjile end-to-end performanse prekida rada između MVS i odredišnog SBS klastera za datu razdaljinu od kraja do kraja (end-to-end) može biti zanimljiv, gde se suboptimalni broj skokova zasniva samo na skoku performanse prekida.

Pitanja interferencije postat će od presudne važnosti zbog koegzistencije 5G uređaja, s obzirom da će broj mmWave uređaja u skoroj budućnosti znatno porasti [107]. Da bismo zadovoljili zahteve za kvalitetom 5G i upoznali mobilnost korisnika, zbog većeg gubitka u putu za mmWave frekvencije, povećanjem antenskih nizova koji se koriste u vanjskim sistemima za mmWave može se obezbediti dodatno pojačanje [108, 109]. Sve veći rast broja 5G uređaja će brzo proučiti tehnike nultog obrasca. Ciljevi dizajna antenskih nizova su da se postignu minimalni nivoi bočnih lobova (SLL) i uska širina snopa prve nule (FNBV). Metode koje se koriste za sintezu antenskog niza se može klasifikovati u dve kategorije: deterministička i stohastička. Najveće prednosti upotrebe stohastičke metode je njena sposobnost u radu sa velikim brojem optimizacionih parametara i izbegavanje zaglavljenja u lokalnom minimumu.

Zanimljiva ideja za sintezu antenskih nizova za 5G mmWave može se zasnivati na genetskom algoritmu za sintezu linearnog niza s neujednačenim međulementnim razmakom po

redoledu da se dobije optimalni položaj elemenata da bi se postigao minimalni nivo bočnog loba i nule u željenom pravcu.

Upotreba mmWave opsega za sisteme bežične mreže nove generacije mogla bi ponuditi dostupnost ultra širokopojasnog spektra i povećan kapacitet kanala. Sve ove koristi dolaze kao trošak zbog potencijalno veće složenosti sistema u pogledu radio frekvencije (RF) i dizajna antene. Međutim, nedavni napredak oko razvoja mmWave bežičnih sistema rezultirao je isplativim rešenja koja mogu da se iskoriste za prevazilaženje ovih izazova. Opseg frekvencije 60 GHz ima svoj standardizovani protokol, to jest, Wireless Gigabit Alliance (WiGig) standard što je ekvivalentno IEEE 802.11ad [110]. Obećavajuća studija bi bila procena budžeta veze, izvedena na osnovu WiGig /IEEE 802.11ad za standardno definisanu modulaciju i režim kodovanja (MCS) i specifični 60GHz mmWave gubitak puta i pomoćni faktor slabljenja. Razmatrani sistemski parametri za procenu budžeta ove vezu mogu biti dobijeni od stvarnih hardverskih prototipa za narednu generaciju mmWave mrežnih održavanja u industriji.

Iako su tehnike višestruki ulaz i višestruki izlaz (MIMO) široko korišćene u ćelijskim i bežičnim lokalnim mrežnim sistemima koji rade na sub-6 GHz [111–113], potencijalne realizacije MIMO tehnike u mmVave opsegu još uvek nisu potpuno shvaćene, imajući u vidu jedinstvene karakteristike širenja na multi-putanje i povećani gubitak putanje preko opsega niže frekvencije koji se koriste u trenutnim 3G/4G bežičnim komunikacijama. Prostorno multipleksiranje (SM) i oblikovanje snopa (BF) su dva najčešće korišćena pristupa za realizaciju MIMO sistema. Multipleksirani dobitak se može dobiti korišćenjem prostorne razlike kanalnog odziva u različitim predajnim (Tx-) i prijemim (Rx) parom elemenata. S druge strane, u mmWave opsegu, propagacioni gubitak je veći u odnosu na niže frekvencije; stoga se očekuje da antenski nizovi sa velikim dobitkom nadoknade povećani gubitak puta. Nekoliko istraživanja je sprovedeno radi analize performansi SM i BF u mmWave komunikacijama. Izvodljivost unutrašnjih mmWave MIMO je istraženo modeliranjem kanala zasnovanim na praćenju zračenja (ray-tracing), merenjem kanala zasnovanim na virtuelnoj anteni [114, 115], a takođe i od 2 × 2 mikrostrip niza u podzemnom okruženju [116]. Performanse hibridnog emitovanja kombinovanjem BF i SM u mmWave komunikaciji je takođe analizirano na osnovu metode praćenja zračenja u LOS i okruženje sa više putanja [117].

Bilo bi od interesa da se obezbedi merenje na bazi poređenja kapaciteta kanala između SM i BF pod realnim antenskim nizovima, s istom Tx snagom, isti položaj niza i isti uslov širenja. Naročito, sistem SM može se analizirati i podeliti u 4 pod niza, od kojih se svaki sastoji od 4 elementa, što odgovara 4 × 4 MIMO sistemu, dok je u BF sistemu, antenski niz mogao bi da konstruiše kao celina od 16 elemenata, što odgovara jednom ulazu i jednom izlazu (SISO) sistema, ali sa većim dobitkom niza od onog za sistem SM.

Uvođenje MIMO i uređaja za prijem bežičnih različitosti, obezbeđuju velike dobitke u performansama propusnosti. Ovi dobici su u velikoj meri zavisni od performansi antenskog sistema za prijem i algoritma za prijem [118]. Uređaji mogu promeniti ponašanje antenskih sistema, na primer, korišćenjem mehanizama za oblikovanje snopa, a takođe mogu da prilagode algoritme softvera u skladu sa okruženjem u kome se trenutno koriste. Proizvođači bežične opreme kao i mrežni provajderi nastoje da postignu performanse testova za ručne uređaje. Mrežni provajderi očekuju da će preporučiti korisničku opremu (user eqipment - UE) sa najboljim performansama svojim korisnicima; proizvođači žele da uporede kvalitet sopstvene opreme sa jedanim od takmičara na tržištu. Ova poređenja treba da uključe efekat antenskih sistema, analognih frontendova, algoritme za digitalni prijem i obradu osnovnog opsega. Jedna od metoda koje je predložio 3GPP, ali vrlo obećavajuća, je metoda raspadanja (decomposition metod - DM). Over The Air (OTA) probni testovi bežičnih MIMO uređaja su važni alat za mrežne operatore i proizvođače. UE je smešten u anehoičnu komoru i slučajnim procesom fedinga je simuliran simulatorom bazne stanice (BSE). Antenska karakteristika UE uzima se u obzir uzorkovanjem sfere oko UE sa BSE antenskim testom sa velikim brojem pozicija. Za rezultate propusnosti sa malim odstupanjima, dugi intervali merenja tokom mnogih realizacija fedinga su potrebni, što vodi do dugih i skupih perioda merenja u anehoičnoj komori. Analiza mogućnosti ubrzavanja

OTA testiranja nadogradnjom metoda za DM analizu mogla bi biti zanimljiv zadatak u obavljanju testiranja propusnosti bežičnih MIMO uređaja.

Slabljenje zbog ljudskog tela i drveća i gubici prodiranja kroz materijale u predloženim frekvencijskim opsezima ITU [119], 24.25–27.5 i 37–40.5 GHz, važna su pitanja za budućnost bežičnog pristupa 5G sistemima. U [119], slabljenje od strane tela čoveka i drveća i gubitak usled prodora kroz različite materijale sa širinom opsega od 1 GHz bilo je mereno pomoću vremenskog domena zvučnog kanala na 26 i 39 GHz, respektivno. Koliko znamo, nema izveštaja o merenjima i modelima u otvorenoj literaturi o blokadi ljudi, slabljenju drveća, i gubitaka zbog penetracije različitih materijala na frekventnom opsegu 24.25–27.5 i 37–40,5 GHz. Predviđanje slabljenja ljudskim telom i drvećem i gubicima prodora unutra o ovom radu je važno i neophodno za buduće implementacija bežičnih mmWave komunikacionih sistema. Uzimajući u obzir ljudsko telo kao beskonačno apsorbujući ekran, modeli dve oštrice noža (KE) su korišćeni za predviđanje slabljenja od strane osobe u frekvencijskom opsegu od 4 do 10 GHz u [120]. Dodatno u vezi sa ljudskim telom kao apsorbujućim ekranom, cilindričnim model uniformne teorije difrakcije (UTD) takođe se primenjuje za predviđanje slabljenja ljudskog tela. Merenja u [121, 122] izvedena su na 10GHz što pokazuje snažnu povezanost između ljudskog tela i savršenog provodnog cilindra. Prethodni radovi o gubicima prodora kroz materijal u mmWave opsegu su fokusirani na 28 GHz i 60 GHz. U [123], signal kroz šuplji zid od gipsane ploče je rezultirao gubitkom zbog prodora u rasponu između 5,4 dB i 8,1 dB. U [124] su izmereni gubici od penetracije 2 dB, 9 dB i 35.5 dB na 60 GHz kroz staklena vrata, zid od gips kartona sa metalnim čepovima i zid sa metalnom pozadinom, respektivno. Iz tog razloga bi bilo od interesa za sprovođenje merenja slabljenja na 26 i 39 GHz od strane ljudskog tela i drveća kao i gubici prodora materijala sa bočnim prelazom osobe kroz liniju od primopredajnika korišćene KE i UTD metode su pokazale njihovo slabljenje. Takođe bi bilo interesantno za merenje slabljenja od drveta vrbe na 26 GHz i zatim da uporedite sa ITU-R P-833-8 modelom i modifikujete model za 26 GHz. Zanimljiva bi bila takođe i istraga merenja gubitka prodora za različite materijali, na primer, providno staklo različite debljine, zaleđeno staklo i drvo sa plastičnom presvlakom. Očekuje se da će 5G bežične komunikacione mreže ispuniti potražnju za većim brzinama podataka, nižim kašnjenjima i/ili masovna povezanost sve većeg broja korisnika/uređaja iskorišćavajući razne bežične aplikacije. Ovo je predviđeno da bi brzi porast upotrebe bežičnih usluga doveo do toga da bežična istraživačka zajednica počne sa posmatranjem novih tehnologija za rešavanje problema vezanih za RF propagaciono modeliranje. Ovo uključuje razvoj modela za nove koncepte poput masivnih MIMO sistema za poboljšanje efikasnosti spektra na vezama i mrežnim slojevima i u razvoju novih propagacionih modela za karakterizaciju komunikacije posebno u gornjem mmWave opsegu.

