

Andrej Skenderović

**MREŽE JEDNOFREKVENCIJSKIH
ODAŠILJAČA ZA RADIODIFUZIJU
DIGITALNOG TELEVIZIJSKOG SIGNALA**

Zagreb, svibanj 2002.

Sadržaj:

1. UVOD	5
1.1. DVB-T kao primjer prijenosnog sustava	6
2. OFDM – Frekvencijski multipleks ortogonalnih podnosilaca	9
2.1. Teorijski model prijenosa OFDM signala	10
2.1.1. Odašiljački dio	10
2.1.2. Prijenosni kanal	11
2.1.3. Prijemni dio	12
2.1.4. Diskretna Fourierova transformacija u prijenosnom modelu	14
2.2. Što znači OFDM?	14
2.3. OFDM : Kako organizirati kanale?	15
2.3.1. Kanalno dijeljenje	16
2.3.2. Umetanje podnosioca	17
2.3.3. Umetanje zaštitnog intervala	17
2.3.4. Sinkronizacijski kanal	20
2.4. OFDM prijenosni sustav	21
2.5. OFDM: Kako prenositi podatke?	22
2.5.1. Glavne karakteristike	23
2.5.2. Hijerarhijski dijagram stanja	23
2.6. Karakteristike hijerarhijske modulacije	24
2.7. Hijerarhijska modulacija: zašto?	25
2.7.1. Radiodifuzija prema fiksnim i prijenosnim prijemnicima	26
2.7.2. Povećanje mrežne brzine u prijenosnom kanalu	27
2.7.3. Difuzija na mobilne prijemnike	28
2.8. Istovremeni prijenos digitalne televizije visoke i standardne kvalitete	29
3. Jednofrekvencijske mreže	31
3.1. Sposobnost COFDM-a u jednofrekvencijskim mrežama	31
3.2. Ograničenja frekvencijske domene	32
3.2.1. Radna frekvencija odašiljača	33
3.2.2. Frekvencija procesiranja COFDM-a	34
3.3. Ograničenja vremenske domene SFN	36
3.3.1. Vremenska sinkronizacija : zašto?	37

3.3.2. Kašnjenje u distribucijskoj mreži	38
3.3.3. Usklađivanje vremena u SFN-u	39
4. Izobličenja u DVB-T mrežama	42
4.1. Uvodno razmatranje	42
4.2. Djelovanje faznog šuma u COFDM	42
4.2.1. Kako se očituje (manifestira) postojanje faznog šuma i zašto moramo paziti na njega?	43
4.2.2. Analiza: Kako nastaje šum?.....	44
4.2.3. Uvođenje malog iznosa faznog šuma	44
4.2.4. Određivanje dva tipa doprinosa faznog šuma.....	46
4.2.4.1. Zajednička fazna pogreška	46
4.2.4.2. Termički šum	46
4.2.4.3. Odnos između rezultata za različite nosioce	47
4.2.4.4. Rezultati ako je $\varphi(t)$ periodična	47
4.2.5. Kvantizacija φ_m	48
4.2.5.1. Kvantizacija φ_0	48
4.2.5.2. Općenita kvantizacija φ_m	49
4.2.6. Kako kvantitativno odrediti dodani "šum" ICI	49
4.2.6.1. Opći problem	49
4.2.6.2. Kako nadograditi opći rezultat na kanal s ravnom spektralnom karakteristikom	50
4.2.6.3. Kako proračunati rezultat za određeni spektar šuma	51
4.2.7. Ponderirajuća funkcija.....	52
4.2.7.1. Ponderirajuća funkcija za zajedničku faznu pogrešku	52
4.2.7.2. Ponderirajuća funkcija za ICI.....	53
4.2.7.3. Oblik ICI ponderirajuće funkcije.....	54
4.2.7.4. Pojednostavljena verzija ICI ponderirajuće funkcije	55
4.2.7.5. Jednobočna ICI ponderirajuća funkcija	56
4.2.8. Primjena ponderirajuće funkcije.....	57
4.2.8.1. Posljedice promjenljive veličine FFT na ICI.....	57
4.2.8.2. Posljedice promjenljive veličine FFT na CPE	58
4.2.9. Primjene za izračunavanje CPE i ICI.....	58
4.2.10. Što određuje spektar faznog šuma	59

4.2.11. Praktični primjeri	60
4.2.12. Efekt faznog šuma: zaključak	65
4.3. Interferencija	66
4.3.1. Interferencija DVB-T i DVB-T	67
4.3.2. Interferencija DVB-T i analogne televizije	68
4.3.2.1. Međukanalni zaštitni omjer	68
4.3.2.2. Niži susjedni kanal (N - 1)	69
4.3.2.3. Viši susjedni kanal (N + 1)	69
4.3.2.4. Kanal slike	69
4.3.2.5. Preklapanje kanala	70
4.3.3. Interferencija analogne televizije i DVB-T	70
4.3.3.1. Međukanalni zaštitni omjer	71
4.3.3.2. Niži susjedni kanal (N - 1)	71
4.3.3.3. Viši susjedni kanal (N + 1)	72
4.3.3.4. Kanal slike	72
4.3.3.5. Preklapanje kanala	72
4.3.4. Interferencija signal tona analogne televizije i DVB-T	74
4.3.5. Interferencija DVB-T i T-DAB	75
4.3.6. Interferencija T-DAB i DVB-T	75
4.4. Odjek	76
4.5. Nelinearni efekti	80
4.6. Povratna veza u SFN	80
5. DVB-T sustav	81
5.1. Princip rada DVB-T prijemnika	81
5.2. Teoretski zahtjevi za odnos C/N proizašli iz simulacija	85
5.2.1. Karakteristika kanala	85
5.2.1.1. Spektar primljenog signala	85
5.2.2. Potreban odnos C/N na ulazu u prijemnik – posljedica tipa modulacije i omjera koda pri unutarnjem kodiranju	87
5.2.3. Minimalni ulazni signal prijemnika	90
5.2.4. Višestazno primanje i statističko pojačanje	91
5.2.5. Gubici ugrađeni u sustav	92
5.2.6. Učinkovita razina zaštite	92

5.3. Izbor frekvencijskog pojasa za DVB-T.....	92
5.3.1. Općenito	92
5.3.2. Tehničko razmatranje	93
5.3.3. Oblik spektra.....	93
5.3.4. Planiranje.....	93
5.3.5. Radiodifuzija korištenjem kanala iznad šezdesetog.....	94
6. Zaključak	95
7. Literatura	97

1. UVOD

Ne tako davno većina oblika električnih komunikacija su bile analogne od ulaza do izlaza. Dok je to vodilo minimiziranju složenosti sustava rezultat je bio komunikacijski kanal sa manje nego optimalnim šumom, spektralnom korisnošću i/ili pouzdanošću. S brzim razvojem integriranih krugova posebno u području obrade visokofrekvencijskih digitalnih signala, mnogi komunikacijski kanali su danas projektirani da koriste digitalnu modulaciju.

U današnje vrijeme sve više se javljaju potrebe za novim načinima komuniciranja i prijenosa različitih oblika informacija (zvuka, slike i podataka). Razvojem novih tehnologija obrade signala rastu i zahtjevi na komunikacijske sustave. Novi prijenosni sustavi zahtijevaju nove načine obrade i prijenosa digitalnih signala. Unatoč uobičajeno većoj složenosti sustava, postoji dobar razlog da komunikacijski kanal koriste digitalnu modulaciju. Za danu širinu pojasa i odnos signal/šum (S/\bar{S}) dostupna je veća količina podataka. Razlog tome je činjenica da osnovni pojas informacije može biti obrađen da izgleda slučajnije, dopuštajući bolju iskoristivost radiofrekvencijskog spektra. Nadalje, daljnja složenost je u prvom redu implementirana digitalno i češće u softveru, čineći sustav stabilnijim i pouzdanijim nego jednostavniji analogni sustavi. Sve se više razvijaju mogućnosti kompresije podataka, algoritmi za korekciju pogrešaka, te postupci oblikovanja, modulacije i demodulacije signala. Dakle, posljedica razvoja novih prijenosnih sustava je njihova kompleksnost.

Kako su elektromagnetski valovi i drugi prijenosni mediji ograničeni resursi u pogledu širine frekvencijskog pojasa koji se može prenijeti, potrebno je prilagoditi digitalni signal za što efikasniji prijenos pri određenoj širini komunikacijskog kanala. To nužno povlači za sobom upotrebu uređaja koji koriste složenije modulacijske postupke, a takvi postupci zahtijevaju veliku brzinu obrade signala za prijenos u realnom vremenu. Današnja VLSI (*VLSI - Very Large Scale of Integration*) tehnologija omogućuje minimizaciju takvih uređaja, te realizaciju takvih sustava tako da ključni utjecaj na dalji razvoj, pogotovo radiokomunikacijskih prijenosnih sustava, imaju postupci kodiranja signala i modulacije.

U razvoju radiokomunikacijskih digitalnih prijenosnih sustava osim problema prijenosa velike količine podataka kroz ograničeni frekvencijski pojas javljaju se i problemi destruktivnog zbrajanja signala ili fading (*fading*), međusimbolna

interferencija (*ISI – InterSymbol Interference*) i interferencija među kanalima (*ICI – InterChannel Interference*). Za rješavanje ovih problema bilo je nužno pristupiti složenijim postupcima modulacije signala. Danas vodeću ulogu u tom području ima tehnika frekvencijskog multipleksa ortogonalnih podnosilaca poznatija kao OFDM tehnika (*OFDM – Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) kojom se omogućio nesmetan prijenos digitalnih signala velikih brzina uz optimalno iskorištenje frekvencijskog spektra. Tome će još pridonijeti realizacija mreža jednofrekvencijskih odašiljača u kojoj svi odašiljači za radiodifuziju, npr. televizijskog signala prvog programa Hrvatske radio-televizije HRT1, rade na istoj frekvenciji.

1.1. DVB-T kao primjer prijenosnog sustava

Kod stvaranja prijenosnih standarda koji se odnose na radiodifuziju digitalnog videosignala - DVB (*Digital Video Broadcasting*) potrebno je dublje razumijevanje kanala prijenosnih medija. Širina kanala kod satelitske komunikacije je 33 MHz i ograničena je snagom odaslanom sa satelita te na njega utječu nelinearnosti napona napajanja na satelitu. Koaksijalni kabel ima gušenje ovisno o frekvenciji koje raste s porastom frekvencije i ograničen je snagom u smislu da kumulativna snaga svih signala ne smije prijeći granice koje su zadane kod pojačala postavljenih u kabelskoj mreži. Jedan od glavnih zahtjeva u difuziji DVB prijenosa za sve prijenosne medije je potreba da se prenosi velika količina podataka u kratkom vremenu. Iz toga je očito da ova dva prijenosna sustava zahtjevaju različita rješenja. Razvijeni su standardi za satelitsku DVB (DVB - *Satellite*) i kabelsku DVB (DVB - *Cable*).

Najsloženiji DVB prijenosni sustav je zemaljski DVB (DVB - *Terrestrial*). Specifikacija za DVB-T je dovršena početkom 1996 godine, dvije godine nakon DVB-S. Trebalo je razviti DVB-T da mu svojstva budu slična DVB-S svojstvima.

Komercijalni zahtjevi za DVB-T su bili:

- DVB-T bi trebao biti dosta sličan DVB-S da bi se postigla proizvodnja multistandardnih prijemnika po najnižoj cijeni.
- Trebao bi biti podržan konceptijski model "paketi podataka" koji se koristi za DVB-S i DVB-C. "Paketi podataka" rezultat su kanalnog prijenosa i modulacije i uz činjenicu da DVB osigurava prijenos bez pogrešaka

(QEF - *Quasi Error Free*) prijenos različitih vrsta podataka unutar pojedinog kanala u kabelu, preko satelita ili zemaljski. QEF je metoda zaštite od pogrešaka koja je u mogućnosti reducirati pogreške skoro na nulu ($< 10^{-11}$) uz uvjet da je odnos signal/šum (S/N) u fizičkom prijenosnom kanalu dovoljno velik. Dogodi li se da uvjeti u kanalu utječu na taj način da je S/N nizak, vjerojatnost pogrešno primljenih bitova (BER - *Bit Error Rate*) će narasti i kanal će postati neupotrebljiv. Zanimljiva popratna pojava ovakvog konceptijskog modela je da se DVB može fleksibilno koristiti za radio, televiziju visoke kvalitete (HDTV - *High Definition Television*), televiziju standardne kvalitete (SDTV - *Standard Definition Television*) i svaku mješavinu takvih usluga po paketu, dok god to kapacitet paketa dozvoljava. Za DVB-S je to 38 Mbps.

- Veličina paketa podataka za DVB-T bi trebala biti što veća. Primarno bi trebalo rabiti kanal širine 8 MHz. Prilagodba na 7 MHz i 6 MHz trebala bi biti potpuno ista.
- Sustav treba biti dimenzioniran na taj način da se pomoću stacionarnih krovnih antena može postići široka pokrivenost. Treba biti omogućen prijem na mobilnim prijemnicima (dok rade u stacionarnom modulu).
- Sustav mora biti sposoban raditi u jednofrekvencijskim mrežama (SFN – *Single Frequency Network*). U SFN odašiljači mogu koristiti iste frekvencije samo ako odašilju apsolutno identične pakete podataka
- Ova vrsta tehnologije mora biti izgrađena do 1997 godine
- Kao opcija treba biti uključena i hijerarhijska modulacija

Europska norma uključuje veliki broj načina prijenosa koji omogućavaju obradu OFDM signala za široku raznolikost radiodifuzijskih usluga. Među njima, hijerarhijska modulacija odvaja radiofrekvencijski (RF) kanal u dva virtualna kanala, od kojih svaki može nositi prijenosni tok s namjenskom zaštitom.

U prvom pristupu, ta DVB-T mogućnost se sagledava kao način za definiranje dviju različitih površina prekrivanja za dati odašiljač.

Danas odašiljači rabe DVB-T normu omogućavajući veliku raznolikost usluga:

- neke zemlje namjeravaju koristiti DVB-T za radiodifuziju HDTV. Prema tome oni trebaju DVB-T multipleks koji prenosi TV signale u visokoj i

standardnoj rezoluciji kako bi obuhvatili dvije kategorije prijemnika koji će se koristiti tijekom faze uvođenja digitalne televizije.

- Drugi veliki zahtjev je korištenje DVB-T mobilnih prijemnika u javnom prijevozu. Biti će velika prednost uspostaviti jedinstvenu mrežu odašiljača da bi se obuhvatili kućni i vanjski prijemnici.

Zbog nedostatka dostupnih frekvencija DVB-T hijerarhijska modulacija postaje zanimljiv način na koji jedan radiofrekvencijski kanal može obuhvatiti dvije kategorije prijemnika i kao posljedica dva marketinška segmenta.

Nakon objašnjenja hijerarhijski moduliranog DVB-T OFDM signala detaljnije su objašnjeni tehnički zahtjevi koje odašiljač mora zadovoljiti da bi odašiljao DVB-T hijerarhijsku modulaciju.

Također su opisane i pogreške koje se javljaju u DVB sustavima te način njihovog ispravljanja.

2. OFDM – Frekvencijski multipleks ortogonalnih podnosilaca

OFDM je vrlo poznati koncept koji je rasprostranjen svijetom, npr. trenutno se koristi preko radiodifuzije digitalnog audio signala (DAB - *Digital Audio Broadcasting*) u mnogim zemljama Europe. Glavna dobit OFDM je da se serijski osnovni pojas prijenosa podataka koji treba prenijeti razdijeli na veliki broj blisko postavljenih individualnih nosilaca (frekvencijska raspodjela). Ovaj način širenja čini signal osjetljiv na utjecaj višestaznog širenja (*Multipath*) i uskopojasne interferencije. Skup nosilaca koji se procesiraju u određenom vremenu se zove OFDM simbol.