Generalno, moramo nastaviti da napredujemo u našem istraživanju za odgovarajuće 5G propagcione radio modele, koji mogu adekvatno i verno da modeliraju mmWave komunikaciona svojstva mnogo više od onoga što je urađeno trenutno. Napredak prijavljen u ovom Posebnom izdanju je pravedan mali korak u ostvarivanju ovog cilja u budućnosti.

## 4.1 Matematičko modeliranje prostiranja radio talasa u mmWave opsezima

Matematičko modeliranje ponašanja prostiranja radio talasa u mmWave opsezima je presudno za razvoj prenosa i algoritmi prijema novih 5G sistema. U ovom istraživanju ćemo modelirati širenje 5G u **uslovima optičke vidljivosti (LOS)**, kada će se posmatrati slučajna priroda LOS komponenate kao slučajni proces modelovan pomoću inverzne game raspodele (IG). Izrazi zatvorenog oblika će se predstaviti za funkciju verovatnoće gustine (PDF) i funkciju kumulativne distribucije (CDF) za svaki slučajni proces. Dalje, izrazi zatvorenog oblika biće obezbeđeni za važne merene performanse, kao što su **srednji broj osnih preseka** (LCR) i **srednje**

**trajanje fedinga** (AFD). Kapitalizacija predloženih izraza, LCR i AFD će se raspravljati u funkciji parametara prenosa.

### 4.1.1 Stohastični kanalni modeli za mmWave komunikacije

U skladu sa sve većom potražnjom bežičnog prenosa podataka došlo je do pojave novih 5G tehnologija koje mogu ponuditi značajno povećanje ćelijskih kapaciteta i prevazilaženje zauzetosti RF spektra [125, 126]. Posledično, istraživanje modeliranja karakterisitka propagacionih kanala za bežične 5G mreže u gradskom okruženju za mmWave frekvencije je intenzivirano nedavno [127–130].

Stohastični kanalni modeli za mmWave komunikacije u unutrašnjem i vanjskom okruženju su uglavnom bili karakterisani po Rajsovoj distribuciji u vidnom polju (LOS) okruženja gde je **dominantna komponenta** i sa Rejlijevom distribucijom za NLOS scenarije okruženja [96]. U [96] je pokazano da su amplitude slede Rajsovu distribuciju, sa $K$ faktorima unutar definisanog skupa vrednosti za posmatrane (LOS) i (NLOS) uslove za vertikalno-vertikalno (V-V) kopolarizovani antenski scenario i odgovarajući skup vrednosti za posmatrane (LOS) i (NLOS) uslove za vertikalno-horizontalni (V-H) unakrsno polarizovani antenski scenario.

Međutim, uprkos činjenici prikazanoj u [96], da Rajsova distribucija pruža najbolje prilagođene merne podatke, rezultati [96] podrazumevaju da konvencionalni feding modeli često padaju unutar tačno modeliranih slučajnih kolebanja 5G bežičnog kanalnog signala. U [97] je zaključeno da, za precizno kanalno modeliranje 5G sistema, predloženi model bi trebalo da osigura kanal za LOS i NLOS stanja, drugog reda statistiku kanala, i da se realizacija kanala može nesmetano menjati u funkciji vremena, položaj antene, i/ili frekvencija. Rajsov $K$- faktor već je posmatran kao slučajna varijabla sa utvrđenom PDF-om preko rastojanja u 5G komunikaciji u [131]. Rajsov $K$-faktor, odnos snaga dominantnih i rasutih komponenti je već tretiran kao log-normalni slučajni proces u [132], ali za uskopojasne fiksne bežične kanale. U [133] je pokazano je da je log-normalan slučajni proces, u matematičkom obrazacu koji je težak za analitičko praćenje performansi bežične mreže, mogle bi se efikasno aproksimirati polako varirajućim Inverse Gamma (IG) distribuiranim slučajnim procesom.

U ovom poglavlju ćemo objasniti novu karakterizaciju propagacije u LOS uslovima, posmatrajući Rajsov $K$-faktor kao Inverse Gamma (IG) distribuirani slučajni proces.

Statistička karakterizacija prvog reda za ovaj model će biti determinisana; to jest funkcija gustoće verovatnoće (PDF) i kumulativna funkcija raspodele (CDF) slučajnog procesa anvelope će se dobiti u zatvorenom obliku koji je pogodan za rukovanje i analitički i numerički.

Nadalje, važno je statističko merenje drugog reda kao srednji broj osnih preseka (LCR) i srednje trajanje fedinga (AFD) biće predstavljeni u zatvorenom obliku. Kapitalizacija na performansama predloženog kanala biće diskutovana u funkciji parametara sistema.

### 4.1.2 Model sistema

Rajsov distribuirani slučajni proces sa uslovnom PDF, uslovljen je preko - faktora, koji se posmatra kao slučajna varijabla, može se izraziti kao [134]

$$p_{x|K}(x|K) = \frac{2(1+K)x}{\Omega} exp\left(-K - \frac{(1+K)x^2}{\Omega}\right) I_0\left(2x\sqrt{\frac{K(K+1)}{\Omega}}\right) \quad (4.1)$$

gde $I_0$ $(x)$ označava modifikovanu Beselovu funkciju prve vrste i nultog reda [134, ekv. 8.445], i $\Omega$ je definisano kao $\Omega = E(x^2)$, postaje prosečna snaga signala.

U [133, 135] pokazano je da PDF od inverzne Gama slučajne promenljive može da se izrazi kao

$$p_K(K) = \frac{\kappa^c}{K^{c-1}\Gamma(c)} exp\left(-\frac{\kappa}{\Omega K}\right) \tag{4.2}$$

gde je $\Gamma(c)$ gama funkcija [134, ekv. 8.310.1], $c$>0 je parametar oblika, a $\kappa$>0 je parametar skale.

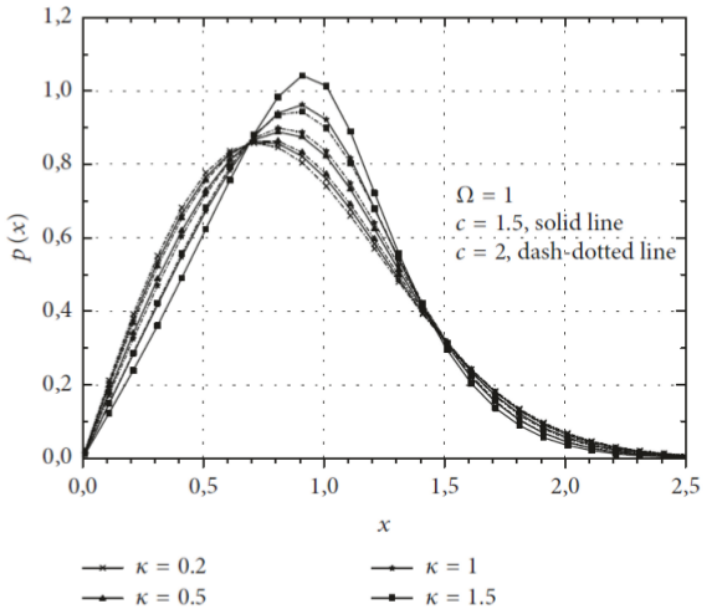
Sada, novi slučajni proces anvelope PDF dobijen usrednjavanjem preko IG distribuiranog procesa $K$-faktora, može se zameniti sa

$$p_x(x) = \int_0^\infty dK p_{x|K}(x|K) p_K(K) \tag{4.3}$$

Sada nakon zamene (2) u (3), izvođenjem matematičkih transformacija u odnosu na [134, Jednačina 3.471.9], dobijamo izraz zatvorenog oblika:

$$p_x(x) = \sum_{p=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{p+1} \binom{p+1}{n} \frac{x^{2p+1}\kappa^c}{\Omega^{p+1}\Gamma(p+1)\Gamma(c)p!} exp\left(-\frac{x^2}{\Omega}\right) \times$$
$$2\left(\frac{\kappa\Omega}{\Omega+x^2}\right)^{(p-n+c)/2} K_{p-n+c}\left(2\sqrt{\frac{\kappa(\Omega+x^2)}{\Omega}}\right), \tag{4.4}$$

gde $K_v(x)$ označava modifikovanu Beselovu funkciju druge vrste i $v$th reda. Beskonačna serija odozgo brzo konvergiraju se sa samo 10–15 uslova koji su potrebni da bi ih saželi u svaki sumu da bi se postigla tačnost u 5. decimali.




Slika 4.1. Proces PDF za promenjive vrednosti parametara sistema

Na slici 4.1, proces PDF je prikazan za neke kombinacije vrednosti parametara sistema.

Sada, uzimajući u obzir slučajno proizvedeno IG modeliranje LOS komponenti, odgovarajuća CDF se može dobiti kao

$$F_x(x) = \int_0^\infty dx p_x(x) = \int_0^\infty dx \int_0^\infty dK p_{x|K}(x|K) p_K(K) \tag{4.5}$$

Nakon promene redosleda integracije, prethodna relacija se svodi na

$$F_x(x) = \int_0^\infty dK \sum_{p=0}^\infty \frac{K^p exp(-K)}{\Gamma(p+1)p!} \gamma\left(p+1, \frac{(1+K)x}{\Omega}\right) \cdot p_K(K) \tag{4.6}$$

gde $\gamma(a,x)$ označava nepotpunu Gama funkciju [134, Jednačina 8.443]. Dalje, u odnosu na [134, Jednačina 3.471.9], možemo dobiti izraz zatvorenog oblika:

$$F_x(x) = \sum_{p=0}^\infty \sum_{n=0}^\infty \sum_{s=0}^{p+n+1} \binom{p+n+1}{s} \cdot \frac{x^{p+n+1} \kappa^c}{\Omega^{p+n+1}\Gamma(p+n+2)\Gamma(c)p!} exp\left(-\frac{x}{\Omega}\right) \times$$
$$2\left(\frac{\kappa\Omega}{\Omega+x}\right)^{(p+s-c)/2} K_{p+s-c}\left(2\sqrt{\frac{\kappa(\Omega+x)}{\Omega}}\right) \tag{4.7}$$

Slično tome, kao i u (4.4), beskonačne serije odozgo brzo konvergiraju sa samo 10–15 uslova koje je potrebno sažeti u svaku sumu da bi se postigla tačnost u 5. decimali.

Prosečni LCR na određenom pragu $x$ definisan je kao brzina kojom odnos envelope prelazi prag $x$ u pozitivnom ili negativnom pravcu i analitički je definisan sa [136]

$$N_x(x) = \int_0^\infty \dot{x} p_{\dot{x}x}(\dot{x}, x) d\dot{x} \tag{4.8}$$

gde je funkcija gustoće zajedničke verovatnoće (JPDF) posmatranog slučajnog procesa, $x$ i njegov derivat u vremenu, $\dot{x}$, označeno sa $p_{\dot{x}x}(\dot{x}, x)$, može se razviti kao

$$p_{\dot{x}x}(\dot{x}, x) = \int_0^\infty dK p_{\dot{x}x|K}(\dot{x}, x|K) p_K(K), \tag{4.9}$$

sa $p_{\dot{x}x|K}(\dot{x}, x|K)$ JPDF biće uslovljen slučajnom LOS komponentom koja je IG distribuirana.

Uslovljeni JPDF posmatranog slučajnog procesa i njen derivat s obzirom na vreme može se dalje predstaviti kao

$$p_{\dot{x}x|K}(\dot{x}, x|K) = p_{\dot{x}|x,K}(\dot{x}|x, K) p_{x|K}(x|K) \tag{4.10}$$

gde

$$p_{\dot{x}|x,K}(\dot{x}|x, K) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_x}} exp\left(-\frac{\dot{x}^2}{2\pi\sigma_x^2}\right) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\left(\pi f_d \sqrt{\Omega/(K+1)}\right)}} \cdot exp\left(-\frac{\dot{x}^2}{2\pi^2 f_d^2 (\Omega/(K+1))}\right) \tag{4.11}$$

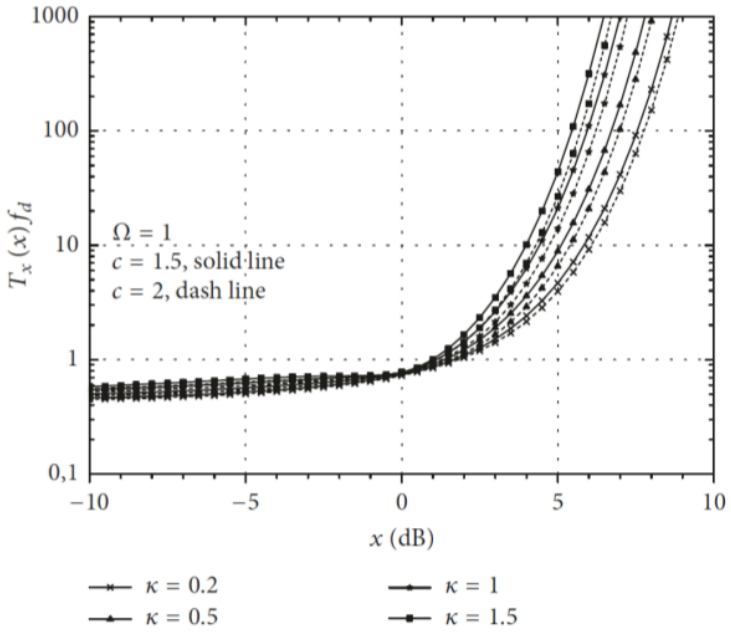
od $\dot{\sigma}_x^2 = 2\pi^2 f_d^2\left(\Omega/(\mathrm{K}+1)\right)$ za Rajsove feding kanale i $f_d$ je maksimalna Doplerova frekvencija [137].

Nakon zamene (4.9), (4.10) i (4.11) u (4.8), izraz za prosečni LCR može biti predstavljen u obliku

$$N_x(x) = \int_0^\infty \dot{x}d\dot{x} \int_0^\infty dK \cdot \frac{exp\left(-\frac{\dot{x}^2}{2\pi^2 f_d^2(\Omega/(\mathrm{K}+1))}\right)}{\sqrt{2\pi}\left(\pi f_d\sqrt{\Omega/(\mathrm{K}+1)}\right)} \cdot p_{x|K}(x|K)p_K(K) \tag{4.12}$$

gde se posle zamene reda integracije redukuje na

$$N_x(x) = \int_0^\infty dK \frac{\left(\pi f_d\sqrt{\Omega/(\mathrm{K}+1)}\right)}{\sqrt{2\pi}} p_{x|K}(x|K)p_K(K) \tag{4.13}$$




Slika 4.2. Normalizovani LCR za posmatrani feding kanal

Sada zamenom (4.1) i (4.2) u (4.13) u odnosu na [134, Jednačina 3.471.9], možemo dobiti LCR izraz zatvorenog oblika kao

$$\frac{N_x(x)}{f_d} = \sum_{p=0}^{\infty}\sum_{n=0}^{p+1}\binom{p+\frac{1}{2}}{n} \cdot \frac{2\sqrt{2}\sqrt{\pi}x^{2p+1}\kappa^c}{\Omega^{\mathrm{p}+1/2}\Gamma(\mathrm{p}+1)\Gamma(c)p!} exp\left(-\frac{x^2}{\Omega}\right) \times \left(\frac{\kappa\Omega}{\Omega+x^2}\right)^{(p-n+c)/2} K_{p-n+c}\left(2\sqrt{\frac{\kappa(\Omega+x^2)}{\Omega}}\right) \tag{4.14}$$

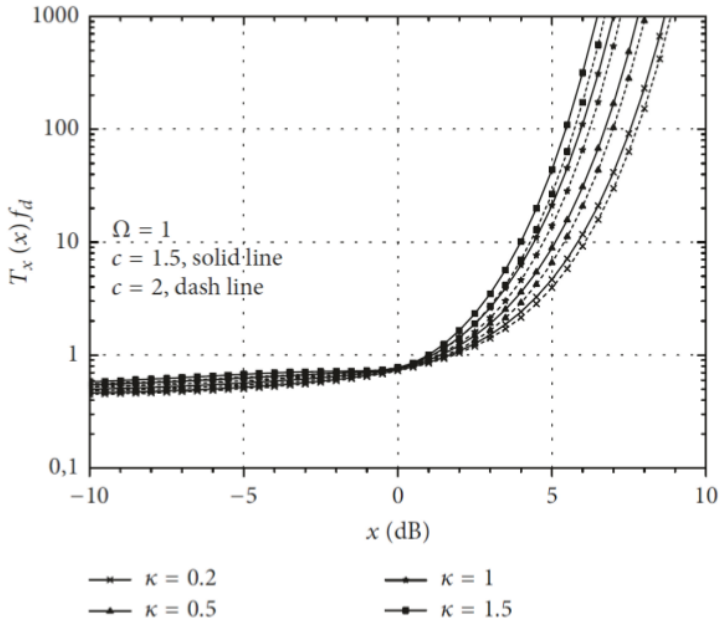
Beskonačne serije odozgo brzo konvergiraju sa samo 10–15 uslova koje je potrebno sažeti u svaku sumu da bi se postigla tačnost u 5. decimali.

### 4.1.3 Numerički rezultati

Nakon uvođenja $\rho$ kao $\rho = x^2/\Omega$, LCR izraz može se dobiti u obliku

$$\frac{N_\rho(\rho)}{f_d} = \sum_{p=0}^{\infty}\sum_{n=0}^{p+1}\binom{p+\frac{1}{2}}{n}\cdot\frac{2\sqrt{2}\sqrt{\pi}\rho^{p+1/2}\kappa^c}{\Gamma(p+1)\Gamma(c)p!}exp(-\rho)\times \left(\frac{\kappa}{1+\rho}\right)^{(p-n+c)/2} K_{p-n+c}\left(2\sqrt{\kappa(1+\rho)}\right) \tag{4.15}$$

Slika 4. 2. prikazuje LCR, normalizovan na $fd$ u funkciji parametara $\kappa$ i $c$. Kao što se očekivalo, prisustvo jače LOS komponente uglavnom uzrokuje niže vrednosti LCR, dok veće vrednosti parametara ozbinjnosti $c$ daju manji LCR vrednosti.




Slika 4.3. Normalizovan AFD za posmatrani feding kanal.

Prosečno vreme tokom (AFD) definiše vreme u kome odnos envelope ostaje ispod navedenog praga $x$ nakon prelaska tog nivoa u smeru na dole [136]. AFD može biti određeno kao

$$T_x(x) = \frac{F_x(x)}{N_x(x)} \tag{4.16}$$

Nakon zamene (4.14) i (4.7) u (4.16) AFD posmatranog procesa se može efikasno proceniti. Na slici 4.3, vrednosti AFD prikazani su, normalizovani na $f_d$ u funkciji parametara $\kappa$ i $c$. Kao što se očekivalo, veće vrednosti parametara ozbiljnosti $c$ pružaju manje AFD vrednosti.

## 5. Performanse DVBT prenosa u NLOS okruženju

U ovom poglavlju su prikazani reultati za uslovne verovatnoće greške po bitu za različite tipove modulacija. U poglavlju 4.1.1 predsatvljen je novi model propagacije na osnovu koga je moguće izvršiti modelovanje i analizu performansi prenosa u 5G sistemima.U Tabeli 5.1 predstavljeni su izrazi za uslovnu verovatnoću greške po bitu pri prenosu pojedinim modulacionim formatima.