Od početka razvoja radiodifuzije, planiranjem se frekvencija pokušava izbjeći interferencija uzrokovana preklapanjem područja djelovanja odašiljača. Nažalost, preklapanje odašiljača nije jedini izvor interferencija: zemaljski kanal ima složen propagacijski model koji proizvodi refleksiju (višestazna propagacija) te pri komunikaciji s mobilnim prijemnicima Dopplerov efekt. Kao posljedica, u svakoj točki područja pokrivanja, signal prihvaćen u prijemniku je zbroj nekoliko osnovnih signala, uključujući izvorni signal, zakašnjele replike izvornog signala te šum u kanalu.

Za izbjegavanje fizičkog slabljenja signala, uobičajen postupak bio je povećanje snage izvornog signala (tzv. snaga odašiljanja). Izravna posljedica ovog postupka je povećavanje ograničenja ponovne upotrebljivosti kanala i prema tome, umjetno pridonošenje zauzetosti spektra radijskih frekvencija.

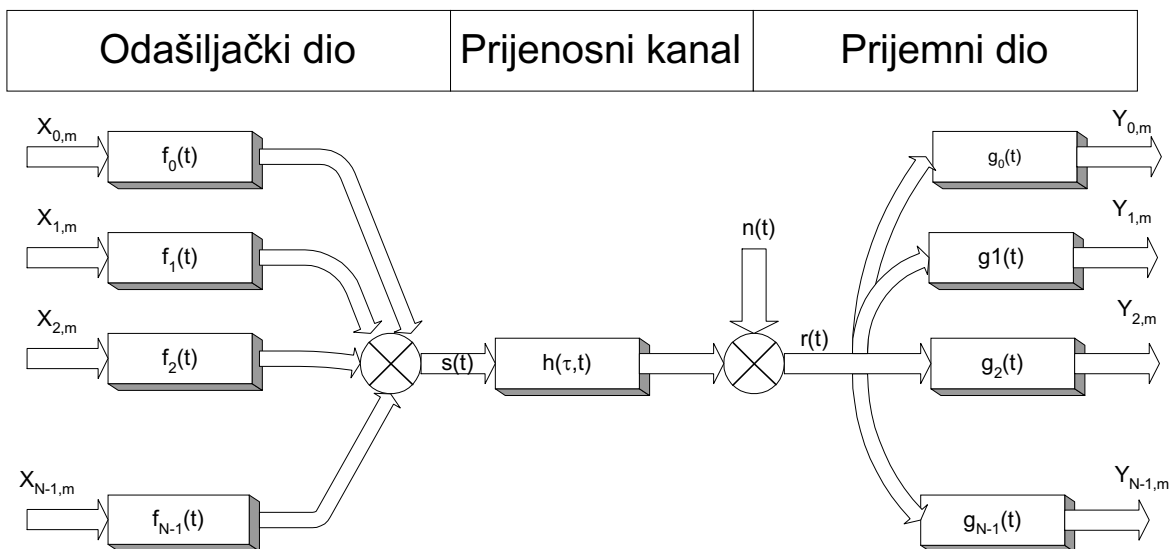
Početakom '80 godina, istraživački laboratorij francuskog telekoma CCETT (*Centre Commun d'Etudes en Telediffusion et Telecommunication*) je proučavao modulacijski sustav dovoljno snažan i učinkovit da prenosi digitalne signale i da pritom sačuva spektar radijskih frekvencija: OFDM. Njihov rad je pridonio donošenju dviju normi za odašiljanje: radiodifuzija digitalnog audiosignala (DAB) te zemaljska radiodifuzija digitalnog videosignala (DVB-T).

2.1. Teorijski model prijenosa OFDM signala

U teorijskim razmatranjima je uobičajeno koristiti pojednostavljene modele sustava kako bi se mogla objasniti osnovna načela rada. Model prijenosa OFDM signala, predstavljen u ovom poglavlju, se može promatrati kao idealni OFDM prijenosni sustav. Takav sustav podrazumijeva slijedeće pretpostavke:

- OFDM signal sadrži zaštitni vremenski interval kojim osnovni simbol postaje kvaziperiodičan;
- impulsni odziv prijenosnog kanala je kraći od trajanja zaštitnog intervala
- odašiljač i prijemnik su savršeno sinkronizirani;
- šum u prijenosnom kanalu je aditivni Gaussov bijeli šum (AWGN – Additive White Gaussian Noise);
- fading je dovoljno spor da se može smatrati konstantnim za vrijeme trajanja jednog OFDM simbola.

Model OFDM prijenosnog sustava je prikazan na slici 2.1.



Slika 2.1. Teorijski model OFDM prijenosnog sustava (Edfors , 1996)

2.1.1. Odašiljački dio

Pretpostavimo da OFDM sustav radi sa N nosilaca širine pojasa W . Svi nosioci su međusobno ortogonalni za vrijeme trajanja simbola T . T_g je vrijeme trajanja

zaštitnog intervala koje je duže od najvećeg kašnjenja reflektiranog signala. k-ti nosilac je analitički opisan funkcijom $f_k(t)$, $k \in 0 \dots N-1$, kao:

$$f_k = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{T - T_g}} e^{j2\pi \frac{W}{W} k(t - T_g)}, & t \in [0, T] \\ 0, & \text{inače} \end{cases} \quad (2.1)$$

gdje je $T = N/W + T_g$. Bitno je primijetiti kvazi-periodičnost unutar zaštitnog intervala, tj. $f_k(t) = f_k(t + N/W)$ za t unutar $[0, T_g]$. Kako je $f_k(t)$ pravokutno moduliran na frekvenciji kW/N , možemo reći da OFDM koristi N nosilaca s relativno niskim brzinama prijenosa. m-ti OFDM simbol možemo prikazati izrazom:

$$s_m(t) = \sum_{k=0}^{N-1} x_{k,m} f_k(t - mT) \quad (2.2)$$

gdje su $x_{0,m}$ do $x_{N-1,m}$ modulacijski simboli (kompleksni brojevi kojima je opisan položaj točke nosioca u dijagramu stanja). Opći prikaz OFDM signala u koji su uključeni svi simboli predstavlja zbroj pojedinih simbola:

$$s_m(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} s_m(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{k=0}^{N-1} x_{k,m} f_k(t - mT) \quad (2.3)$$

Spektar potpojaseva je zbog pravokutnog impulsa oblika $\sin(x)/x$

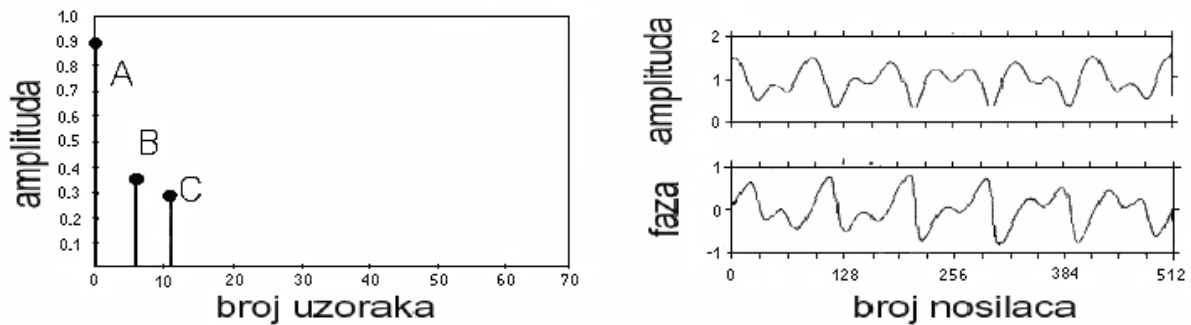
$$F_k(f) = T \frac{\sin[\pi T(f - k\Delta f)]}{\pi T(f - k\Delta f)} \quad (2.4)$$

2.1.2. Prijenosni kanal

U teorijskom prikazu vanjski utjecaji na signal u prijenosnom kanalu se mogu predstaviti impulsnim odzivom kanala $h(\tau, t)$. Impulsni odziv kanala se dobiva tako da se na prijemnoj strani očita vremenski odziv na pobudu jediničnim Diracovim delta impulsom. Tako npr. ako do prijemnika uz glavni signal dolaze dva signala, zakašnjela i reflektirana od okolnih objekata, onda se kod impulsnog odziva na prijemnoj strani očitavaju tri impulsa u različitim vremenskim intervalima (slika 2.2). Za takav prijenosni kanal impulsni odziv izražavamo kao:

$$h(\tau, t) = A(t)\delta(\tau) + B(t)\delta(\tau - \tau_1) + C(t)\delta(\tau - \tau_2) \quad (2.5)$$

gdje su $A(t)$, $B(t)$ i $C(t)$ intenziteti ovisni o prijenosnom mediju, τ_1 i τ_2 vremena kašnjenja signala. Utjecaj prijenosnog kanala na signal se dobiva konvolucijom



Slika 2.2. Prikaz impulsnog odziva prijenosnog kanala

funkcije impulsnog odziva i oblika signala. Pretpostavimo da se za prijenosni model OFDM impulsnog odziva prijenosnog kanala $h(\tau, t)$ nalazi unutar zaštitnog intervala, tj. $\tau \in [0, T_g]$. Tada je primljeni signal:

$$r(t) = (h * s)(t) = \int_0^{T_g} h(\tau, t) d\tau + n(t) \quad (2.6)$$

gdje je $n(t)$ funkcija aditivnog Gaussovog bijelog šuma (AWGN) koji je neizbježan u prijenosnim sustavima.

2.1.3. Prijemni dio

OFDM prijemnik sadrži stupnjeve za razdvajanje nosilaca koji djeluju u vremenu $[T_g, T]$. Funkcija pojedinih stupnjeva je definirana kao:

$$g_k(t) = \begin{cases} f_k^*(T-t) & , \quad t \in [0, T - T_g] \\ 0 & , \quad \text{inače} \end{cases} \quad (2.7)$$

Zaštitni interval se uklanja prije razdvajanja nosilaca (pogledati sliku 2.13). Kako se sva ISI od prethodnog simbola nalazi unutar zaštitnog intervala, na izlazu nemamo utjecaj ISI. Koristeći se izrazima 2.6 i 2.7 k-ti izlazni signal ima oblik:

$$\begin{aligned}
y_k &= (r * g_k)(t)|_{t=T} = \int_{-\infty}^{\infty} r(t)g_k(T-t)dt = \\
&= \int_{T_g}^T \left\{ \int_0^{T_g} g(\tau, t) \left[\sum_{k'=0}^{N-1} x_{k'} f_{k'}(t-\tau) \right] d\tau \right\} f_k^*(t) dt + \int_{T_g}^T n(T-t) f_k^*(t) dt \quad (2.8)
\end{aligned}$$

gdje k' označava k -ti nosilac na odašiljačkom djelu. Ako pretpostavimo da se odziv prijenosnog kanala ne mijenja tijekom trajanja simbola i ako na k' pojasu impulsni odziv označi sa $h_{k'}$, a izraz za šum označi n_k dobiva se:

$$y_k = \sum_{k'=0}^{N-1} x_{k'} h_{k'} \int_{T_g}^T f_{k'}(t) f_k^*(t) dt + n_k \quad (2.9)$$

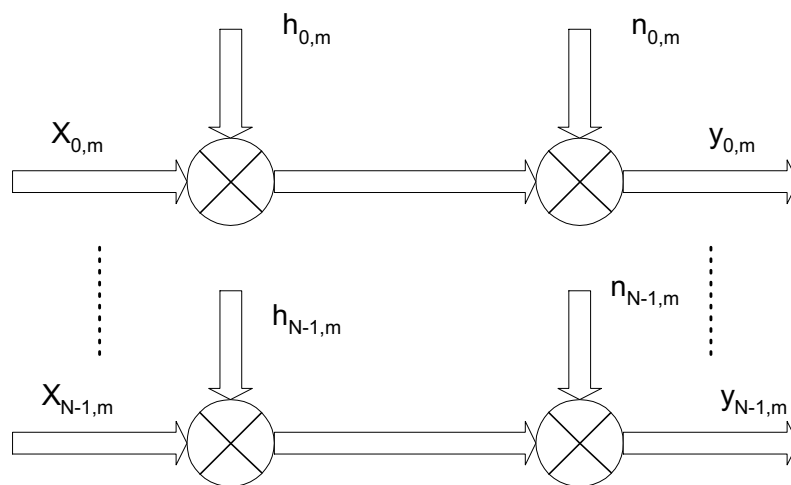
Zbog svojstva ortogonalnosti vrijedi da je:

$$\int_{T_g}^T f_{k'}(t) f_k^*(t) dt = \delta[k - k'] \quad (2.10)$$

gdje je Kroneckerova $[k - k']$ funkcija koja postoji samo ako je $k=k'$. Time je omogućeno razdvajanje potpojasa iako se preklapaju jer se izlaznoj funkciji y_k može pridružiti samo ulazna funkcija x_k u obliku:

$$y_k = x_k h_k + n_k \quad (2.11)$$

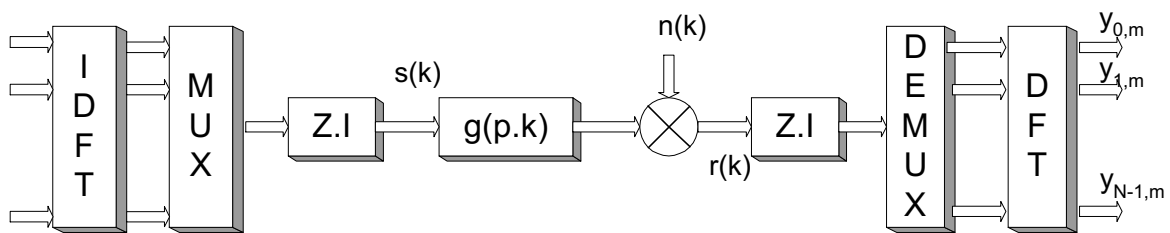
Na ovaj način prijenos OFDM simbola se može interpretirati kao paralelni prijenos simbola kroz nezavisne prijenosne kanale (slika 2.3)



Slika 2.3. Interpretacija OFDM sustava sa paralelnim prijenosnim kanalima

2.1.4. Diskretna Fourierova transformacija u prijenosnom modelu

U OFDM prijenosnom sustavu veoma važnu ulogu ima diskretna Fourierova transformacija (DFT – *Discrete Fourier Transform*). Pomoću DFT se provodi modulacija i demodulacija signala tako da u prijenosnom modelu možemo stupnjeve za obradu informacija na pojedinim nosiocima zamijeniti sa stupnjem inverzne diskretne Fourierove transformacije (IDFT – *Inverse Discrete Fourier Transform*) u odašiljačkom i diskretne Fourierove transformacije (DFT) u prijemnom dijelu (slika 2.4)



Slika 2.4. Modifikacija prijenosnog modela s DFT (Edfors, 1996)

Na ovaj način cijeli prijenosni sustav OFDM se može napisati u pojednostavljenom obliku kao:

$$y_m = \text{DFT}[\text{IDFT}(x_m) \circ h_m + \tilde{n}_m]$$

$$y_m = \text{DFT}[\text{IDFT}(x_m) \circ h_m] + n_m \quad (2.12)$$

gdje su y_m primljeni i rekonstruirani simboli pojedinih nosilaca, x_m odaslani simboli, a h_m impulsni odziv prijenosnog kanala. Kružić predstavlja konvoluciju periodične funkcije. U frekvencijskoj domeni, konvolucija prelazi u produkt pa se gornji izraz može napisati i kao:

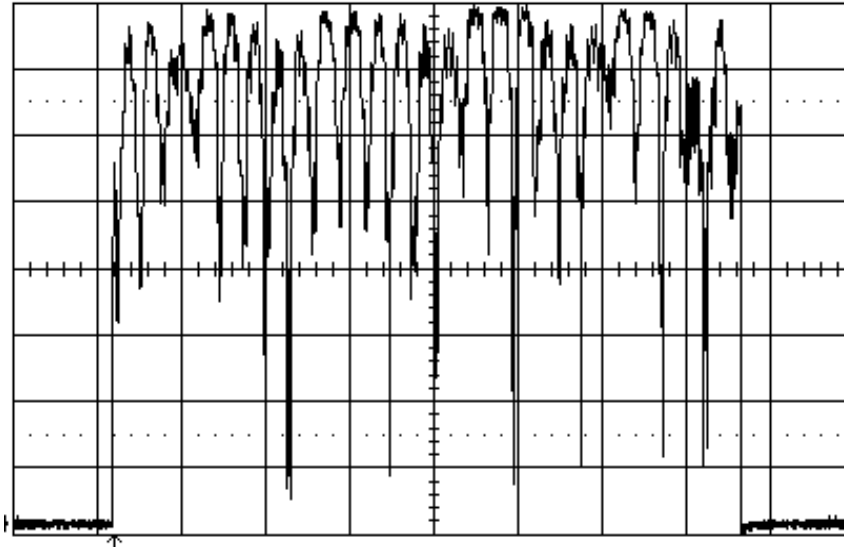
$$y_m = x_m \cdot \text{DFT}[h_m] + N_m = x_m H_m + N_m \quad (2.13)$$

$H_m = \text{DFT}(h_m)$ je frekvencijska karakteristika prijenosnog kanala. Ova frekvencijska karakteristika zbog svojstava DFT nije kontinuirana nego ima diskretne vrijednosti ovisne o broju koeficijenata koji se izračunavaju pomoću DFT.

2.2. Što znači OFDM?

Na slici 2.5 je prikazan spektar jednog radiofrekvencijskog kanala. Kada analiziramo ovaj signal, vidimo da odziv zemaljskog kanala nije jednak za sve

potpojaseve svake frekvencije: zbog zbroja primljenih signala (izvornoga i reflektiranog), ponekad nije primljena nikakva energija, a ponekad je primljeno više nego je odaslano!



Slika 2.5. Odziv kanala

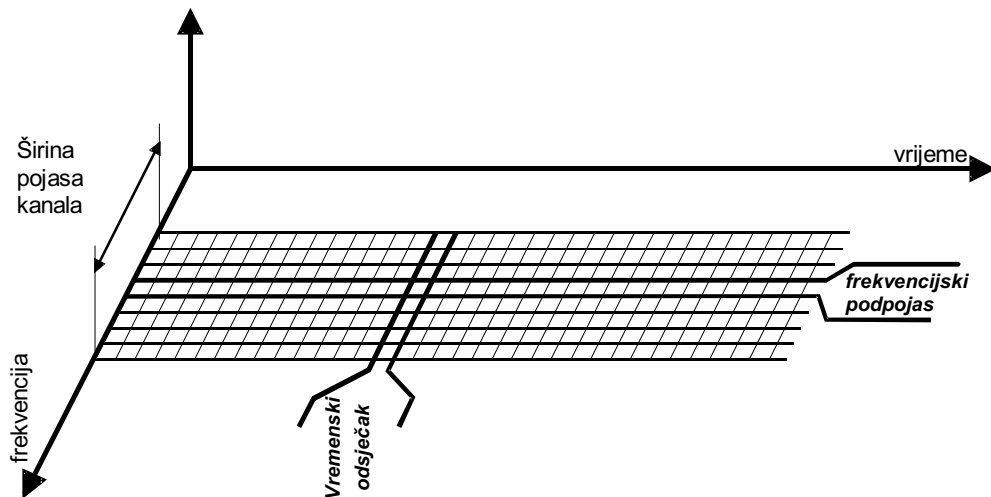
Zaključak ove prve analize je: mjerenja pokazuju da su pojedini potpojasevi dobro preneseni, dok su neki drugi znatno promijenjeni za vrijeme propagacije kroz zemaljski kanal. Ako se želi koristiti ovaj radiofrekvencijski kanal za odašiljanje digitalnog signala, jednostavna ideja je širenje podataka preko velikog broja uskih frekvencijskih potpojaseva: u tom slučaju bit će moguće obnoviti dio signala prenešenog u nepromijenjenim potpojasevima. Za obnavljanje ostatka signala, jednostavna ideja je prijenos digitalnih podataka pomoću zaštitnih kodova. Ti kodovi više-manje omogućuju ispravljanje podataka u promijenjenim potpojasevima.

2.3. OFDM : Kako organizirati kanale?

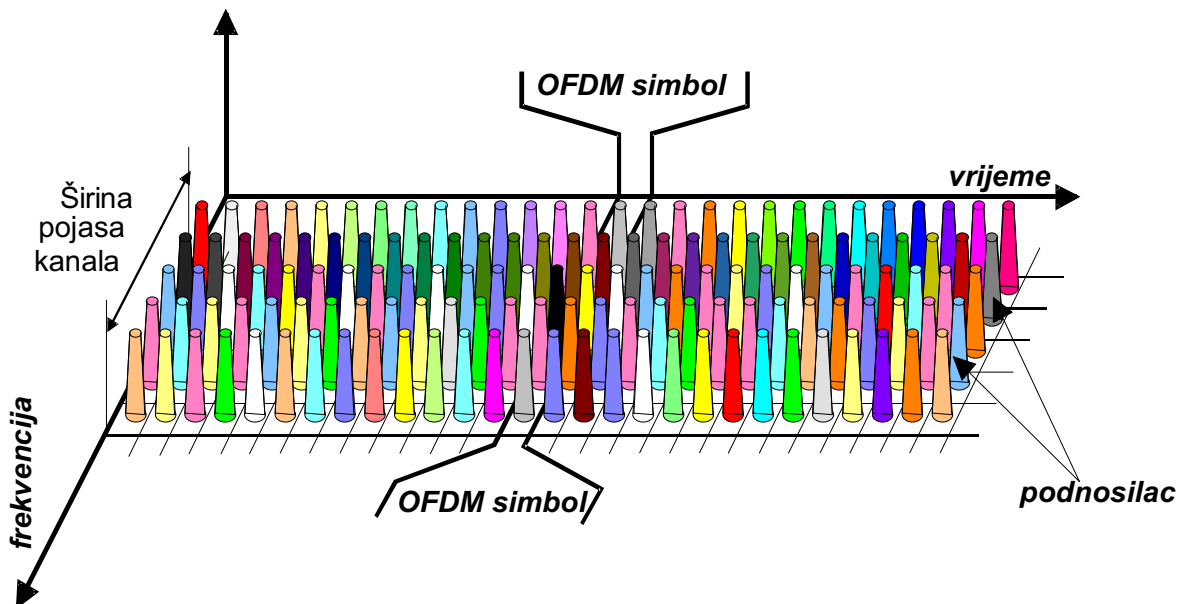
Nažalost, karakteristike prijenosnih kanala nisu konstantne u vremenskoj domeni. Ali, tijekom kratkog vremenskog intervala karakteristike zemaljskog prijenosa kanala su stabilne.

2.3.1. Kanalno dijeljenje

Prema slici 2.6 OFDM rabi dijeljenje zemaljskog kanala u obje, i u vremenskoj i u frekvencijskoj, domene, da organizira RF kanal kao skup uskih "frekvencijskih potpojaseva" i kao skup kratkih susjednih "vremenskih segmenata".



Slika 2.6. Podjela kanala



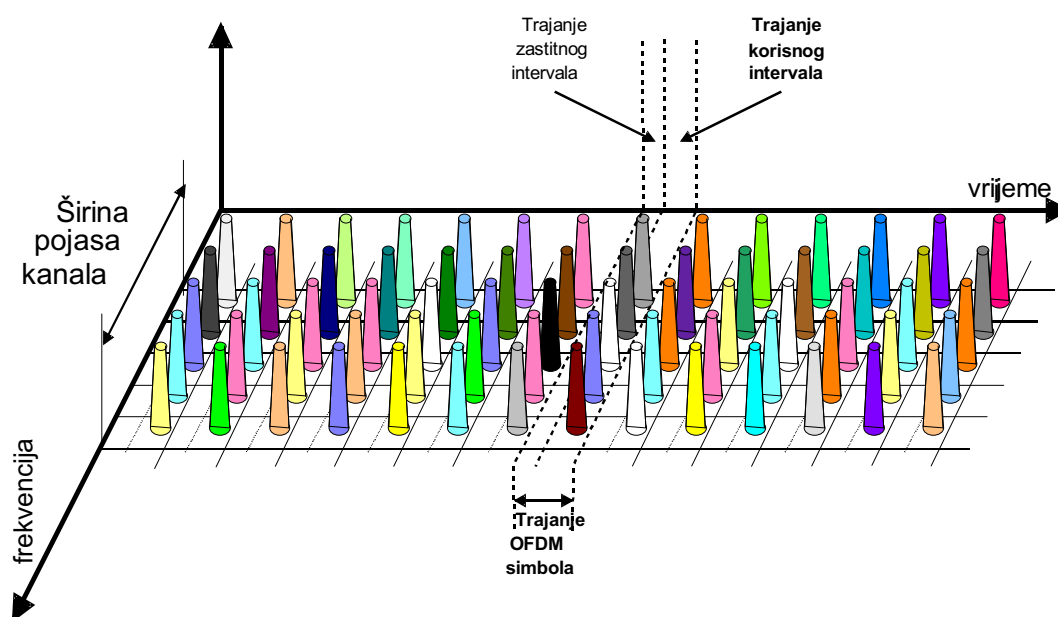
Slika 2.7. Umetanje podnosioca

2.3.2. Umetanje podnosioca

Unutar svakog vremenskog segmenta, nazvanog OFDM simbol, jedan podnosioc je opremio svaki frekvencijski potpojas. Ta bi se izbjegla interferencija među nosiocima, i razmak između nosilaca je odabran da bude jednak inverznom trajanju simbola: drugim riječima, podnosioci su ortogonalni. To je prikazano na slici 2.7.

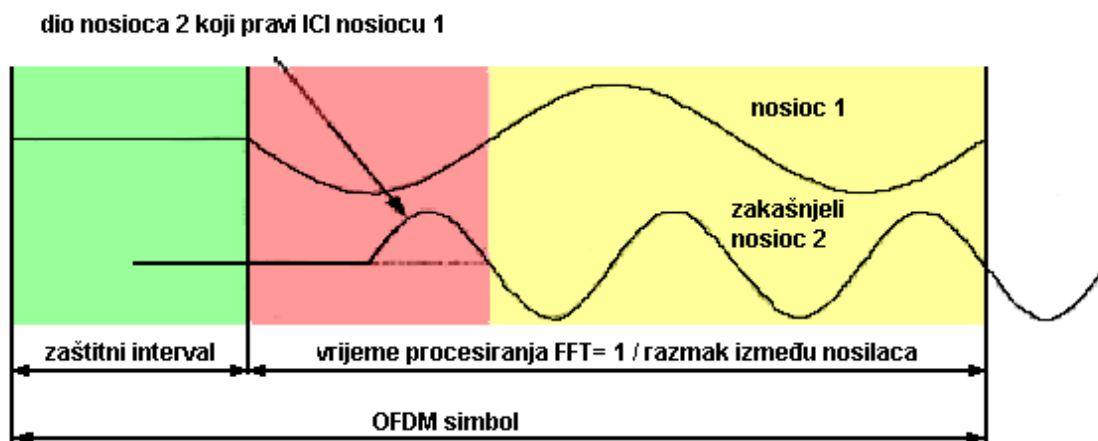
2.3.3. Umetanje zaštitnog intervala

Ortogonalnost potpojaseva u OFDM postupku se može očuvati i potpojasevi se mogu u potpunosti razdvojiti primjenom brze Fourierove transformacije (FFT - *Fast Fourier transform*) u prijemniku samo ako nema utjecaja međusimbolne interferencije (ISI) i interferencije među nosiocima (ICI), koje su posljedica utjecaja prijenosnog medija koji se koristi. Kako je spektar pojedinih potpojaseva oblika $\sin(x)/x$ i nije strogo ograničen, linearna izobličenja kao npr. višestruki prijem signala raspršuju energiju jednog potpojasa na susjedne uzrokujući ISI. Najjednostavnije rješenje problema je da se poveća vrijeme trajanja simbola ili da se poveća broj nosilaca kako bi utjecaji ISI bili što manji. Ovakav pristup nije pogodan zbog stabilnosti nosilaca, Dopplerovog pomaka, stupnja FFT i kašnjenja.



Slika 2.8. Umetanje zaštitnih intervala

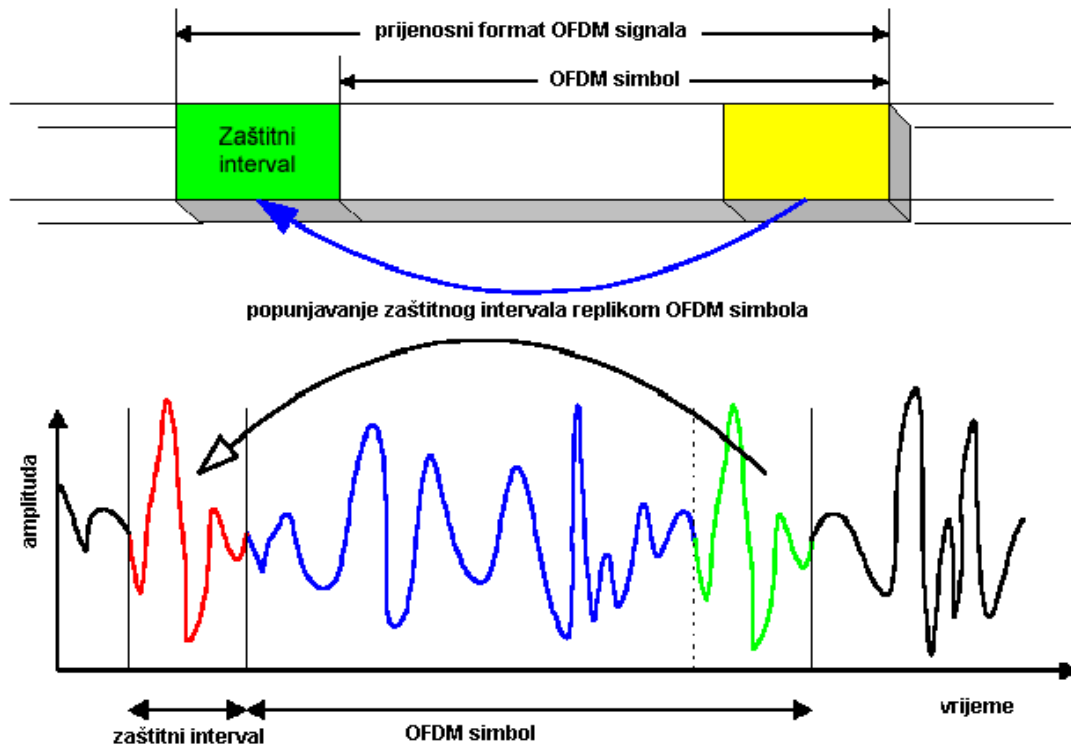
Da bi se izbjegla međusymbolna interferencija, umetnut je zaštitni interval između OFDM simbola kao što je prikazano na slici 2.8. Tijekom trajanja zaštitnog intervala (GI - *Guard Interval*), koji odgovara periodu interferencije među simbolima, prijemnici trebaju ignorirati primljeni signal. Na taj način je ukupno vrijeme trajanja simbola $T+T_g$, gdje je T_g trajanje zaštitnog intervala, a T efektivno vrijeme trajanja simbola. Vrijeme trajanja zaštitnog intervala je duže nego impulsni odziv prijenosnog kanala ili kašnjenja kod višestrukog prijema, tako da se zakašnjele komponente signala jednog simbola ne mogu preklapati sa slijedećim simbolom. Na ovaj način je riješen problem ISI, međutim drugi problem predstavlja ICI čiji se utjecaj može vidjeti na slici 2.9. Ako zaštitni interval u sebi nema signala, prilikom kašnjenja signala demodulator neće moći registrirati ortogonalnost između nosilaca jer u vremenu analiziranja, FFT nosioci se ne razlikuju za cijeli broj perioda.