Tabela 5.1. Izrazi za uslovne verovatnoće greške po bitu pri prenosu pojedinim modulacionim formatima kroz AWGN komunikacioni kanal.

| Modulacija | Izraz za BER u AWGN kanalu |
|---|---|
| BPSK | $\frac{1}{2}erfc(x)$ |
| QPSK | $\frac{1}{2}erfc\left(\sqrt{x}\right)$ |
| M-PSK | $\left[\frac{1}{M}erfc\left(\sqrt{Mx}\sin\left(\frac{\pi}{M}\right)\right)\right]$ |
| D-BPSK | $\frac{1}{2}\exp(-x)$ |

15

Ako se uslovna SEP označi sa $P_s(e|x)$, onda se usrednjavanjem po odnosu SNR, ASEP može odrediti na osnovu:

$$\overline{P}_e = \int_0^{\infty} P_s(e|x)\, p_x(x)dx; \tag{5.1}$$

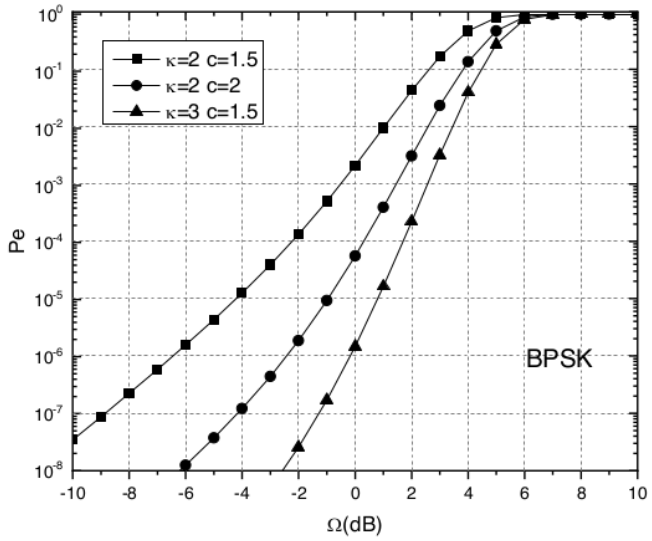
Uzimajući u obzir predstavljeni izraz za gustinu verovatnoće raspodele amplitude signala koji se prostire u mm Wave opsegu:

$$p_x(x) = \sum_{p=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{p+1} \binom{p+1}{n} \frac{x^{2p+1}\kappa^c}{\Omega^{p+1}\Gamma(p+1)\Gamma(c)p!} exp\left(-\frac{x^2}{\Omega}\right) \times$$
$$2\left(\frac{\kappa\Omega}{\Omega+x^2}\right)^{(p-n+c)/2} K_{p-n+c}\left(2\sqrt{\frac{\kappa(\Omega+x^2)}{\Omega}}\right), \tag{5.2}$$

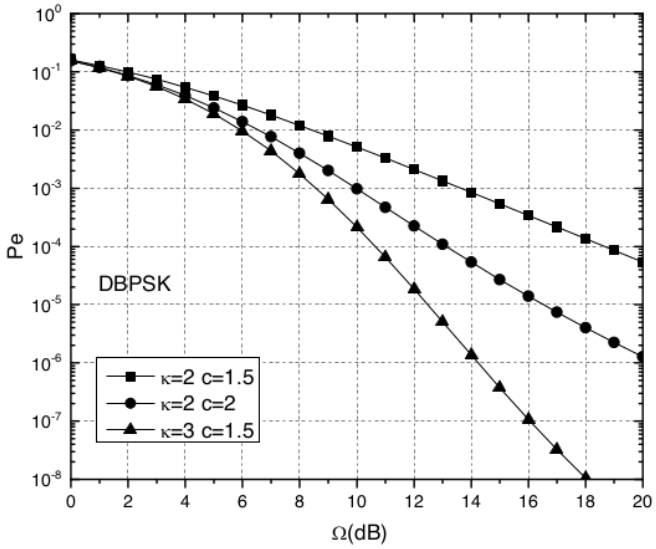
U prethodnom poglavlju objašnjeno je kako se ovaj model može iskoristiti za modelovanje bežičnog prenosa u NLOS okruženju.

Nakon zamene (5.2) u (5.3) moguće je izračunati verovatnoće grešeke po bitu prilikom prostiranja signala pri upotrebi različitih modulacionih formata u funkciji ulazne snage signala.

Na grafiku 5.1 predstavljene su vrednosti srednje verovatnoće greške po bitu za slučaj prenosa pomoću BPSK modulacionog formata. Sa slike je vidljivo da porast parametra κ i parametra *c* dovodi do smanjena vrednosti verovatnoće greške što se može objasniti time da sa porastom vrednosti navedenih paramtara se smanjuje oštrina uticaja fedinga pri prenosu.

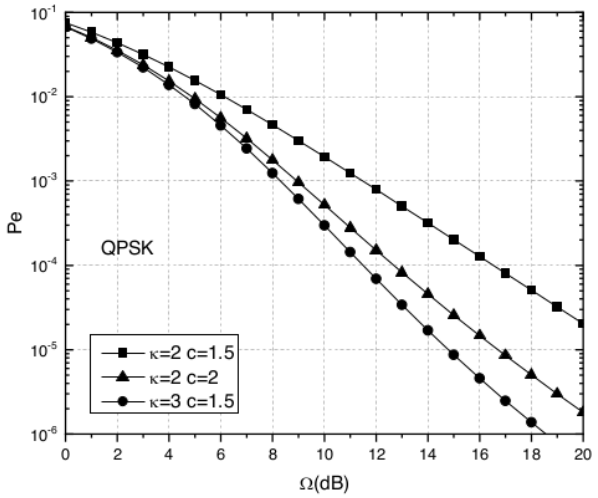



Grafik 5.1 Vrednosti srednje verovatnoće greške po bitu za slučaj prenosa BPSK modulacionim formatom




Grafik 5.2 Vrednosti srednje verovatnoće greške po bitu za slučaj prenosa DBPSK modulacionim formatom

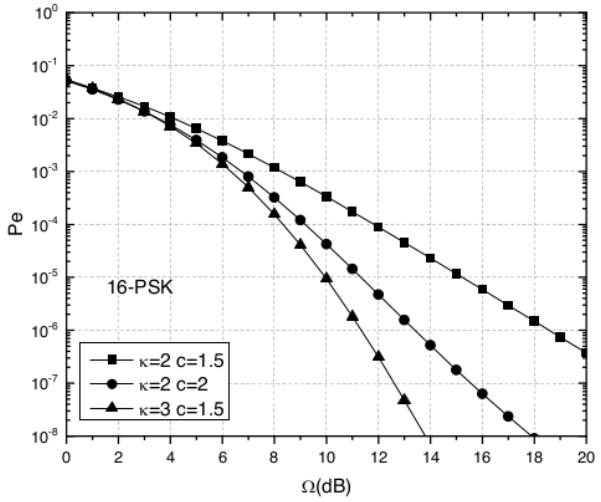
Na grafiku 5.2 predstavljene su vrednosti srednje verovatnoće greške po bitu za slučaj prenosa pomoću DBSK modulacionog formata. Sa slike je vidljivo da porast parametra κ i parametra *c* dovodi do poboljšanja performansi prenosa.



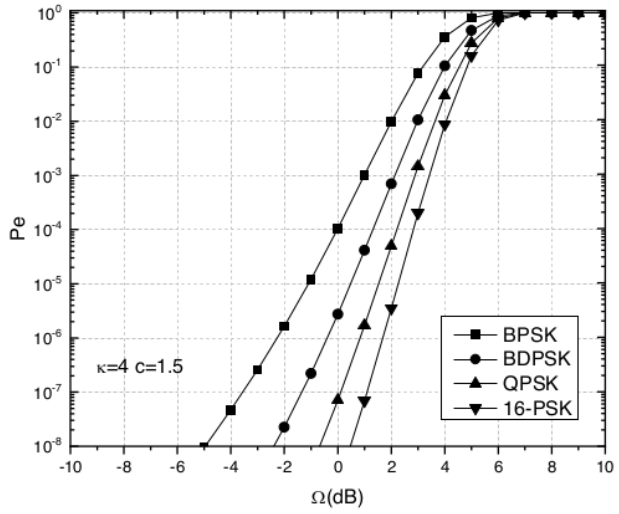

Grafik 5.3 Vrednosti srednje verovatnoće greške po bitu za slučaj prenosa QPSK modulacionim formatom

Na grafiku 5.3 predstavljene su vrednosti srednje verovatnoće greške po bitu za slučaj prenosa pomoću QPSK modulacionog formata. Na grafiku 5.4 predstavljene su vrednosti srednje verovatnoće greške po bitu za slučaj prenosa pomoću 16-PSK modulacionog formata. Sa grafika 5.3 i 5.4 se može videti u kojoj meri se povećava kvalitet signala na prijemu za slučaj kada se

smanjuje oštrina uticaja fedinga u kanalu i obrnuto kako dolazi do porasta vrednosti verovatnoće greške u oblasti vrednosti parametara koje odgovaraju slučaju porasta oštrine uticaja fedinga u kanalu.




Grafik 5.4 Vrednosti srednje verovatnoće greške po bitu za slučaj prenosa 16-PSK modulacionim formatom




Grafik 5.5 Poređenje vrednosti srednje verovatnoće greške po bitu za slučajeve prenosa različitim modulacionim formatima

Na grafiku 5.5 predstavljene su vrednosti srednje verovatnoće greške po bitu za slučajeve prenosa razmatranim modulacionim formatima kada vrednosti parametara parametra κ i parametra *c* odgovaraju slučaju prosturanja u okruženju sa smanjenom oštrinom uticaja fedinga. A slike se vidi da se najbolje performanse sistema (najmanje vrednosti verovatnoće greške po bitu) dobiijaju za slučaj prenosa 16-PSK modulacionom formatu.U ovom slučaju pošto se posmatra prenos u mmave području odnosno performanse 5G sistema prenosa, broj konstelacionih tačaka pri

odabitru modulacionog formata ne predstavlja više dominantan ograničavajući faktor, pa je za uslove propagacione sredine i oštrine uticaja signala moguće odrediti optimalni modulacioni format čijom se primenom postiže željeni kvalitet signala na prijemu.

## 6. Zaključak

U prvom poglavlju, izvođenje modela OFDM sistema je potvrdilo da se podaci simbola nezavisno prenose preko višestrukog feding radio kanala. Tako bi trebalo da se pretpostavi, međutim, da je maksimalni višak kanalnog kašnjenja kraći od GI i da je sistem dovoljno sinhronizovan. Male greške u sinhronizaciji mogu dovesti do sistematskog faznog rotiranja podataka konstalacionih tačaka, karakteristika koje mogu da se iskoriste za procenu sinhronizacijskog ofseta. Ako vremenske -ili- frekvencijske sinhronizacione greške postanu suviše velike, ortogonalnost SC je delimično izgubljena, a SNR sistema je degradiran, to jest, nastaju ISI i ICI. ICI takođe može biti i rezultat veoma brze kanalne varijacije (Doplerovo širenje), ili zbog faze nosioca džitera.

Predstavljeni model sistema može se koristiti za analitičke studije različitih aspekata OFDM tehnike, kao, na primer, u obavljanju procene. Uvedeni osnovni model pretpostavlja savršenu sinhronizaciju, dok prošireni model razmatra faznu rotaciju zbog malog ofseta sinhronizacije.

Analiza performansi nekodovane OFDM šeme zasniva se na klasičnoj formuli koju je dao Proakis ([1, Dodatak B]). Izrazi su izvedeni za procenu različitih modulacionih šema i za koherentnu i za diferencijalnu detekciju. Primenjen je FD model kanala za Rajsov kanalni feding. On omogućava da se rezultati performansi prikažu kao funkcija parametra kanala $\{P_0, K, \tau_{rms}\}$, NRP, Rajsov K-faktor, i RDS.

Pod pretpostavkom savršene kanalne procene ili ako se primenjuju diferencijalne šeme, kompletna kanalna korelacija i performanse su određene sa $P_0$ i K. Ovi parametri određuju

prosečnu snagu signala i dubinu slabljenja. Bolje performanse se postižu preko kanala koji imaju viši K-faktor jer je slabljenje pliće.

Izvođenjem diferencijalne detekcije u FD, vide se rezultati degradacije zbog male razlike TF kanala kod susednih SC (čiji podaci simbola se upoređuju). Pošto, za male frekvencijske zaostatke, postoji veoma strog odnos između ove korelacione funkcije i RDS-a, $\tau_{rms}$, od kanala (posebno za Relijev kanalni feding), može se zaključiti da degradaciju performansi odlikuje $\tau_{rms}$. (Preciznije, učinak je definisan proizvodom, gde je $\tau_{rms}F$ razmak između SC). Nesavršeno vreme sinhronizacije takođe ima uticaj, jer sistematski se uvode fazni ofseti između susednih SC.

Za slabo-mobilne OFDM sisteme zasnovane na WLAN-a koji se posmatra, korelacija narednih simbola u vremenskom pravcu je mnogo veća od korelacije simbola na susednim SC. Zbog toga se preporučuje da se primenjuje diferencijalna detekcija u vremenskom pravcu, a ne u frekvencijskom pravcu. U ovom slučaju, sistematski fazni ofset je izazvan nesavršenom sinhronizacijom frekvencije nosioca.

Proširivanjem modela OFDM sistema, moguće je analizirati nesavršenosti OFDM sistema. Frekvencijski sinhronizacioni ofset, na primer, dovodi do ICI, što se može objasniti terminom dodatnog šuma [11]. Na sličan način, uticaj Doplerovog prostiranja, fazni šum, ili greška kanalne-procene mogu biti uključene. Koristeći originalne jednačine [1], takođe je moguće da se istražuje diverziti tehnika [15-17]

U drugom poglavlju započeto je objašnjenje sa kratkom istorijskom perspektivom za razvoj MPEG-vizuelnog standarda, MPEG-4 vizuelnih profila i funkcija. Ovo uključuje različit skup alata za kodovanje opisanih u standardu koji može da podrži širok spektar aplikacija, kao što je efikasno kodovanje video frejmova, video kodovanja za prenosne mreže sklone greškama, objektno bazirano kodovanje i manipulacija, kao i interaktivne vizuelne aplikacije.

U poglavlju 2.3 prikazan je MPEG-4 standard za kodovanje koji podržava objektno bazirano predstavljanje video sekvenci. Ovo omogućava odgovarajući pristup i manipulaciju proizvoljnih oblika regiona u frejmovima video sekvence.

Skalabilno kodovanje je još jedna funkcija podržana od MPEG-4. Skalabilnost je podržana u smislu generisanja nekoliko slojeva informacija. Pored osnovnog sloja, unapređeni slojevi mogu da budu dekodovani, što će poboljšati kvalitet rezultujuće slike u smislu ostvarivanja vremenske ili prostorne rezolucije.

U poglavlju 2.5 cilj merenja PSNR je uveden za kvantifikovanje kvaliteta video zapisa. Na kraju, efekat nekih važnih parametara video kodovanja je razmatran u poglavlju 2.6, počevši sa naglaskom na parametaru veličine koraka kvantizera, koji takođe utiče i na ciljane bitske brzine rezultujućeg videa.

Specifikacije MPEG-4 standarda nastavljaju da se razvijaju uz dodavanje novih alata, kao što je nedavno predstavljen profil koji podržava video strimovanje. Međutim, među programerima i proizvođačima, najpopularniji elemenati MPEG-4 vizuelnog standarda do sada su “Simple” i napredni “Simple Profile” alati, koji su sumirani u tabeli 2.1

H.264 standard kodovanja videa pruža mehanizme koji su optimizovani za efikasnu kompresiju i ima za cilj da podrži multimedijalne komunikacije praktične primene. Opseg dostupnih kodnih alata koji su na raspolaganju je više ograničen nego u MPEG-4 vizuelnom standardu zbog njegovog užeg fokusa aplikacija, ali i dalje postoje brojni mogući izbori parametara za kodovanje i druge strategije. Uspeh praktične realizacija H.264 zavisi od pažljivog dizajna kodeka i efikasnog izbora parametara kodovanja.

U trećem poglavlju predstavljeni su aspekti otpornosti na greške MPEG-4 video standarda. Brojni alati za otpornosti na greške su adaptirani za MPEG-4 video standard, što olakšava robusniji prenos kompresovanog videa preko komunikacionih kanala koji su skloni greškama, kao što su bežični linkovi. U odeljku 3.6, su u detalje opisani ovi alati i istaknute su njihove relativne prednosti.

Pošto je opisan MPEG-4 bitstrim i alatke za otpornost na greške, u odeljku 3.5 smo ispitivali hijerarhiju MPEG-4 bitstrim organizacije, tačnije VO, VOL, VOP i MV slojeve. Takođe kvantifikovali smo relativnu učestalost određenih parametara. Mi smo pokazali da transformacioni koeficijent ($T_{COEFF}$) parametar ima najveću verovatnoću pojave, koja predstavlja više od 90% od ukupnog broja bitova od bitske brzine 1 Mbit/s koristeći QCIF "Mis Amerike" video sekvencu. Onda je sprovedena serija MPEG-4 studija bitske osetljivosti, što pokazuje da informacije zaglavlja o VO, VOL, VOP i MV hijerarhije su izuzetno osetljivi, jer ako su parametri zaglavlja oštećeni, ceo kodovani bitstrim može postati nemoguć za dekodovanje. Nasuprot tome, u prisustvu grešaka u $T_{COEFF}$, bitstrim i dalje može biti dekodovan, mada rekonstruisana tekstura videa može biti perceptivno degradirana, kao što se vidi na slikama 3.17 i 3.18.

Perceptivni efekti nekih od pogrešnih ili oštećenih bitova mogu biti sakriveni u izvesnoj meri uz pomoć alata otpornih na greške uvedenih u MPEG-4 standard. Međutim, takođe postoji niz drugih novih metoda koje će dodatno poboljšati performanse video kodeka za bežičan prenos, koje nisu bile uključene u standardne. Ako su koder i dekoder svesni ograničenja nametnutih od komunikacionih kanala, oni su u stanju da dalje poboljšaju otpornost kodeka. Ovo poglavlje je uglavnom posvećeno aspektu otpornosti na greške video kodeka.

U poglavlju 3.6 su opisane razlike između MPEG-4 i H.264 video kodeka, a prikazan je i niz komparativnih grafikona. Opisane su i razlike između ova dva kodeka u pogledu standarda, funkcionalnosti i algoritma kodovanja. Razlika algoritama, metode predviđanja (prostorna predviđanja i kompenzacija pokreta), transformaciono kodovanje i entropijsko kodovanje imaju najveći uticaj na efikasnost kodovanja. Nacrtane su različite uporedne krive od raznih video sekvenci, pokazujući kako performanse H.264 kodeka variraju nakon izmene nekih svojih parametara.

U četvrtom poglavlju, razmatranje Rajsovog $K$-faktora kao slučajnog IG procesa u LOS. Razmotrene su uslovne 5G bežične komunikacije, umesto razmatranja Rajsovog $K$-faktora kao determinističke varijabile sa konstantnom vrednošću koja je definisana sa svojstvima 5G komunikacionog sistema. Izrazi zatvorenog oblika izvedeni su za PDF i CDF za posmatrani propagacioni signal. Dalje, na osnovu tih izraza, LCR i AFD su efikasno procenjeni i analizirani za posmatrani slučaj u funkciji parametara sistema.

U petom poglavlju razmatrane su performanse bežičnog prenosa u mmWave opsegu za potencijalne primene pri prenosu DVBT servisa u 5G sistemima. Određena je standardna mera performansi sistema, srednja verovatnoća greške po bitu pri prenosu različitim modulacionim formatima za različite parametre propagacionih scenarija i različite oštrine uticaja fedinga i efekta senke pri propagaciji.

Izvedena je analiza u cilju utvrđivanja optimalnog scenarija prijema HD video signala, kao i određivanja optimalnih vrednosti parametara takvog prenosa. Predstavljena su analitička i numerička rešenja problema, a uticaji pojedinih parametara sistema na performanse bežičnog prenosa su grafički predstavljeni.

Na osnovu izvedene analize sagledavanjem performansi DVBT prenosa u NLOS okruženju u prisustvu različitih tipova smetnji mogu se odrediti optimalne vrednosti parametara linka za koje bi bio obezbeđen zahtevani HD kvalitet prenosa i integracija sa video servisima 5G sistemima.

Primenom predloženih scenarija prenosa uključujući i izbor odgovarajućeg modulacionog formata, broja podnosioca i tipa kodovanja moguće je ostvariti velike brzine prenosa uz visok nivo kvaliteta HD DVBT signala.