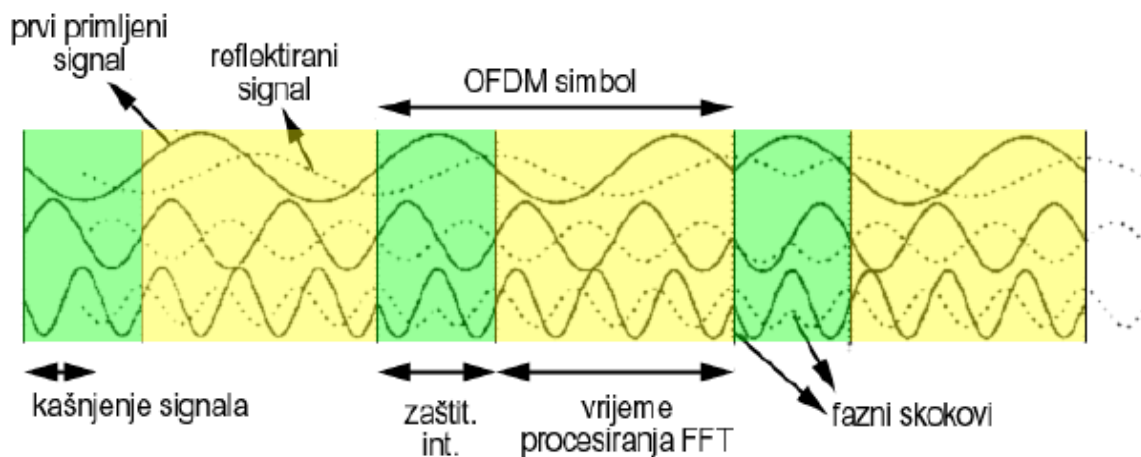
Slika 2.9. Pojava ICI zbog nepopunjenog zaštitnog intervala

Rješenje ovog problema našlo se u popunjavanju zaštitnog intervala replikom zadnjeg dijela OFDM simbola u trajanju zaštitnog intervala (slika 2.10). Na taj način FFT registrira kvaziperiodičan signal unutar vremena analiziranja simbola. Za vrijeme trajanja simbola nosioci se stalno razlikuju za cijeli broj perioda dok god je kašnjenje reflektiranog signala manje od trajanja zaštitnog intervala. Na slici 2.11 vidimo primjer prijema direktnog i reflektiranog OFDM signala. Nosioci su modulirani binarnom diskretnom fazom modulacijom (BPSK - *Binary phase-shift keying*) zbog čega su skokovi u fazi 180° . Kašnjenje reflektiranog signala je manje od trajanja zaštitnog intervala pa se za vrijeme analiziranja FFT očuvala

ortogonalnost, iako su nosioci fazno pomaknuti. Bitno je primijetiti da se unutar vremena procesiranja FFT nosioci i dalje razlikuju za cijeli broj perioda.



Slika 2.10. Popunjavanje zaštitnog intervala zadnjim dijelom OFDM simbola



Slika 2.11. Primjer djelovanja zaštitnog intervala

Vrijeme trajanja zaštitnog intervala ovisi o primjeni OFDM tehnike zato što uvođenje zaštitnog intervala smanjuje brzinu prijenosa podataka. U praksi se najčešće uzima vrijeme trajanja zaštitnog intervala jednako četvrtini vremena trajanja simbola. Duže trajanje zaštitnog intervala zahtijeva veću energiju odašiljanja za jednako kvalitetnu rekonstrukciju signala na prijemu jer se zaštitni

interval uklanja na ulazu u prijemnik. Energija odašiljanja po nosiocu iznosi:

$$\int \left| d[k] \right|^2 dt = \frac{T}{T - T_g} \quad (2.14)$$

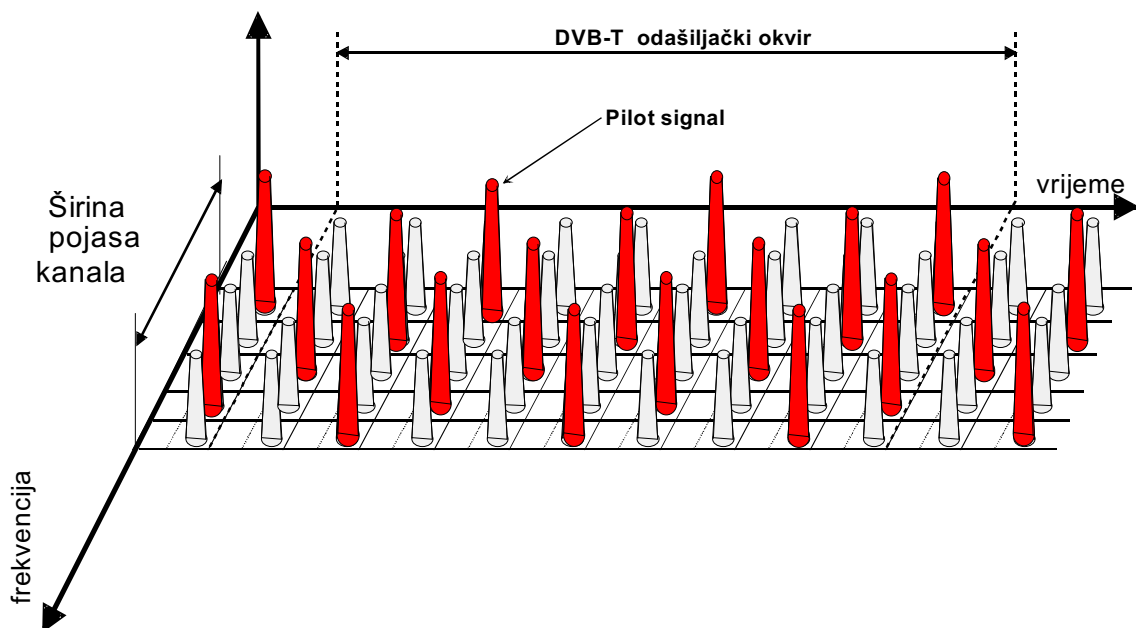
Produženje vremena trajanja zaštitnog intervala direktno se odražava na opadanje odnosa signal/šum (S/N) zbog njegovog uklanjanja u prijemniku. Opadanje odnosa S/N je:

$$\frac{S}{N}_{\text{gubici}} = -10 \log \left(1 - \frac{T_g}{T} \right) \quad (2.15)$$

Obično je odnos T_g/T malen i zbog zaštite od utjecaja ISI i ICI se može dopustiti mali pad odnosa S/N (manji od 1dB za $T_g/T < 0,2$)

2.3.4. Sinkronizacijski kanal

Da bi se signal ispravno demodulirao prijemnici ga trebaju primiti tokom korisnog perioda OFDM simbola (ne tijekom zaštitnog intervala). Vremenski prozor treba biti točno postavljen u odnosu na trenutak gdje se pojavi svaki emitirani OFDM simbol. DVB-T sistem koristi "pilot" podnosiocce pravilno raspoređene u prijenosnom kanalu kao sinkronizacijske markere kao što je prikazano na slici 2.12.

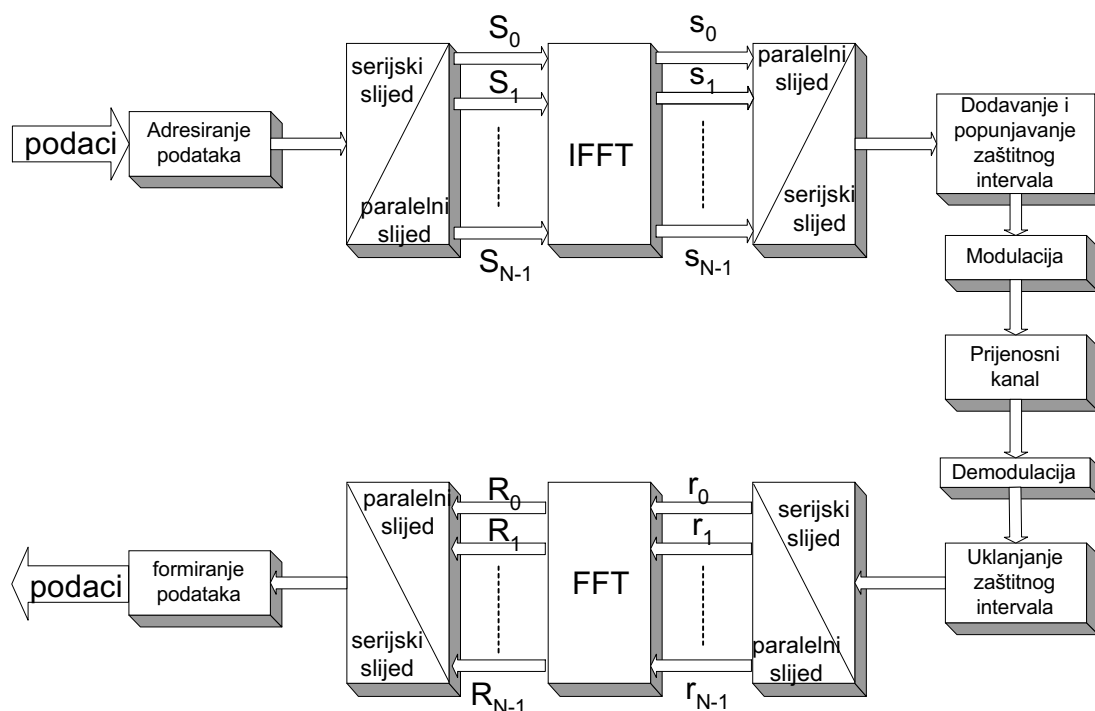


Slika 2.12. Sinkronizacijski marker

Ta različita obilježja (kanalno dijeljenje, umetanje podnosilaca, zaštitni interval i ubacivanje sinkronizacijskih markera) čine osnovne karakteristike OFDM modulacije. Nažalost, sva ta obilježja donose gubitak sadržaja u kanalu ili redukcije korisne brzine prijenosa. Suprotno, omogućavaju zahtjeve između otpornosti kanala i kapaciteta kanala. Da bi se primateljima dalo slobode koliko je moguće za prilagodbu zemaljskog prijenosa njihovim specifičnim situacijama, DVB-T norma je definirala niz vrijednosti za te parametre: njihove kombinacije čine DVB-T načine rada.

2.4. OFDM prijenosni sustav

Na slici 2.13 je prikazan model OFDM prijenosnog sustava. Ulazni podaci se dovode u stupanj za adresiranje gdje se grupiraju u bitovne riječi kojima se pridružuje informacija o amplitudi i fazi tvoreći serijske simbole sa brzinom prijenosa $1/T_s$. Rezultirajući slijed simbola se demultipleksira u N simbola S_0 do S_{N-1} u stupnju serijsko/paralelne pretvorbe. Brzina prijenosa paralelnog simbola je $1/(NT_s)$, tj. trajanje simbola je N puta veće od vremena trajanja serijskog simbola. Nakon demultipleksiranja, provodi se inverzna brza Fourierova transformacija (IFFT - *Inverse fast Fourier transform*) simbola dajući koeficijente s_0 do s_{N-1} koji

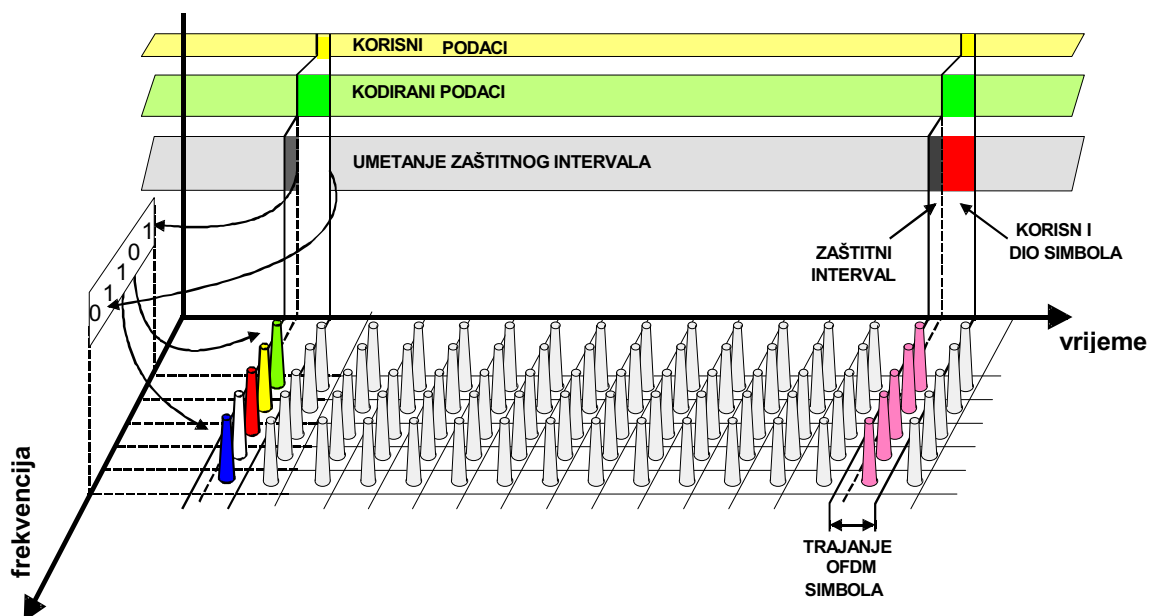


Slika 2.13. Model OFDM prijenosnog sustava

formiraju OFDM simbol. s_n su vremenski uzorci OFDM simbola i prenose se uzastopno brzinom prijenosa $1/T_s$. U prijemniku se iz primljenog signala razdvajaju potpojasevi r_n i primjenom N-dimenzionalne brze Fourierove transformacije (FFT), rekonstruiraju u R_n paralelne simbole. Paralelni slijed simbola se demultipleksira u serijski i provodi se formatiranje, tj. vraćanje slijeda bitova u prvobitni položaj. Prilikom prijenosa signala u području velikih refleksija, potrebno je razdvojiti OFDM simbole sa zaštitnim intervalima radi izbjegavanja ISI. Zaštitni interval se popunjava replikom zadnjeg dijela OFDM simbola u trajanju tog intervala. Popunjavanje zaštitnog intervala je potrebno da se u FFT procesu u prijemniku postigne prividna periodičnost signala. Tako se za vrijeme analiziranja FFT održava ortogonalnost nosilaca i sigurna detekcija signala. Prijemnik u svom sklopu ima stupanj za uklanjanje zaštitnog intervala nakon što je signal uspješno prenesen kroz prijenosni kanal.

2.5. OFDM: Kako prenositi podatke?

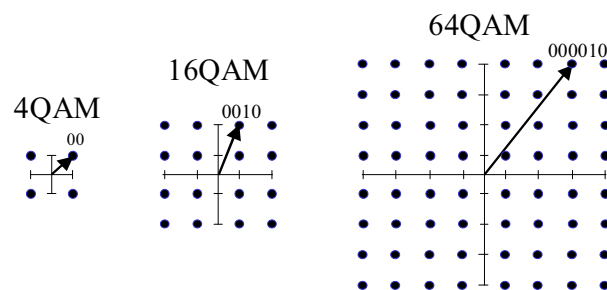
OFDM omogućava širenje emitiranih podataka u vremenskoj i frekvencijskoj domeni nakon zaštite s konvolucijskim prijenosom. Kako se javlja frekvencijsko slabljenje na susjednim frekvencijskim potpojasevima, susjedni bitovi podataka su raspršeni na udaljene podnosiocice unutar svakog OFDM simbola. To obilježje poznato kao frekvencijsko proširenje koda je ilustrirano na slici 2.14.



Slika 2.14. Preslikavanje podatkovnih bitova na podnosiocice

2.5.1. Glavne karakteristike

Pridruživanje podataka na OFDM simbole podrazumijeva moduliranje svakog podnosioca prema jednoj od tri osnovne DVB-T složene raspodjele. To su pravilni dijagrami stanja prikazani na slici 2.15. Ovisno o izabranoj karakteristici, 2 bita (4QAM), (QAM - *Quadrature Amplitude Modulation*, kvadraturna amplitudna modulacija), 4 bita (16QAM) ili 6 bita (64QAM) se prenose u vremenu na svakom podnosiocu. Svaka karakteristika ima određenu otpornost prema minimumu odnosa signal/šum - C/N (*Carrier/Noise*) koji se tolerira u postupku demodulacije. Otprilike, 4QAM je 4 do 5 puta više otpornija prema šumu nego 64QAM.

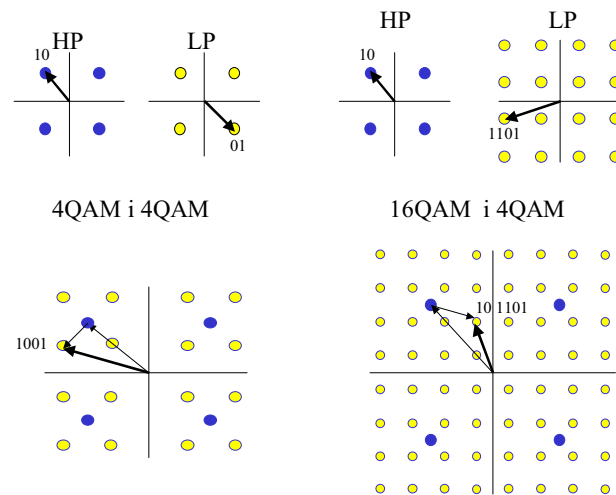


Slika 2.15. Osnovni dijagram stanja DVB-T

2.5.2. Hijerarhijski dijagram stanja

Hijerarhijsku modulaciju čini alternativna interpretacija (i korištenje) osnovnih 16QAM i 64QAM dijagrama stanja. Prema slici 2.16 hijerarhijska modulacija se može shvatiti kao podjela RF kanala na dva virtualna toka, s time da svaki ima specifičnu brzinu prijenosa, specifičnu otpornost i prema navedenom, pokriva dvije neznatno različite površine. Različite karakteristike ta dva virtualna kanala dolaze od različitih kombinacija dijagrama stanja i brzine prijenosa primijenjenih na njih. Praktično, to znači da je prvi tok podataka formiran korištenjem 4QAM raspodjele. Svaki par bita tih tokova podataka definira kvadrant zauzet od podnosioca u dijagramu stanja. Dugi tok podataka je korišten za modificiranje unutar definiranog kvadranta, za realne i imaginarne komponente podnosioca. Ako se drugi tok podataka pridruži parovima bita, tada hijerarhijska raspodjela je kao 4QAM i 4QAM (slika 2.16). Tada će rezultirajuća raspodjela izgledati kao 16QAM. Ako se umjesto 2 koriste 4 bita, tada će se dobiti 16QAM i 4QAM što rezultira 64QAM dijagramom stanja. Prvi tok podataka će uvijek koristiti 4QAM modulaciju i naziva

se tok s višim prioritetom (HP - *High priority*). Drugi tok podataka, bilo u 4QAM ili 16QAM slučaju, se naziva tok s nižim prioritetom (LP - *Low Priority*).



Slika 2.16. Dijagram stanja hijerarhijskog DVB-T

Hijerarhijski modulaijski načini rada nude dodatnu varijantu: alfa faktor, α . α definira pomak (*offset*) svakoj četvrtini raspodjele unutar kvadranta. Uglavnom, taj pomak čini HP 4QAM modulaciju otpornijom dok će modulacija u LP imati dodatne slabosti.

2.6. Karakteristike hijerarhijske modulacije

Dvije glavne karakteristike DVB-T hijerarhijske modulacije su:

- omogućavanje odašiljanja na istom radiofrekvencijskom kanalu, dva nezavisna MPEG (*Moving Pictures Experts Group*) prijenosna toka;
- davanje namjenske zaštite, a tada i namjenskog prekrivanja, svakom prijenosnom toku.

Razlike u otpornosti između HP i LP toka će ovisiti o dijagramu stanja (4QAM ili 16QAM) i o brzini prijenosa primijenjenoj na LP. HP tok, uvijek moduliran kao 4QAM će imati maksimalnu korisnu brzinu prijenosa ovisnu samo o zaštitnom kodiranju. Prateći LP tok, predstavljen kao modulacija u HP, se može vidjeti kod prijemnika kao dodatni šum u kvadrantu dijagrama stanja na prijemnoj strani. Tada, će za HP tok podataka biti dopušten manji odnos C/N, u usporedbi s pravilnom 4QAM.

Dva su načina za kompenziranje ili za povećanje C/N u HP toku podataka:

- ako korisna HP brzina prijenosa treba biti očuvana, tada povećavanjem alfa faktora, HP ograničenja mogu biti smanjena;
- ako je mala redukcija HP toka podataka, a brzina prijenosa je prihvatljiva, tada se HP ograničenja ublažavaju povećanjem njihove zaštite (njihove brzine prijenosa).

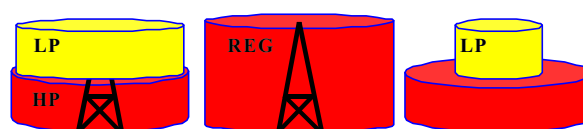
Izbor između ovih dviju strategija će ovisiti o ograničenjima koje primatelj prihvaća za LP tok, S obzirom na LP tok, njegova brzina prijenosa je direktno diktirana dijagramom stanja odnosno brzinom prijenosa korištene kombinacije, koja je striktno istovjetna s regularnim 4QAM i 16QAM modulacijskim načinima rada. Ali kako je LP 4QAM ili 16QAM modulacija korištena preko HP 4QAM, C/N potreban za demodulaciju LP je daleko važniji nego u nehijerarhijskom 4QAM i 16QAM načinu rada. C/N koji je zahtijevan za LP tok, je u stvari usporediv s onim koji je potreban kod uobičajene modulacije za cijeli dijagram stanja (tj. uobičajena 16QAM ili 64QAM). Situacija je lošija za LP kada se povećava alfa faktor za pojačanje HP zaštite.

2.7. Hijerarhijska modulacija: zašto?

U mnogim zemljama uvođenje digitalnih TV usluga je izvedeno dijeljenjem UHF/VHF pojasa sa postojećom analognom TV, često korištenjem zabranjenih kanala. Planiranje mreža je realizirano da optimizira korisnu brzinu prijenosa DVB-T kanala, što vodi općenito planere mreža da odaberu modulacijske sheme s vrlo gustim dijagramom stanja (npr. 64QAM modulacija) i zaštitni kod (PR – *protection rate*) 2/3.

Topologija mreže i pokrivanja vodi do sljedećih izbora:

- izbor načina rada 2k/8k uvjetuje mrežni način rada (MFN ili SFN) i maksimalnu veličinu ćelije;
- izbor zaštitnog intervala je diktiran od strane terena (urbano ili ruralno) jer okolina uvjetuje disperziju vremena zaostajanja u zemaljskom kanalu.

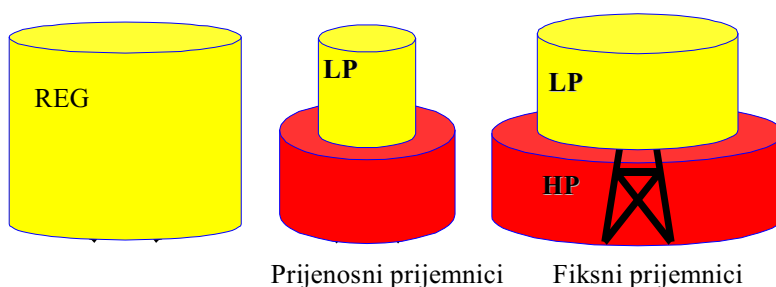


Slika 2.17. Simbolička pokrivenost za hijerarhijsku modulaciju

Na vrhu tih izbora obilježje hijerarhijske modulacije omogućava daljnje poboljšanje planiranja. U praksi izbor parametara hijerarhijske modulacije će diktirati opseg situacija između dva ekstrema prikazana na slici 2.17. Obilježja hijerarhijske modulacije predstavljaju kompromisno rješenje između brzine prijenosa i otpornosti i kao rezultat daju novi kompromis između brzine prijenosa i pokrivena površine. U početku eksperimentiranja s DVB-T, hijerarhijska modulacija je smatrana kao način za definiranje dvije površine pokrivanja za određeni odašiljač. To je u suštini točno, ali samo u suštini: dvije površine pokrivanja ne moraju biti potrebne ako je predviđena samo jedna kategorija usluga. Ukratko, fleksibilnost ponuđena hijerarhijskom modulacijom može se prilagoditi na nekoliko načina, što najviše ovisi o zahtjevu i stajalištima radiodifuzijske organizacije. Neki primjeri nadalje govore u prilog tome.

2.7.1. Radiodifuzija prema fiksnim i prijenosnim prijemnicima

Jedna primarna uporaba hijerarhijske modulacije je neznatno modificiranje modulacijskih parametara kako bi se olakšao prijem u zatvorenom za prijenosne prijemnike. Fiksni prijemnici će koristiti antene na krovovima, dok prijenosni prijemnici neće imati tu mogućnosti. Slika 2.18 prikazuje ih u usporedbi s regularnim modulacijskim načinom rada. HP i LP će pokriti dvije različite površine: grublji tok podataka HP, sadržavajući glavne programe (jezgra) trebao bi se moći primati sa fiksnim i mobilnim prijemnicima. Ali s obzirom na prijenosne prijemnike, HP površina pokrivanja će biti neznatno veća u usporedbi s regularnim modulacijskim načinom rada. Što se tiče fiksnih prijemnika samo će mali nedostaci utjecati na površinu prekrivanja. Praktički, što će biti kompromis ako se regularni način rada 64QAM 2/3 konvertira u hijerarhijski kao HP: 4QAM 1/2 i LP: 16QAM 2/3?



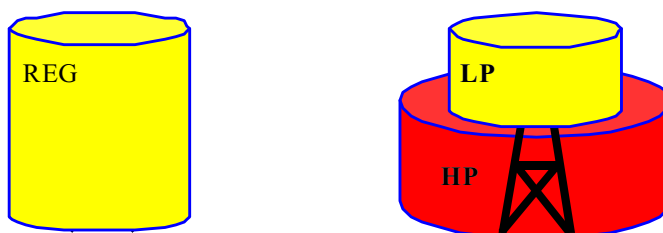
Slika 2.18. Hijerarhijska modulacija za prijenosne prijemnike

Sa stajališta korisne brzine prijenosa kapacitet se pomiče s 24.13 Mbps na hijerarhijsku 22.12 Mbps (pogledati tablicu 2.1). Globalni kapacitet je tada reduciran sa 2.01 Mbps. Ali sa stajališta C/N u Gaussovom kanalu HP zaštita je daleko bolja, budući da je LP identična regularnom načinu prijenosa.

Brzina prijenosa	REG : 24,13 Mbps	HP : 6,03 Mbps LP : 16,09 Mbps
C/N Gaussian	REG : 16,5 dB	HP : 8,9 dB LP : 16,9 dB

Tablica 2.1. Brzina prijenosa i omjer C/N

Općenito, sveukupna brzina prijenosa je manje reducirana nego što je otpornost povećana za HP tok, dok je LP pokrivenost potpuno identična. To ostaje točno čak i u slučaju uskraćenih prijenosnih prijemnika, kao što je bilo potvrđeno tijekom terenskih probi u Velikoj Britaniji od strane BBC-evog odjela za istraživanje.



Slika 2.19. Hijerarhijska modulacija za više brzina prijenosa.

2.7.2. Povećanje mrežne brzine u prijenosnom kanalu

U ovom pristupu organizacije koje se bave radiodifuzijom prihvatile su da će hijerarhijska modulacija promijeniti ukupnu pokrivenost u usporedbi s regularnim načinom rada, kao što je na slici 2.19. Sukladno tome, umjesto regularne 64QAM 2/3 korištena je slijedeća hijerarhijska HP: 4QAM 3/4 i LP: 16QAM 3/4.

Što će biti nedostaci u vidu C/N u Gaussovom kanalu?

HP C/N postaje neznatno bolji (+2,8 dB), a LP C/N neznatno lošiji (-2,1 dB) s obzirom na regularni slučaj (pogledati tablicu 2.2.). Tada će pokrivenost biti neznatno manja za LP i neznatno veća za HP nego u regularnom načinu rada. Ali brzina prijenosa se povećava s 24,13 Mbps na 27,15 Mbps što predstavlja

zamjetno povećanje od 3,02 Mbps. Općenito, za troškove distorzije u ukupnoj pokrivenosti (5 dB smanjenje između HP i LP) i možda velikoj LP osjetljivosti na međukanalne interferencije, kapacitet kanala će se povećati za nekoliko Mbps.

Brzina prijenosa	REG : 24,13 Mbps	HP : 9,05 Mbps LP : 18,10 Mbps
C/N Gaussian	REG : 16,5 db	HP : 13,7 dB LP : 18,6 dB

Tablica 2.2. Brzina prijenosa

2.7.3. Difuzija na mobilne prijemnike

Različiti terenski pokusi i laboratorijski testovi provedeni dosad od strane MOTIVATE (europski istraživački projekt), demonstriraju da je mobilni prijem DVB-T signala podesiv. 16QAM i 4QAM sheme čine se izvedive ako su podržane sa strogom zaštitom. Kao što su mobilne aplikacije predviđene općenito za gradska područja (npr. javni prijevoz) tada će profili kanala biti karakterizirani s kratkim odjecima. Slijedeći tu činjenicu, DVB-T načini rada imajući visoku brzinu prijenosa i omogućavajući brzinu prijenosa od 8 do 12 Mbps (2-3 programa) čine se prikladnim za slanje usluga na mobilne prijemnike. Postavlja se pitanje, kako uvesti usluge za mobilne prijemnike, simultano s DTV uslugama za fiksne i prijenosne prijemnike u RF spektru prenatrpanom s analognim uslugama? Ako se mogu omogućiti dva RF kanala, primarna analiza će diktirati alociranje jednog od njih za mobilne usluge (otprilike 2 programa), a drugi za tradicionalne prijemnike (u EU otprilike 5-6 programa). Buduća analiza će razmatrajući hijerarhijsku modulaciju vjerojatno doći do drugih zaključaka. Izaberimo hijerarhijski model uz zaštitni interval 1/16 i HP: 4QAM 1/2 , LP: 16QAM 3/4. Tada će brzina prijenosa dva hijerarhijska virtualna kanala biti za HP: 5,85 Mbps i za LP: 17,56 Mbps. Te će raspodjele dati za svaki RF kanal kapacitet za jedan jako zaštićeni program za mobilne prijemnike u HP toku, i otprilike 4 programa za statički prijem u LP toku. Kako su dostupna dva RF kanala, ako je hijerarhijska modulacija primjenjena na njima, radiodifuzijski kapacitet će biti 2 programa za mobilne i 8 programa za fiksne prijemnike. Ovo je prikazano u tablici 2.3.