## 7. Reference


1. J. G. Proakis, *Digital Communications,* 3rd ed., New York; McGraw-Hill, *1995*.
2. R. Prasad, *Universal Personal Communications,* Norwood, MA; Artech House,1998, Ch.10.
3. R. van Nee, and R. Prasad, *OFDM for Wireless Multimedia Communications,* Norwood, MA: Artech House, 2000.
4. O. Edfors, et al., *An Introduction to Orthogonal Frequency-Division Multiplexing,* Research Report TULEA 1996, Division of Signal Processing, Luleá University of Technology, at http://www.sm.luth.se/csee/sp/publications.html.
5. O. Edfors, "Low-Complexity Algorithms in Digital Receivers," Ph.D. Thesis, Luleâ University of Tecbnology, September 1996.
6. M. Sandell, "Design and Analysis of Estimators for Multicarrier Modulation and Ultrasonic Imaging," Ph.D. Thesis, Luleá Umversity of Tecbnology, September 1996.
7. M. Speth, et al., "Optimum Receiver Design for Wireless Broadband Systems Using OFDM—Part I," *IEEE Trans. Communications,* Vol. 47, No. 11, November 1999, pp. 668—1677.
8. S. B. Weinstein and P. M. Ebert, "Data Transmission by Frequency-Division Multiplexing Using the Discrete Fourier Transform," *IEEE Trans. Communications Technology,* Vol. COM-19, No. *5,* October 1971, pp. 628—634.
9. A. Peled and A. Ruiz, "Frequency Domain Data Transmission Using Reduced Computational Complexity Algorithms," *Proc. IEEE mt. Conf Acoust., Speech, Signal Processing,* Denver, CO, 1980, pp. 964—967.

10. P. Pollet, M. van Blade and M. Moenclaey, "BER Sensitivity of OFDM Systems to Carrier Frequency Offset and Wiener Phase Noise," *IEEE Trans. on Communications,* Vol. 43, Nos. 2—4, February—April *1995,* pp. 191—193.
11. P. H. Moose, "A Tecimique for Orthogonal Frequency Division Multiplexing Frequency Offset Correction," *IEEE Trans. on Communications,* Vol. 42, No. 10, October 1994, pp. 2908-2914.
12. P. A. Bello, "Characterization of Randomly Time-Variant Linear Channels," *IEEE Trans. on Commun. Systems,* Vol. CS-li, December 1963, pp. 361—393.
13. R. Steele, *Mobile Radio Communications,* New York: John Wiley & Sons, 1992.
14. W. C. Jakes Jr., *Microwave Mobile Communications,* New York: Join Wiley & Sons, 1974.
15. J. Lu, et al., "BER Performance of OFDM-MDPSK Systems in Frequency-Selective Ricean Fading with Diversity Reception," *IEEE Trans. on Vehicular Technology,* Vol. 49, No. 4, July 2000, pp. 121 6—1225.
16. X. Dong, T. T. Tjhung and F. Adachi, "Error Probability Analysis for 16 STAR-QAM in Frequency-Selective Ricean Fading with Diversity Reception," *IEEE Trans. on Vehicular Technology,* Vol. 47, No. 3, August 1998, pp. 924—9 35.
17. T. T. Tjhung, "BER Performance of 16 STAR-QAM in Ricean Fading with Diversity Reception," *Proc. PIMRC'94,* The Hague, the Netherlands, 1994, pp. 80—84.
18. P. Howard and J. Vitter, "Arithmetic coding for data compression," Proceedings of the IEEE, vol. 82, pp. 857– 865, June 1994.
19. R. M. Fano, "Transmission of Information," in M.I.T. Press Cambridge, MA, 1949.
20. J. B. Connell, "A Huffman-Shannon-Fano code," Proceedings of the IEEE, vol. 61, pp. 1046–1047, 1973.
21. L. Hanzo, P. J. Cherriman and J. Street, Wireless Video Communications: Second to Third Generation Systems and Beyond. NJ, USA : IEEE Press., 2001.
22. L. Hanzo, P. J. Cherriman and J. Street, Wireless Video Communications: Second to Third Generation Systems and Beyond. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2001.
23. K. R. Rao and P. Yip, Discrete Cosine Transform - Algorithms, Advantages, Applications. San Diego, CA: Academic Press, 1990.
24. G. J. Sullivan, T. Wiegand and T. Stockhammer, "Draft H.26L video coding standard for mobile applications," in Proceedings of IEEE International Conference on Image Processing, vol. 3, (Thessaloniki, Greece), pp. 573–576, October 2001.
25. ISO/IEC JTC1/SC29/WG11, "Information technology - Generic coding of audio-visual objects.," in Part 2: Visual. Draft ISO/IEC 14496-2 (MPEG-4), version 1, ISO/IEC, (Geneva), 1998.
26. Joint Video Team (JVT) of ISO/IEC MPEG and ITU-T VCEG, "Joint Final Committee Draft (JFCD) of joint video specification (ITU-T Rec. H.264 ł ISO/IEC 14496-10 AVC)," August 2002.
27. ITU-T/SG15, "Video coding for low bitrate communication," in ITU-T Recommendation H.263, Version 1, ITU-T, Geneva, 1996.
28. ISO/IEC JTC1/SC29/WG11, "Information technology - coding of moving pictures and associated audio for digital storage media at up to about 1.5 Mbits/s. ," in Part 2: Video. Draft ISO/IEC 11172-2 (MPEG-1), ISO/IEC, (Geneva), 1991.

29. ISO/IEC JTC1/SC29/WG11, “Information technology - Generic coding of moving pictures and associated audio.,” in Part 2: Video. Draft ISO/IEC 13818-2 (MPEG-2) and ITU-T Recommendation H.262, ISO/IEC amd ITU-T, (Geneva), 1994.
30. ITU-T Experts Group on very low Bitrate Visual Telephony, “ITU-T Recommendation H.263:Video coding for low bitrate communication,” December 1995.
31. MPEG Video Group, “Report of ad-hoc group on the evaluation of tools for nontested functionalities of video submissions to MPEG-4,” Munich meeting, document ISO/IEC/JTC1/SC29/WG11 N0679, Jan. 1996.
32. ISO/IEC JTC1, “Coding of audio-visual objects - Part 2: Visual,” April 1999.
33. ITU-T Recommendation H.263, Version 2, “Video coding for low bitrate communication”. International Telecommunications Union, Geneva, January 1998.
34. P. List, A. Joch, J. Lainema, G. Bjontegaard and M. Karczewicz, “Adaptive deblocking filter,” IEEE Transaction on Circuits and Systems for Video Technology, vol. 13, pp. 614–619, July 2003.
35. R. Aravind, M.R. Civanlar and A.R. Reibman, “Packet loss resilience of MPEG-2 scalable video coding algorithms,” IEEE Transactions on Circuits and Systems for Video Technology, vol. 6, pp. 426–435, October 1996.
36. T. Wiegand, X. Zhang and B. Girod, “Long-term memory motion-compensated prediction,” IEEE Transactions on Circuits and Systems for Video Technology, vol. 9, pp. 70–84, February 1999.
37. G. Cote and F. Kossentini, “Optimal intra coding of blocks for robust video communication over the Internet,” Signal Processing: Image Communication, vol. 15, pp. 25–34, September 1999.
38. M. Khansari and M. Vetterli, “Layered transmission of signals over powerconstrained wireless channels,” in Proc. of the IEEE International Conference on Image Processing (ICIP), vol. 3, (Washington, DC), pp. 380– 383, October 1995.
39. G. J. Conklin, G. S. Greenbaum, K. O. Lillevold, A. F. Lippman and Y. A. Reznik, “Video coding for streaming media delivery on the Internet,” IEEE Transactions on Circuits and Systems for Video Technology, vol. 11, pp. 269–281, March 2001.
40. Y.-Q. Zhang, Y.-J. Liu and R. L. Pickholtz, “Layered image transmission over cellular radio channels,” IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 43, pp. 786–794, August 1994.
41. B. Girod, N. Farber and U. Horn, “Scalable codec architectures for Intern ¨ et video-on-demand,” in Proceedings of the Thirty-First Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers, (Pacific Grove, CA), pp. 357–361, November 1997.
42. U. Horn, K. Stuhlmuller, M. Link and B. Girod, “Robust Internet video transmiss ¨ ion based on scalable coding and unequal error protection,” Signal Processing: Image Communication, vol. 15, pp. 77–94, September 1999.
43. L. Chiariglione, “The development of an integrated audiovisual coding standard: MPEG,” Proceedings of the IEEE, vol. 83, pp. 151–157, February 1995.
44. R. Schafer and T. Sikora, “Digital video coding standards and their role in video communications,” Procedings of the IEEE, vol. 83(10), pp. 907–924, June 1995.
45. D. J. Le Gall, “The MPEG video compression algorithm,” Signal Processing: Image Communication, vol. 4, pp. 129–140, 1992.
46. T. Sikora, “MPEG-4 very low bit rate video,” Proceedings of IEEE ISCAS Conference, Hong Kong, pp. 1440– 1443, February 1997.

47. T. Sikora, “The MPEG-4 video standard verification model,” IEEE Transactions on Circuit and Systems for Video Technology, vol. 7, pp. 19–31, February 1997.
48. ISO/IEC JTC1/SC29/WG11 N0702 Rev., “Information technology - Generic coding of moving pictures and associated audio, Recommendation H.262. Draft International Standard,” vol. 83, March 1994.
49. ISO/IEC 11172-2 Information technology, “Coding of moving pictures and associated audio for digital storage media at up to about 1.5Mbit/s - Video. Standards Organization/International Electrotechnical (in German). International Commission,” 1993.
50. MPEG AOE Group, “Proposal package description (PPD)-Revision 3,” July 1995.
51. ISO/IEC JTC1/SC29/WG11, “Information technology - Coding of moving pictures and associated audio for digital storage media at up to1.5Mbits/s. Part 2: Video. Draft ISO/IEC 11172-2 (MPEG-1),” ISO/IEC, 1991.
52. ISO/IEC JTC1/SC29/WG11, “Information technology - Generic coding of moving pictures and associated audio. Part 2: Video. Draft ISO/IEC 13818-2 (MPEG-2) and ITU-T Recommendation H.262, ISO/IEC and ITU-T,” ISO/IEC, 1994.
53. ISO/IEC JTC1/SC29/WG11, “Information technology - Generic coding of audio-visual objects. Part 2: Visual. Draft ISO/IEC 14496-2 (MPEG-4), version 1,” 1998.
54. A. Jain, Fundamentals of Digital Image Processing. Wnglewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1989.
55. O. Avaro, A. Eleftheriadis, C. Herpel, G. Rajan, L. Ward, “MPEG-4 systems: overview,” Signal Processing: Image Communication, vol. 15, pp. 281–298, 2000.
56. G. Franceschini, “The delivery layer in MPEG-4,” in Signal Processing: Image Communication, vol. 15, pp. 347–363, 2000.
57. C. Herpel, “Architectural considerations for carriage of MPEG-4 over IP network,” ISO/IEC JTC1/SC29/WG11 N2615, December 1998.
58. C. Herpel, A. Eleftheriadis, “MPEG-4 systems: elementary stream management,” Signal Processing: Image Communication, vol. 15, pp. 299–320, 2000.
59. R. Talluri, “Error-resilient video coding in the ISO MEPG-4 standard,” IEEE Communications Magazine, pp. 112–119, June 1998.
60. H. Schulzrinne, S. Casner, R. Frederick, V. Jacobson, “RTP: A transport protocol for real-time applications,” RFC 1889, January 1996.
61. L. Chiariglione, “MPEG and multimedia communications,” IEEE Transactions on Circuits and Systems for Video Technology, vol. 7, pp. 5–18, February 1997.
62. K. N. Ngan, T. Sikora, M.-T. Sun and S. Pamchanathan, “Segmentation, description and retrival of video content,” IEEE Transactions on Circuits and Systems for Video Technology, special issue, vol. 8(5), pp. 521– 524, September 1998.
63. K. N. Ngan, T. Sikora, M.-T. Sun and S. Pamchanathan, “Representation and coding of images and video,” IEEE Transactions on Circuits and Systems for Video Technology, special issue, vol. 8, pp. 797–801, November 1998.
64. ISO/IEC 13818-2 MPEG-2 Video Coding Standard, “Information technology - Generic coding of moving pictures and associated audio information: Video,” March 1995.
65. T. Sikora and L. Chiariglione, “MPEG-4 Video and its potential for future multimedia services,” Proceedings of IEEE ISCAS Conference, Hong Kong, vol. 2, pp. 1468–1471, June 1997.