Za mobilne prijemnike	RF 1 ~ 12 Mbps	~ 2 programa
Za fiksne prijemnike	RF 2 ~ 24 Mbps	~ 6 programa
Za mobilne prijemnike	HP 1 : 5,85 Mbps	~ 1 program
Za fiksne prijemnike	LP 1 : 17,56 Mbps	~ 4 programa
Za mobilne prijemnike	HP 2 : 5,85 Mbps	~ 1 program
Za fiksne prijemnike	LP 2 : 17,56 Mbps	~ 4 programa

Tablica 2.3. Usporedba mobilnog i fiksnog prijema

Zaključak je jasan:

- ako se RF kanali koriste za posebne usluge tada je moguće isporučiti maksimalno 8 programa (2+6)
- ako se umjesto toga koristi hijerarhijska modulacija, stvarajući virtualni tok unutar svakog RF kanala za specifičnu uslugu, može se isporučiti maksimalno 10 programa (2x(1+4)).

Hijerarhijska modulacija daje značajnu prednost u učinkovitom korištenju RF spektra.

2.8. Istovremeni prijenos digitalne televizije visoke i standardne kvalitete

izvan EU, velik broj zemalja uključujući Australiju namjerava ponuditi programe s visokom kvalitetom slike za podršku uvođenju digitalne TV. To je potvrđeno dostupnošću ekrana s visokom rezolucijom na tržištu po prihvatljivim cijenama. Međutim, u periodu uvođenja DTV neće svi prijemnici imati mogućnosti visoke rezolucije. Da bi se ubrzalo oslobađanje od analognih kanala biti će potreban istovremeni prijenos digitalnih programa u oba formata: HD i SD. Hijerarhijski način rada korištenjem 1/16 zaštitnog intervala, HP: 4QAM 3/4 i LP: 16 QAM 3/4 će ponuditi dovoljne brzine prijenosa (HP : 8,78 Mbps i LP: 17,56 Mbps) za istovremeni prijenos DTV programa u HD i SD formatima.

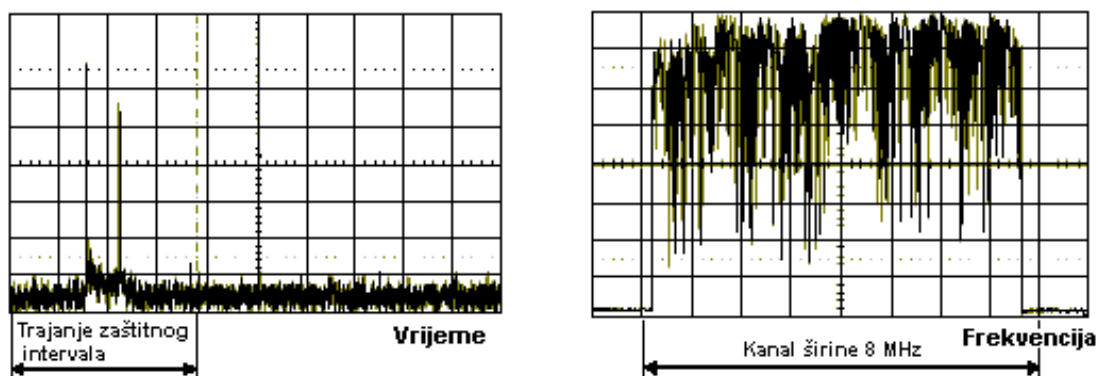
Ostaje moguće korištenje neravnomjernog hijerarhijskog dijagrama stanja (alfa faktor $\alpha=2$ umjesto $\alpha=1$) za povećanje HP otpornosti toka (C/N: 10,8 dB umjesto 13,7 dB) i poboljšati LP C/N povećanjem zaštitnog koda (2/3 umjesto 3/4). Ta dodatna zaštita za LP (18,9 dB umjesto 21 dB) će dati gubitak kapaciteta sadržaja

(15,61 Mbps umjesto 17,56 Mbps). Hijerarhijska modulacija korištena za istovremeni prijenos SD i HD usluga umjesto regularnog načina rada (namjenska usluga) omogućava štednju RF kanala za istu količinu prenesenih podataka.

3. Jednofrekvencijske mreže

3.1. Sposobnost COFDM-a u jednofrekvencijskim mrežama

Prednosti sofisticirane COFDM (COFDM – *Coded orthogonal frequency division multiplex*) digitalne modulacije su brojne, ali jedna od njenih glavnih koristi jest ponašanje s refleksijom. U tradicionalnom svijetu radiodifuzije, refleksija nastaje višestaznom propagacijom jednog signala odaslanog iz odašiljača koji pokriva neko područje. Ona je općenito vrlo nepoželjna. U COFDM radiodifuzijskom svijetu, prirodna refleksija nastala refleksijom ili refrakcijom je pojačana pomoću aktivnih izvora refleksije nastalih u istokanalnim odašiljačima (tj. odašiljači koji rade na kanalu iste radiofrekvencije). COFDM je, zapravo, u stanju koristiti “pozitivnu refleksiju” (tj. onu koja pojačava primljenu snagu), te je u stanju zaobići negativne posljedice ostale refleksije. Prema tome, COFDM modulacija pruža odašiljateljima novi način rada njihovih zemaljskih mreža: povećanje broja istokanalnih izvora signala radi poboljšanja kvalitete pokrivenosti. Sa sustavima baziranim na COFDM-u, postaje učinkovitije korištenje nekoliko odašiljača niske snage nego jednog visoke snage, koji neće biti u stanju izbjeći područja sjene u području pokrivanja. Slika 3.1 pokazuje dva dijagrama snimljena u području Rennesa (Francuska).



Slika 3.1. Dijagrami jednofrekvencijskih mreža snimljeni u Rennesu

Lijevi dijagram pokazuje odziv impulsa u kanalu detektiranog DVB-T demodulatorom. Lako je prepoznati dva signala primljena iz dva istokanalna odašiljača (čija je međusobna udaljenost oko 30 km). Desni dijagram pokazuje

frekvencijski odziv u kanalu snimljen istim DVB-T demodulatorom. On dokazuje mijenjanje primljenog signala od strane refleksije velike snage. Čak i u ovoj “lošoj situaciji”, kako možemo nazvati refleksiju od 0dB u signalu, primljeni COFDM signal je ispravno demoduliran. Nakon dekodiranja multipleksa, prikazani TV program ne pokazuje nikakva oštećenja.

Rezultati prikazani u dijagramima iz Rennesa mogu se dobiti jedino ako odašiljači rade u jednokanalnom režimu. Ovo znači da u svaku točku područja pokrivanja, dolazi isti digitalni signal. Ovo stanje može se sažeti pomoću “Zlatnih pravila SFN” koja govore da svaki odašiljač uključen u SFN treba odašiljati:

- na istoj frekvenciji
- istovremeno
- iste bitove podataka

Ukratko, jedinstven i identičan COFDM simbol treba se odašiljati u eter istovremeno. Ova ograničenja izravno utječu na način postavljanja SFN odašiljača u primarnu distribucijsku mrežu i analizirana su u sljedećim odjeljcima.

3.2. Ograničenja frekvencijske domene

Ograničenja frekvencijske domene povezana su s radnom frekvencijom odašiljača i frekvencijom procesiranja COFDM modulatora.

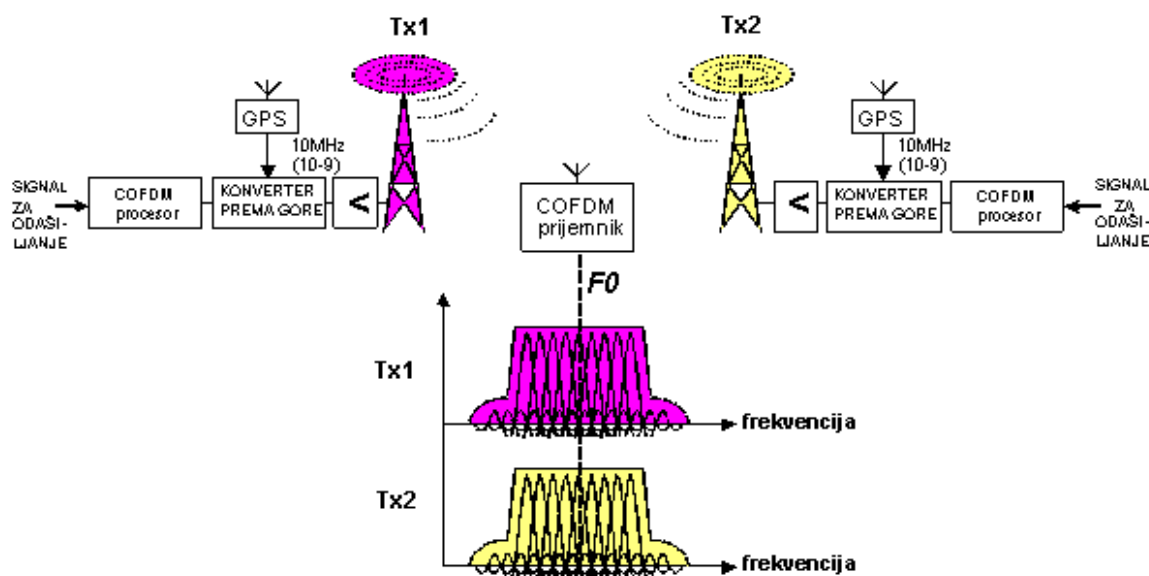
Način rada	DVB-T		DAB			
	8 K	2K	I	IV	II	III
Podnosioci u OFDM simbolu	6 817	1 705	1 536	768	384	192
. korišteni za sustav	769	193	-	-	-	-
. korišteni za korisne podatke	6 048	1 512	1 536	768	384	192
Zaštićeni bitovi u OFDM simbolu						
. D - QPSK	-	-	3 072	1 536	768	384
. 4 - QAM (QPSK)	12 096	3 024	-	-	-	-
. 16 - QAM	24 192	6 048	-	-	-	-
. 64 - QAM	36 288	9 072	-	-	-	-
Razmak među nosiocima (za 8 MHz RF kanal)	1 116	4 465	1	2	4	8
Apsolutna preciznost pozicije na podnosiocima	~ 1	~ 4	~ 10	~ 20	~ 40	~ 80

Tablica 3.1. DVB-T & DAB parametri u frekvencijskoj domeni

3.2.1. Radna frekvencija odašiljača

DAB i DVB-T standardi definiraju nekoliko načina rada, od kojih svaki koristi drugi broj podnosioca za izgradnju OFDM signala. Ovo je prikazano u tablici 3.1.

Zanimljivo je primijetiti da DVB-T sustav u svakom COFDM simbolu koristi neke podnosiocce za prijenos određenih informacija za kontrolu sustava (sinkronizacijski signal, detalji modulacije i sl.). Kasnije ćemo vidjeti da DAB sustav koristi informacije vremenske domene za dostavljanje tih informacija.



Slika 3.2. Upravljanje radnom frekvencijom odašiljača

Kao što je bio slučaj i u konvencionalnim mrežama s planiranjem frekvencija, radnu frekvenciju svakog SFN odašiljača potrebno je precizno motriti i upravljati njome. Međutim, za rad COFDM SFN, stabilnost i preciznost radne frekvencije odašiljača treba osigurati da svi podnosioci imaju istu apsolutnu frekvencijsku poziciju u RF kanalu zbog stabilnosti i preciznosti radne frekvencije odašiljača. Odabrani način rada sustava određuje gustoću podnosioca i tip modulacije. Ovi parametri izravno upravljaju bitovnim kapacitetom kanala. Nasuprot tome, gustoća podnosioca upravlja, u zadanoj fiksnoj pojasnoj širini RF kanala, iznos udaljenosti među nosiocima. Prema tome, preciznost pozicije podnosioca ne ovisi o frekvencijskom pojasu RF kanala, nego je apsolutna. Praktično, mrežni operatori, za utvrđivanje radne frekvencije SFN odašiljača koriste referentnu frekvenciju ispostavljenu od strane GPS prijemnika, kao na slici 3.2.

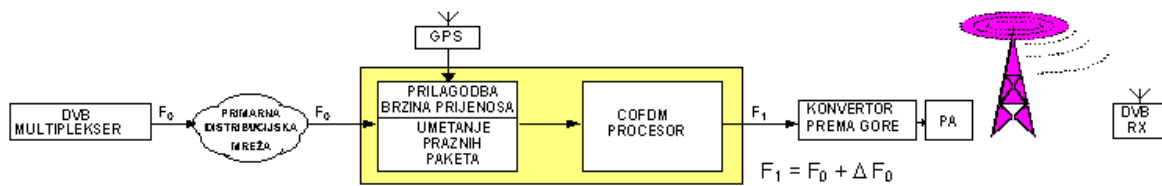
3.2.2. Frekvencija procesiranja COFDM-a

Druga frekvencija, koju treba kontrolirati, je frekvencija procesiranja COFDM modulatora. Postupak COFDM modulacije je u osnovi sinkron: svaki bit podataka ubačen u modulator pridonosi nastanku određenog broja OFDM podnosioca. Prema tome, stvaranje OFDM signala je precizno povezano s brzinom toka podataka multipleksa koji se odašilje. U DAB sustavu, cjelokupna mreža je sinkrona: od izvora do odašiljača korištena je zajednička frekvencija. Nadalje, kapacitet kanala je nepromjenjiv bez obzira na način modulacije COFDM-a (brzina toka kodiranih podataka ponuđen od DAB-a, ne ovisi o DAB načinu rada, već je postavljena na 2.304 Mbps). Kao posljedica, COFDM frekvencija procesiranja može se izvesti iz dolaznog toka podataka ili može biti vezana uz neku vanjsku referencu. Nasuprot tomu, DVB-T sustav je zasnovan na asinkronom postupku. Svaki procesorski entitet u DVB mreži proizvodi tok podataka s brzinom toka podataka malo većom od zbroja doprinosa koje prima. Posljedica modifikacije brzine toka podataka multipleksa, je ovisnost kapaciteta DVB-T kanala o korištenom COFDM načinu rada (brzini toka kodiranih podataka koji nam pruža DVB-T sustav, broju i tipu modulacije podnosioca, unutrašnjem omjeru toka podataka i dužini zaštitnog intervala). Postavljanje ovih parametara određuje DVB-T način rada. Ovisno o tome, brzina toka podataka kanala varira od 4.98 Mbps (jaka zaštita) do 31.67 Mbps (slaba zaštita).