66. F. Bossen, T. Ebrahimi, “A simple and efficient binary shape coding technique based on bitmap representation,” Proceedings of the International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP’97), Munich, Germany, vol. 4, pp. 3129–3132, April 1997.
67. T. Ebrahimi, C. Horne, “MPEG-4 natural video coding - An overview,” Signal Proceesing: Image Communication, vol. 15, no. 4, pp. 365–385, 2000.
68. ISO/IEC JTC1/SC29/WG11 N1902, “Information technology - coding of audio visual objects: visual,” October 1997.
69. Recommendation ITU-T BT.500-11, “Methodology for the subjective assessment of the quality of television pictures,” in ITU-T, 2002.
70. ITU-T/SG 16/VCEG(formerly Q.15 now Q.6), “H.26L test model long term number 7 (TML-7), Doc. VCEGM81,” April 2001.
71. Y. Zeng, L. Cheng, G. Bi and A. Kot, “Integer DCTs and fast algorithms,” IEEE Transactions on Signal Processing, vol. 49, pp. 2774–2782, November 2001.
72. W. Choi and B. Jeon, “Dynamic UVLC codeword remapping with fixed re-association table for H.26L,” in Picture Coding Symposium(PCS), (Seoul, Korea), pp. 167–170, April 2001.
73. D. Marpe, G. Blattermann, G. Heising and T. Wiegand, “Further results for CABAC entropy coding scheme,” Document VCEG-M59, ITU-T Video Coding Experts Group, Apr. 2001, http://standards.pictel.com/ftp/video-site/0104Aus/VCEG-M59.doc.”
74. R. J. Clarke, “Transform coding of images,” in Microelectronics and Signal Processing. London: Academic Press, 1985.
75. T. N. N. Ahmed and K. Rao, “Discrete Cosine Transform,” IEEE Transactions on Computers, pp. 90–93, January 1974.
76. ITU-T Rec. H.26L/ISO/IEC 11496-10, “Advanced video coding,” Final Committee Draft, Document JVTE022, September 2002.
77. D. Marpe, G. Bl¨attermann, G. Heising and T. Wiegand, “Adaptive codes for H.26L,” ITU-T SG16/Q.6 VCEGL-13, January 2001.
78. ITU-T, “Video coding for low bitrate communication,” ITU-T Recommendation H.263; version 1, November 1995.
79. J. Signes, Y. Fisher and A. Eleftheriadis, “MPEG-4’s binary format for scene description,” in Signal Processing: Image Communication, Special issue on MPEG-4, vol. 15, pp. 312–345, January 2000.
80. A. M. Tekalp and J. Ostermann, “Face and 2-D mesh animation in MPEG-4,” in Signal Processing: Image Communication, Special issue on MPEG-4, vol. 15, pp. 387–421, January 2000.
81. J.G. Proakis, Digital Communication. 3rd ed. McGraw-Hill, New York, 1995.
82. S. B. Wicker, Error Control Systems for Digital Communication and Storage. Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall, 1994.
83. A. Andreadis, G. Benelli, A. Garzelli, S. Susini, “FEC coding for H.263 compatible video transmission,” Proceesings of International Conference on Image Processing, Santa Barbara, CA, pp. 579–581, October 1997.
84. J. Wen, J. D. Villasenor, “A class of reversible variable length codes for robust image and video coding,” Proceedings 1997 IEEE International Conference on Image Processing, vol. 2, pp. 65–68, October 1997.

85. A. Li, S. Kittitornkun, Y. H. Hu, D. S. Park and J. Villasenor, “Data partitioning and reversible variable length codes for robust video communications,” in IEEE Data Compression Conference Proceedings, Snowbird, UT, pp. 460–469, March 2000.

86. B. L. Montgomery and J. Abrahams, “Synchronization of binary source codes,” in IEEE Transactions on Information Theory, vol. 32, pp. 849–854, November 1996.

87. Y. Takishima, M. Wada and H. Murakami, “Reversible variable length codes,” IEEE Transactions on Communications, vol. 43, pp. 158–162, February 1995.

88. C. Bormann, L. Cline, G. Deisher, T. Gardos, C. Maciocco, D. Newell, J. Ott, G. Sullimendation, S. Wenger, C. Zhu, “RTP Payload format for the 1998 version of ITU-T recommendation H.263 video (H.263+); Request for Comments 2429l,” , May 1998.

89. T. S. Rappaport, E. Ben-Dor, J. N. Murdock, and Y. Qiao, “Proceeding of the 38 GHz and 60 GHz angle-dependent propagation for cellular & peer-to-peer wireless communications,” in *Proceedings of the IEEE International Conferenceon Communications (ICC ’12)*, pp. 4568–4573, Ottawa, ON, Canada, June 2012.

90. T. S. Rappaport, F. Gutierrez, E. Ben-Dor, J. N. Murdock, Y. Qiao, and J. I. Tamir, “Broadband millimeter-wave propagation measurements and models using adaptive-beam antennas for outdoor Urban cellular communications,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 61, no. 4, pp. 1850–1859, 2013.

91. E. Ben-Dor, T. S. Rappaport, Y. Qiao, and S. J. Lauffenburger, “Millimeter-wave 60 GHz outdoor and vehicle AOA propagation measurements using a broadband channel sounder,” in *Proceedings of the 54th Annual IEEE Global Telecommunications Conference: “Energizing Global Communications” (GLOBECOM ’11)*, Kathmandu, Nepal, December 2011.

92. G. R. Maccartney Jr. and T. S. Rappaport, “73GHz millimeter wave propagation measurements for outdoor urbanmobile and backhaul communications in New York City,” in *Proceedings of the 1st IEEE International Conference on Communications (ICC ’14)*, pp. 4862–4867, Sydney, Australia, June 2014.

93. S. K. Yoo, S. L. Cotton, R. W. Heath, and Y. J. Chun, “Measurements of the 60 GHz UE to eNB Channel for Small Cell Deployments,” *IEEE Wireless Communications Letters*, vol. 6, no. 2, pp. 178–181, 2017.

94. D. Beauvarlet and K. L. Virga, “Measured characteristics of 30-GHz indoor propagation channels with low-profile directional antennas,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 1, pp. 87–90, 2002.

95. J. Reig, M.-T. Mart´ınez-Ingl´es, L. Rubio, V.-M. Rodrigo-Penarrocha, and J. Molina-Garc´ıa-Pardo, “Fading evaluation in the 60GHz band in line-of-sight conditions,” *International Journal of Antennas and Propagation*, vol. 2014, Article ID 984102, 12 pages, 2014.

96. M. K. Samimi, G. R. Maccartney, S. Sun, and T. S. Rappaport, “28GHz millimeter-wave ultrawideband small-scale fading models in wireless channels,” in *Proceedings of the 83rd IEEE Vehicular Technology Conference, VTC Spring 2016*, May 2016.

97. K. Haneda, L. Tan, Y. Zheng et al., “5G 3GPP-like channel models for outdoor urban microcellular and macrocellular environments,” in *Proceedings of the 2016 IEEE 83rd VehicularTechnology Conference (VTC Spring)*, pp. 1–7, Nanjing, China, May 2016.

98. G. Berardinelli, K. I. Pedersen, T. B. Sørensen, and P.Mogensen, "Generalized DFT-Spread-OFDM as 5G Waveform," *IEEE Communications Magazine*, vol. 54, no. 11, pp. 99–105, 2016.

99. G. Berardinelli, F. M. L. Tavares, T. B. Sørensen, P. Mogensen, and K. Pajukoski, "Zero-tail DFT-spread-OFDM signals," in *Proceedings of the 2013 IEEE Globecom Workshops, GC Wkshps 2013*, pp. 229–234, Atlanta, Ga, USA, December 2013.

100. A. Sahin, R. Yang, M. Ghosh, and R. L. Olesen, "An improved unique word DFT-spread OFDM scheme for 5G systems," in *Proceedings of the IEEE GlobecomWorkshops, GCWkshps 2015*, USA, December 2015.

101. N. Michailow, M. Matthe, I. S. Gaspar et al., "Generalized frequency division multiplexing for 5th generation cellular networks," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 62, no. 9, pp. 3045–3061, 2014.

102. B. Farhang-Boroujeny and H. Moradi, "OFDM InspiredWaveforms for 5G," *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, vol. 18, no. 4, pp. 2474–2492, 2016.

103. X. Zhang, L. Chen, J.Qiu, and J. Abdoli, "On theWaveformfor 5G," *IEEE Communications Magazine*, vol. 54, no. 11, pp. 74–80, 2016.

104. T. Bai, R. Vaze, and R. W. Heath, "Analysis of blockage effects on urban cellular networks," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 13, no. 9, pp. 5070–5083, 2014.