U višefrekvencijskim mreža (MFN – *Multi Frequency Network*), mogu se primijeniti dva postupka za podešavanje brzine toka podataka multipleksa na brzinu prijenosa u RF kanalu:

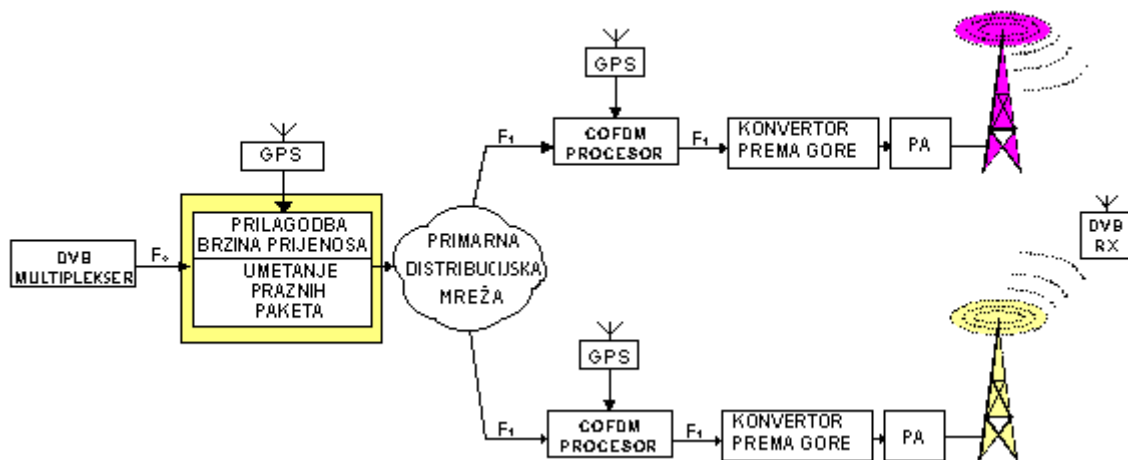
- precizno nadziranje brzine prijenosa DVB multipleksa da bi se dobio multipleks čija bi brzina toka podataka bila točno jednaka onoj u RF kanalu. Ovaj postupak uključuje nadziranje brzine toka podataka DVB multipleksa kao funkcije korištenog COFDM modela.
- primijeniti funkciju prilagodbe brzine prijenosa na ulazu COFDM modulatora. Ovaj postupak izbjegava prenošenje ograničenja frekvencije na DVB multiplekser.

Funkcija prilagodbe brzine prijenosa, u kontekstu višefrekvencijskih mreža, je prikazana na slici 3.3.



Slika 3.3. Upravljanje frekvencijom procesiranja COFDM-a u MFN

U ovakvoj primjeni, jedino ograničenje DVB multipleksa je ograničiti izlaznu brzinu prijenosa na vršnu vrijednost koja približno odgovara onoj u RF kanalu. U toj situaciji, ograničenja na preciznost točnosti frekvencije i prilagodbe brzine prijenosa su riješena u ograničenom području samog odašiljača. Nadalje, postaje moguća distribucija DVB multipleksa na nekoliko odašiljača MFN koji rade s različitim COFDM načinima rada. Nažalost, u radu SFN-a, ovo rješenje ne može biti primijenjeno. Kako umetanje praznih paketa, radi dobivanja funkcije prilagodbe brzine prijenosa, djeluje u slučajnim trenucima, nastaju različiti multipleksi na svakom odašiljaču te prema tome krše "zlatna pravila SFN-a" (točnije, pravilo o istim bitovima podataka).



Slika 3.4. Upravljanje frekvencijom procesiranja COFDM u SFN-u

Iz tog razloga, pri radu SFN-a, funkcija prilagodbe bitova treba se pomaknuti na prednji dio primarne distribucijske mreže, kao na slici 3.4.

U ovakvoj primjeni, točnost brzine prijenosa multipleksa je utvrđena na početku primarne distribucijske mreže i neće biti promijenjena od strane COFDM procesora. Prema tome, SFN primarna distribucijska mreža postaje sinkrona mreža.

Bez obzira koja telekomunikacijska veza bila korištena za prijenos multipleksa (mikrovalna, satelitska, PDH/SDH/ATM unajmljene linije), ona će prenositi multipleks čija je brzina podešena na zajednički kapacitet RF kanala. Posljedica

toga je da svaki COFDM procesor koristi isti multipleks i proizvodit će isti COFDM signal.

3.3. Ograničenja vremenske domene SFN

DAB i DVB-T sustavi provode nekoliko načina koji imaju različito trajanje zaštitnog intervala kao što je pokazano u tablici 3.2. Zanimljivo je primijetiti da DAB sustav koristi neke COFDM simbole za prijenos informacija o kontroli sustava (nulti simbol, vremenske/frekvencijske/fazne reference itd.). Ovo pojačava, nasuprot DVB-T sustavu, sinkronu prirodu DAB transmisijskog okvira koji je sastavljen od uzastopnih perioda od 24 ms. Iznos zaštitnog intervala odabran za rad SFN ima snažan utjecaj na topologiju SFN mreže: trajanje zaštitnog intervala upravlja maksimalnim kašnjenjem reflektiranog signala tj. upravlja maksimalnom udaljenošću između istokanalnih odašiljača (proizvođači aktivne izvore refleksije). Određeni načini rada dopuštaju postavljanje velikih SFN mreža s velikom udaljenošću između odašiljača visoke i srednje snage.

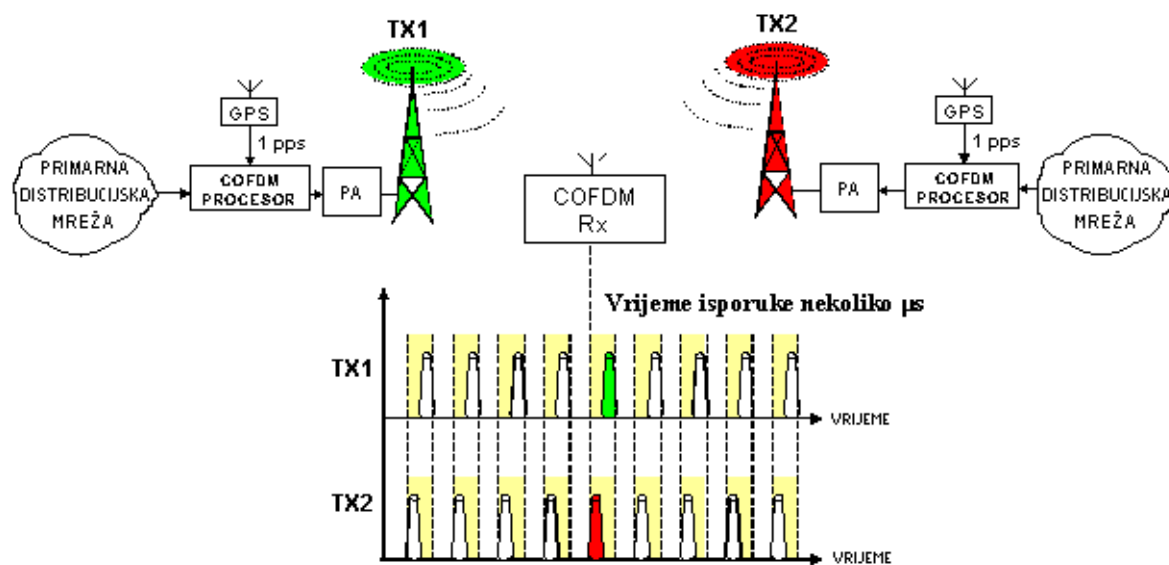
Način rada	DVB-T		DAB				Max. razmak odašiljača
	8 K	2K	I	IV	II	III	
Broj simbola / frameova	68	68	78	78	78	155	
. korišteno za kontrolu	-	-	2	2	2	2	
. korišt. za podatke	68	68	76	76	76	153	
Trajanje korisnog simbola	896 μ s	224 μ s	1000 μ s	500 μ s	250 μ s	125 μ s	
Trajanje zaštitnog intervala	28 μ s 56 μ s 112 μ s 224 μ s	7 μ s 14 μ s 28 μ s 56 μ s	246 μ s	123 μ s	62 μ s	31 μ s	~ 3 kms ~ 6 kms ~ 12 kms ~ 24 kms ~ 48 kms ~ 96 kms
Točnost vremena dostave (~10%)	2..22 μ s	0..5 μ s	24 μ s	12 μ s	6 μ s	3 μ s	

Tablica 3.2. DVB-T i DAB parametri u vremenskoj domeni

Neki drugi omogućuju manja područja posluživanja s većom gustoćom odašiljača niske snage. Velik broj načina rada ponuđen od strane DAB i DVB-T sustava pokazuje njihovo bogatstvo: onako kako su definirani, mogu se rabiti u različitim topologijama i veličinama mreža. Dodatno, DVB-T sustav nudi različite kapacitete kanala.

3.3.1. Vremenska sinkronizacija : zašto?

Ograničenje vremenske domene predstavlja novi izazov za odašiljatelje: da bi se držali "Zlatnih pravila SFN-a", svaki odašiljač mora odašiljati isti OFDM simbol istovremeno. Ovo proizlazi iz činjenice da se refleksija (nastala prirodnim putem ili umjetno od strane istokanalnih odašiljača) treba zadržati u periodu zaštitnog intervala. Ovo je prikazano na slici 3.5.



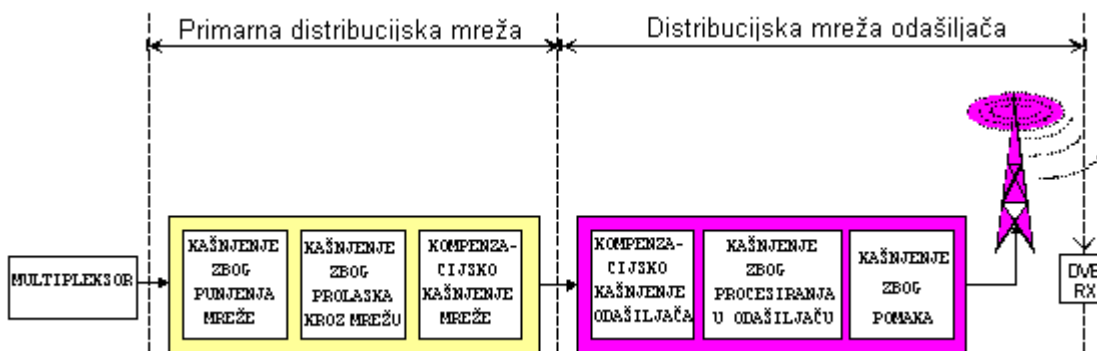
Slika 3.5. Vremenska sinkronizacija u SFN mreži

COFDM prijemnici moraju uspostaviti vremenski prozor unutar kojeg uzorkuju COFDM signal koji je u eteru. Cilj je uskladiti ovaj vremenski prozor s periodom korisnog OFDM signala. Prema tome, prijemnik će ignorirati signal za vrijeme perioda zaštitnog intervala, gdje se primljeni signal sastoji od mješavine dva COFDM simbola. Ako odašiljači istovremeno odašilju isti OFDM simbol, ili sa zanemarivim intervalom od nekoliko μs , različito kašnjenje zbog puta propagacije do COFDM prijemnika ostat će unutar perioda zaštitnog intervala. Prema tome, zbroj primljenih signala biti će konstruktivan, jer će oni biti sastavljeni od istog COFDM simbola (nema interferencije među signalima). Ukratko, na zaštitni interval treba gledati kao na zalihu: treba ga potrošiti u eteru, a ne koristiti za kompenziranje loše vremenske usklađenosti SFN odašiljača. U praksi, operatori mreže koriste signal jednog impulsa u sekundi odatan od GPS prijemnika. Ova vremenska referenca omogućava označavanje multipleksa s oznakom vremena dostave. Nakon toga, ova vremenska oznaka bit će korištena od COFDM

procesora za proizvodnju odgovarajućeg OFDM simbola u odgovarajućem trenutku.

3.3.2. Kašnjenje u distribucijskoj mreži

Distribucijska mreža prenosi “svojstva paketa” od položaja multipleksera, gdje je nastao, do položaja odašiljača, gdje se multipleks modulira i odašilje. Pri radu SFN, distribucijska mreža trebala bi biti sinkronizirana od izvora do prijemnika: sva kašnjenja koja se zbivaju između ovih točaka trebala bi biti točno poznata i nadzirana. Prema tome, zanimljivo je analizirati topologiju tih kašnjenja. Model raspodjele kašnjenja je predložen na slici 3.6.



Slika 3.6. Raspodjela kašnjenja u SFN mreži

Od multipleksera do prijemnika, javljaju se dvije vrste kašnjenja:

- kašnjenja uvedena od primarne distribucijske mreže, koja uključuje multipleks na područja odašiljača,
- kašnjenja uvedena od svakog odašiljača pri proizvodnji COFDM signala za odašiljanje.

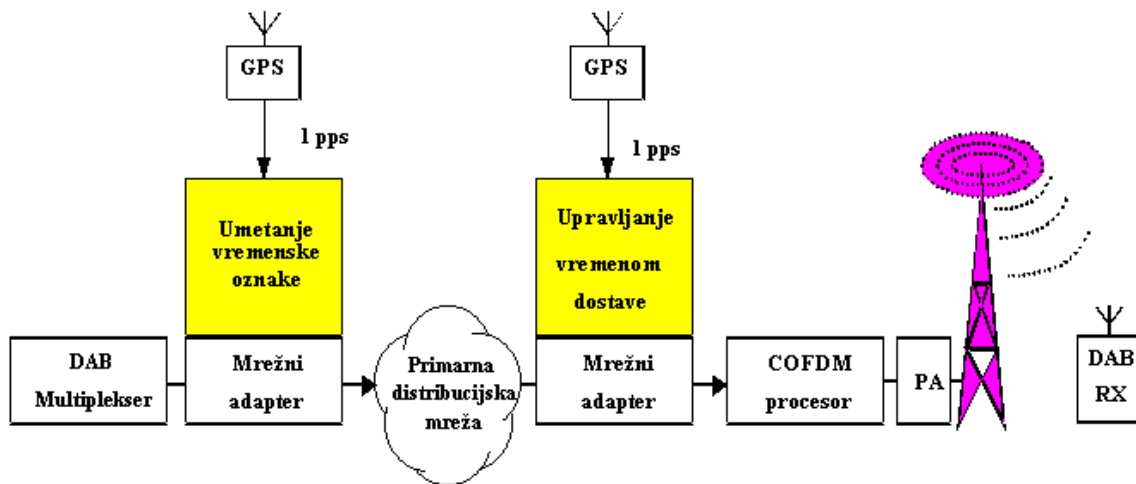
U primarnoj distribucijskoj mreži, glavni problem dolazi od “kašnjenja prolaska kroz mrežu” koje nije identično za svaku korištenu vezu. Nadalje, ovo kašnjenje može se promijeniti (npr. aktivacija veze, preusmjeravanje unutar telekomunikacijske mreže, itd.). Za borbu s ovom situacijom na prijemnoj strani primarne distribucijske mreže, treba se primijeniti funkcija “kompenzacijskog kašnjenja mreže”. Ona omogućuje otkrivanje različitosti kašnjenja propagacije i njihovo kompenziranje.

Cilj opcijskog “kašnjenja zbog punjenja mreže” je omogućavanje organizacijama koje se bave radiodifuzijom poravnanje kašnjenja od početka do kraja za različite mreže. Osnovna ideja je pojednostaviti zadatak, koji prijemnici trebaju ispuniti za

praćenje usluge među dvjema mrežama (u mobilnom prijemu). U distribucijskoj mreži (odašiljačkoj), najveća poteškoća dolazi od “kašnjenja procesiranja odašiljača”. Za vrijeme eksperimentiranja DAB-a, dokazano je da COFDM modulatori različitih proizvođača nemaju isto kašnjenje procesiranja. Nadalje, dodatno kašnjenje može nastati zbog različite građe RF dijela odašiljača. Prema tome, “kompenzacijsko kašnjenje odašiljača” treba se koristiti za izjednačavanje kašnjenja između ulaza u odašiljač i odašiljanja RF signala. Opcijsko “kašnjenje pomaka odašiljača” može se koristiti, u određenim okolnostima (zemljopisna primjena odašiljača, razlike u snazi među odašiljačima, itd.) za malo kašnjenje jednog odašiljača, u odnosu na ostale. Cilj ovoga je optimizacija pokrivenosti određenog područja i nudi organizacijama koje se bave radiodifuzijom fino ugađanje SFN pokrivanja.