105. A. Ghosh, N. Mangalvedhe, R. Ratasuk et al., "Heterogeneous cellular networks: from theory to practice," *IEEE Communications Magazine*, vol. 50, no. 6, pp. 54–64, 2012.

106. H. Jung and I.-H. Lee, "Outage analysis of millimeter-wave wireless backhaul in the presence of blockage," *IEEE Communications Letters*, vol. 20, no. 11, pp. 2268–2271, 2016.

107. S. Rangan, T. S. Rappaport, and E. Erkip, "Millimeter-wave cellular wireless networks: potentials and challenges," *Proceedings of the IEEE*, vol. 102, no. 3, pp. 366–385, 2014.

108. J. Zhang, X. Ge, Q. Li, M. Guizani, and Y. Zhang, "5G millimeter-wave antenna array: design and challenges," *IEEE Wireless Communications Magazine*, pp. 2–8, 2016.

109. F. Long and C. Zhang, *Signal Processing for 5G: Algorithms and Implementations*,Wiley-IEEE, 2016.

110. T. S. Rappaport, J. N. Murdock, and F. Gutierrez, "State of the art in 60-GHz integrated circuits and systems for wireless communications," *Proceedings of the IEEE*, vol. 99, no. 8, pp. 1390–1436, 2011.

111. H. Sampath, S. Talwar, J. Tellado, V. Erceg, and A. Paulraj, "A fourth-generation MIMO-OFDM broadband wireless system: design, performance, and field trial results," *IEEE Communications Magazine*, vol. 40, no. 9, pp. 143–149, 2002.

112. Q. H. Li, G. J. Li, W. Lee et al., "MIMO techniques in WiMAX and LTE: a feature overview," *IEEE Communications Magazine*, vol. 48, no. 5, pp. 86–92, 2010.

113. J. Kim and I. Lee, "802.11 WLAN: history and new enabling MIMO techniques for next generation standards," *IEEE Communications Magazine*, vol. 53, no. 3, pp. 134–140, 2015. International Journal of Antennas and Propagation 5

114. M.-T. Martinez-Ingles, D. P. Gaillot, J. Pascual-Garcia, J.-M. Molina-Garcia-Pardo, M. Lienard, and J.-V. Rodr´ıguez, "Deterministic and experimental indoor mmW channel modeling," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 13, pp. 1047–1050, 2014.

115. S. Ranvier, C. Icheln, and P. Vainikainen, "Measurement-based mutual information analysis ofMIMO antenna selection in the 60-GHz band," *IEEE Antennas andWireless Propagation Letters*, vol. 8, pp. 686–689, 2009.

116. I. BenMabrouk, J. Hautcoeur, L. Talbi, M. Nedil, andK. Hettak, "Feasibility of a millimeter-wave MIMOSystem for short-range wireless communications in an underground gold mine," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 61, no. 8, pp. 4296–4305, 2013.
117. S. J. Lee and W. Y. Lee, "Capacity of multiple beamformed spatial streamtransmission in millimetre-wave communication channels," *IET Communications*, vol. 7, no. 12, pp. 1263–1268, 2013.
118. M. D. Foegelle, "Creating a complex multipath environment simulation in an anechoic chamber," *Microwave Journal*, vol. 53, no. 8, pp. 56–64, 2010.
119. ITU, in *Proceedings of theWorld Radio Communication Conference (WRC '15)*, Geneva, Switzerland, 2015, ITU 500-E.
120. J. Kunisch and J. Pamp, "Ultra-wideband double vertical knifeedge model for obstruction of a ray by a person," in *Proceedings of the IEEE International Conference on Ultra-Wideband (ICUWB '08)*, pp. 17–20, Hannover, Germany, September 2008.
121. M. Ghaddar, L. Talbi, and T. A. Denidni, "Human body modeling for prediction of effect of people on indoor propagation channel," *IEEE Electronics Letters*, vol. 40, no. 25, pp. 1592–1594, 2004.
122. M. Ghaddar, L. Talbi, T. A. Denidni, and A. Sebak, "A conducting cylinder for modeling human body presence in indoor propagation channel," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 55, no. 11, pp. 3099–3103, 2007.
123. E. J. Violette, R. H. Espeland, R. O. DeBolt, and F. Schwering, "Millimeter-wave propagation at street level in an urban environment," *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 26, no. 3, pp. 368–380, 1988.
124. K. Sato, T. Manabe, T. Ihara et al., "Measurements of reflection and transmission characteristics of interior structures of office building in the 60-GHz band," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 45, no. 12, pp. 1783–1792, 1997.
125. T. Rappaport, S. Sun, R.Mayzus et al., "Millimeter wave mobile communications for 5G cellular: it will work!," IEEE Access, vol. 1, pp. 335–349, 2013.
126. T. S. Rappaport, G. R. MacCartney, M. K. Samimi, and S. Sun, "Wideband millimeter-wave propagation measurements and channel models for future wireless communication system design," IEEE Transactions on Communications, vol. 63, no. 9, pp. 3029–3056, 2015.
127. M. R. Akdeniz, Y. Liu, M. K. Samimi et al., "Millimeter wave channel modeling and cellular capacity evaluation," IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 32, no. 6, pp. 1164– 1179, 2014.
128. S. Hur, S. Baek, B. Kim et al., "Proposal on millimeter-wave channel modeling for 5G cellular system," IEEE Journal on Selected Topics in Signal Processing, vol. 10, no. 3, pp. 454–469, 2016.
129. J. Kyrolainen, P. Kyosti, J. Meinila et al., "Channel modelling for the fifth generationmobile communications," in Proceedings of the 8th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP '14), pp. 219–223, IEEE, The Hague, The Netherlands, April 2014.
130. J. M. Romero-Jerez, F. J. Lopez-Martinez, J. F. Paris, and A. Goldsmith, "The fluctuating two-ray fadingmodel formmWave communications," in Proceedings of the 2016 IEEE Globecom Workshops (GC Wkshps), pp. 1–6, Washington, DC, USA, December 2016.
131. A. Rauch, J. Lianghai, A. Klein, and H. D. Schotten, "Fast algorithmfor radio propagationmodeling in realistic 3-D urban environment," Advances in Radio Science, vol. 13, pp. 169–173, 2015.

132. L. J. Greenstein, S. S. Ghassemzadeh, V. Erceg, and D. G. Michelson, “Ricean k-factors in narrow-band fixed wireless channels: theory, experiments, and statistical models,” IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 58, no. 8, pp. 4000– 4012, 2009.
133. S. K. Yoo, P. C. Sofotasios, S. L. Cotton, M. Matthaiou, M. Valkama, and G. K. Karagiannidis, “The Kappa - mu/inverse gamma composite fading model,” in Proceedings of the 2015 IEEE 26th Annual International Symposium on Personal, Indoor, andMobile Radio Communications (PIMRC), pp. 166–170,Hong Kong, China, August 2015.
134. I. Gradshteyn and I. Ryzhik, Tables of Integrals, Series, and Products, Academic Press, New York, NY, USA, 1980.
135. V. Witkovsk´y, “Computing the distribution of a linear combination of inverted gamma variables,” Kybernetika, vol. 37, no. 1, pp. 79–90, 2001.
136. X. Dong and N. C. Beaulieu, “Average level crossing rate and average fade duration of selection diversity,” IEEE Communications Letters, vol. 5, no. 10, pp. 396–398, 2001.
137. Z. Hadzi-Velkov, “Level crossing rate and average fade duration of selection diversity with Rician-faded cochannel interferers,” IEEE Communications Letters, vol. 10, no. 9, pp. 649–651, 2006.

# ANALIZA PERFORMANSI DVB-T2 PRENOSA U NLOS FADING OKRUŽENjU

ORIGINALITY REPORT

4%

SIMILARITY INDEX

PRIMARY SOURCES

| | | |
|---|---|---|
| 1 | videocodec.info<br>Internet | 472 words — 1% |
| 2 | nardus.mpn.gov.rs<br>Internet | 192 words — 1% |
| 3 | www.coursehero.com<br>Internet | 106 words — < 1% |
| 4 | cmlab.csie.ntu.edu.tw<br>Internet | 93 words — < 1% |
| 5 | spsc.inw.tugraz.at<br>Internet | 64 words — < 1% |
| 6 | es.scribd.com<br>Internet | 62 words — < 1% |
| 7 | Dejan Jaksic, Risto Bojovic, Petar Spalevic, Dusan Stefanovic, Slavisa Trajkovic. "Performance Analysis of 5G Transmission over Fading Channels with Random IG Distributed LOS Components", International Journal of Antennas and Propagation, 2017<br>Crossref | 41 words — < 1% |
| 8 | issuu.com<br>Internet | 40 words — < 1% |
| 9 | Mihajlo Stefanovic, Stefan R. Panic, Rausley A. A. de Souza, Juan Reig. "Recent Advances in RF Propagation Modeling for 5G Systems", International Journal of | 34 words — < 1% |

| | | |
|---|---|---|
| | Antennas and Propagation, 2017<br>Crossref | |
| 10 | www.freepatentsonline.com<br>Internet | 31 words — < 1% |
| 11 | epdf.tips<br>Internet | 29 words — < 1% |
| 12 | ce.sharif.ir<br>Internet | 23 words — < 1% |
| 13 | www-mobile.ecs.soton.ac.uk<br>Internet | 20 words — < 1% |
| 14 | www.artechhouse.com<br>Internet | 20 words — < 1% |
| 15 | fedorani.ni.ac.rs<br>Internet | 18 words — < 1% |
| 16 | stc-rs.com.ly<br>Internet | 18 words — < 1% |
| 17 | www.nue.tu-berlin.de<br>Internet | 14 words — < 1% |
| 18 | www.actapress.com<br>Internet | 13 words — < 1% |
| 19 | pt.scribd.com<br>Internet | 12 words — < 1% |
| 20 | pnrsolution.org<br>Internet | 11 words — < 1% |
| 21 | lrd.yahooapis.com<br>Internet | 10 words — < 1% |
| 22 | www.sk.co.yu<br>Internet | 10 words — < 1% |

| | | | |
|---|---|---|---|
| EXCLUDE QUOTES | ON | EXCLUDE MATCHES | < 15 WORDS |
| EXCLUDE BIBLIOGRAPHY | ON | | |