3.3.3. Usklađivanje vremena u SFN-u

Za usklađivanje trenutka kada svaki odašiljač u SFN-u odašilje dani COFDM simbol, ideja je koristiti vremensku oznaku proračunatu iz iste vremenske reference - uglavnom GPS 1pps (1 impuls u sekundi). Kako su OFDM simboli kratkotrajni, vremenske oznake, koje se tumače kao vremena dostavljanja, trebaju biti u vezi s većim spremnikom podataka utvrđenim brojem COFDM simbola, koji se podudaraju s utvrđenim brojem multipleksa. Vremenske oznake su ubačene u ovaj spremnik u početnom dijelu primarne distribucijske mreže. Nakon toga, COFDM procesor pri primanju takvog spremnika mora čekati navedeno vrijeme dostave prije započinjanja procesa modulacije. Kada je usklađivanje već obavljeno, vremenske oznake uklopljene u naredne spremnike mogu se koristiti za otkrivanje varijacija u prijenosnom kašnjenju mreže i tako se uključiti u postupak resinkronizacije. Ova funkcija je standardizirana u DAB sustavu kao i u DVB-T sustavu. Oba sustava ne koriste potpuno iste protokole za primjenu SFN vremenske sinkronizacije. DAB sustav, koji je potpuno sinkron, koristi okvire od 24 ms za prijenos multipleksa. Ovaj okvir ima trajanje od točno 24 ms DAB signala. U tom kontekstu, podatkovni spremnik je i sam okvir koji nudi i dio za prijenos vremenske oznake. Prema tome, tumačenje vrijednosti vremenske oznake je povezano s trenutkom procesiranja transportnog okvira. DAB stanje je pokazano na slici 3.7.

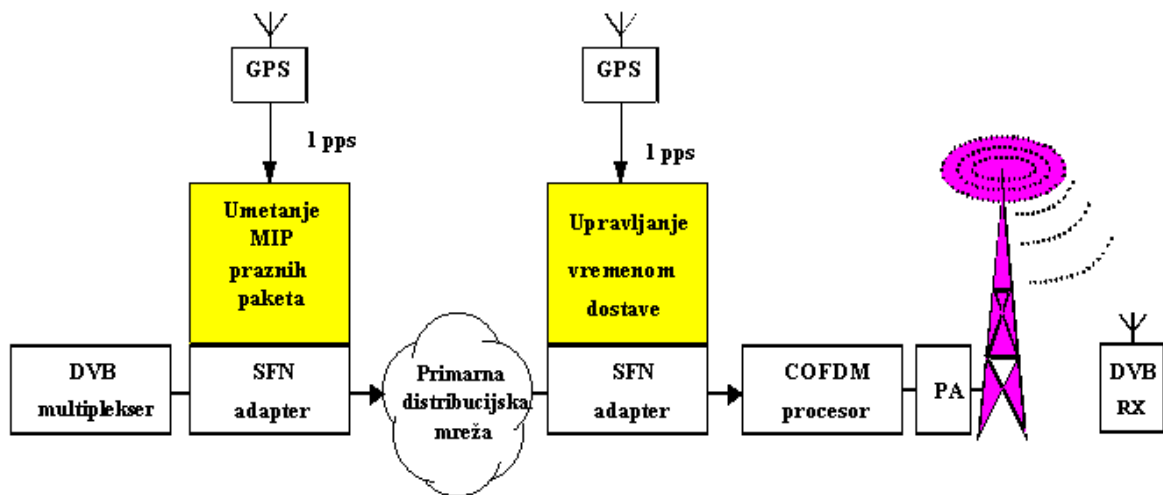


Slika 3.7. Vremenska sinkronizacija u DAB SFN mreži

Svaki kraj DAB primarne distribucijske mreže proračunava vremensku vrijednost visoke točnosti sinkroniziranu s vremenskom referencom (cilj je upravljati sinkronizacijom s točnošću na nekoliko μs . Prema tome, vremenska referenca visoke točnosti proizići će iz točnog GPS 1pps signala). Krajnja točka prednjeg dijela ubacuje u svaki prijenosni okvir vremensku oznaku s vrijednošću jednakom “trenutno vrijeme + prijenosna zaliha”. Prijenosna zaliha odgovara najdužem kašnjenju propagacije umetnutom od strane primarne distribucijske mreže. Nakon toga, krajnja točka prijemne strane je u stanju čekati dok se lokalno vrijeme ne izjednači s primljenom vremenskom oznakom. Dodatno ovoj funkciji izjednačavanja kašnjenja, prijemnik treba imati mogućnost rada sa statičkim kašnjenjem, radi upotrebe kompenzacijskog i pomačnog kašnjenja odašiljača. U DVB-T sustavu, stanje je neznatno drukčije: prvo, prijenos multipleksa je obavljen korištenjem malih kratkotrajnih MPEG-TS paketa, drugo, kapacitet kanala ovisi o korištenom COFDM načinu rada. Za provedbu izjednačavanja kašnjenja definiran je virtualni spremnik nazvan mega-okvir. Mega-okvir odgovara cijelom broju MPEG-TS paketa i cijelom broju OFDM simbola. Mega-okvir sadrži nekoliko super-okvira: 2 super-okvira za 8k način rada i 8 super-okvira za 2k način rada (super-okvir je definiran u DVB-T standardu).

Kao što je vidljivo iz slike 3.8, SFN adapter, već definiran za funkciju prilagodbe brzine prijenosa, koristi se za ubacivanje vremenske oznake. U DVB-T sustavu, vremenska oznaka prenosi se u posebnom MPEG-TS paketu nazvanom “Informacijski paket mega-okvira” (MIP – *Mega-frame information packet*). Ovaj

paket ne prenosi samo vremensku oznaku već i pokazivač koji definira granice virtualnog mega-okvira.



Slika 3.8. Vremenska sinkronizacija u DVB SFN mreži

Nasuprot DAB sustavu, vrijednost DVB-T vremenske oznake označava trenutak u kojem se COFDM signal treba pustiti u eter. Prema tome, određivanje ovog trenutka rezultira u proračunu napravljenom s vremenskom oznakom prijemnika te različitim kašnjenjima koja se pojavljuju u odašiljaču.

4. Izobličenja u DVB-T mrežama

4.1. Uvodno razmatranje

Izvođenje jednadžbi koje opisuju način rada DVB-T sustava nam služi samo kao eksperimentalno oruđe za moguću realizaciju tog sustava. Međutim, takve jednadžbe su najčešće matematički idealizirani sustav. Međutim, na DVB-T sustav postoji utjecaj okoline koja uzrokuje neidealnosti koje se očituju izobličenjem signala zbog njegovog prolaska kroz neidealne prijenosne medije. U ovom poglavlju su obrađena najvažnija izobličenja koja se javljaju u DVB-T sustavu. Matematičke formule koje opisuju ponašanje signala dobivene su na osnovi kompjuterskih simulacija ili statističkog opisa pojedinog izobličenja koristeći samo dotično izobličenje, a zanemarujući ostala, zbog lakšeg predočavanja i razumjevanja utjecaja tog izobličenja. Rezultati dobiveni na ovaj način se neznatno razlikuju od stvarnih rezultata.

4.2. Djelovanje faznog šuma u COFDM

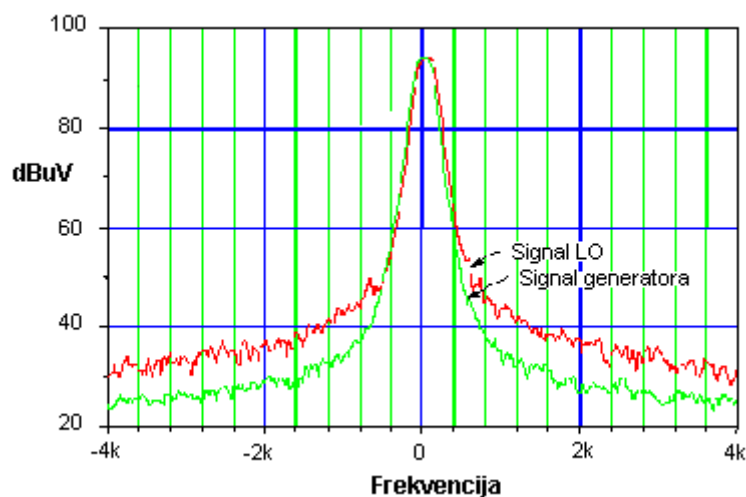
Promatranje djelovanja faznog šuma u COFDM počelo je tijekom 1994. Stručnjaci mnogih europskih projekata ujedinili su snage i osnovali DVB konzorcij koji je donio standard poznat pod nazivom Europski telekomunikacijski Standard (ETS – European Telecommunication Standard) – ETS 300 744 (1997).

Promatranje djelovanja faznog šuma u COFDM je potaknulo neke djelatnike na mišljenje da je fazni šum postavio granicu na broj nosilaca te da neće biti praktičan za korištenje. Bolje razumijevanje faznog šuma potrebno je kako bi se proveo proces odabira broja nosilaca. Zato je problem opisan s dva dokumenta. Prvi analizira kako je nastalo djelovanje, uključujući jednadžbe koje su izračunale proširenost njegova utjecaja. Drugi je dodao novo stanovište za kvantitativan efekt, kod predstavljanja shvaćanja ponderirajuće funkcije. Ovi prijedlozi su odigrali važnu ulogu u vraćanju povjerenja u COFDM sustav za DVB-T s upotrebom 8k brze Fourierove transformacije (FFT).

Istraživanje je pokazalo da fazni šum nije nepremostiva barijera za ostvarenje "8k" COFDM sustava. Međutim, potrebno je posvetiti veliku pažnju faznom šumu pri projektiranju prijemnika i naravno, kod projektiranja odašiljačke opreme.

4.2.1. Kako se očituje (manifestira) postojanje faznog šuma i zašto moramo paziti na njega?

Praktični modulatori i demodulatori obično rade ili u osnovnom pojasu ili na prikladnoj međufrekvenciji. Kako moramo emitirati signal na nekoj dodijeljenoj radiofrekvenciji (RF) slijedi u praksi da moramo prebaciti modulirani signal u RF područje u odašiljaču, i s RF na MF ili/i osnovni pojas u prijemniku. U ovom slučaju se koriste oscilatori, čiji će fazni šum biti prisutan u signalu koji se prenosi. Takvi oscilatori za frekvencijsku transpoziciju, obično se prikazuju kao lokalni oscilatori (LO – Local oscillator). Koriste se oscilatori koji slobodno osciliraju i čija frekvencija je stabilizirana s PLL petljom (PLL – Phase Locked Loop). Lokalni oscilator (LO) je najčešće oscilator koji slobodno oscilira s PLL sklopom kao povratna veza. Signal koji se demodulira u prijemniku sadrži fazni šum nastao u lancu između LO i modulatora. Dizajn LO ne mora biti specificiran osim za shvaćanje efekta faznog šuma demodulacijskog procesa. Ako dobijemo krivu specifikaciju, tada prijem signala može biti ozbiljno oslabljen - ili LO može biti nepotrebno skup. U nastavku se analizira djelovanje faznog šuma na COFDM korišten u DVB-T.



Slika 4.1. Fazni šum lokalnog oscilatora.

Slika 4.1. prikazuje fazni šum mjeren u lokalnom oscilatoru odašiljača. Može se primijetiti da gornja krivulja na slici slijedi donju krivulju što se moglo i predvidjeti (donja krivulja na slici je emitirani signal generatora). Zbog toga je predložena spektralna maska ACTS VALIDATE projektom. Također će se pokazati da postoje

dva različita efekta, koji ne mogu kompenzirati i dokazati kako ponderirajuća funkcija može biti primijenjena za predviđanje koliko puno efekata će se pojaviti. To se može vidjeti iz spektra faznog šuma.

4.2.2. Analiza: Kako nastaje šum?

Pretpostavimo korištenje N točaka diskretne Fourierove transformacije (DFT) za stvaranje i demodulaciju COFDM signala. Prema tome imamo potencijalno N nosilaca, iako će krajnji u spektru biti postavljeni na nulu u odašiljaču, kako bi osigurao zaštitni interval za lakšu implementaciju analognim filtrima. Napišimo odašiljački signal:

$$s(t) = \sum_{k=0}^{N-1} S_k e^{j(\omega_0 + k\omega_u)t} \quad (4.1)$$

gdje je:

S_k je kompleksna amplituda k -tog nosioca

ω_u je kružna frekvencija nosioca (npr. $2\pi/T_u$, T_u aktivni period simbola) u rad/s

ω_0 je (kutna) frekvencija za nulti nosioc (MF).

Možemo vidjeti da za neke vrijednosti k (koje odgovaraju rubu spektra), $S_k=0$. Razmotrimo najprije idealni prijemnik čiji LO ne unosi fazni šum. Na idealni primljeni signal $r(t)$ utječe samo kanalni impulsni odziv $h(t)$. Može se napisati:

$$r(t) = \sum_{k=0}^{N-1} H_k S_k e^{j(\omega_0 + k\omega_u)t} \quad (4.2)$$

gdje: H_k je kompleksna frekvencija odziva za kanal s k nosilaca.

Možemo zamijeniti $H_k^* S_k$ s R_k , jer idealno, kompleksna amplituda nosioca nema faznog šuma. Prema tome vrijedi:

$$r(t) = \sum_{k=0}^{N-1} R_k e^{j(\omega_0 + k\omega_u)t} \quad (4.3)$$

4.2.3. Uvođenje malog iznosa faznog šuma

Kod realnog prijemnika na dobiveni signal $x(t)$ (u MF) utječe kanal, čiji je impulsni odziv $h(t)$ i fazni šum ubačen od lokalnog oscilatora.

Tako pišemo:

$$x(t) = \sum_{k=0}^{N-1} e^{j\varphi(t)} H_k S_k e^{j(\omega_0+k\omega_u)t} = \sum_{k=0}^{N-1} e^{j\varphi(t)} R_k e^{j(\omega_0+k\omega_u)t} \quad (4.4)$$

Kod prijemnika će u korelaciji ovaj signal $x(t)$ sa svakim mogućim oblikom signala nosioca odlučiti o demodulaciji amplitude nosilaca, npr. za l -ti nosilac:

$$x(t) = \frac{1}{T_u} \int_0^{T_u} x(t) e^{-j(\omega_0+l\omega_u)t} dt = \frac{1}{T_u} \int_0^{T_u} e^{-j\varphi(t)} \sum_{k=0}^{N-1} R_k e^{j(k-l)\omega_u t} dt \quad (4.5)$$

Ova jednačba prikazuje proces korišten u zamišljenom prijemniku s demodulatorom za svaki nosilac. Praktični prijemnici koriste FFT implementaciju DFT, s tim da se zamjeni operacija integracije s gomilanjem diskretnih uzoraka, a kombinacija svih "demodulatora" s jednom efikasnom matematičkom operacijom. Prethodna jednačba (4.5) je teška za procesiranje. Ipak, jednostrano pojednostavljivanje znači da želimo prijemnike koji rade bez svih ograničenja COFDM signala, osim faznog šuma LO. Zato pretpostavljamo kut $\varphi(t)$, koji je uvijek mali i upotrebom aproksimacije za mali kut slijedi:

$$e^{-j\varphi(t)} \approx 1 + j\varphi(t) \quad (4.6)$$

Može se izvesti zaključak uz jednostavan trik: uzimanje ekvivalenta samo prva dva člana u razvoju:

$$e^x = 1 + x + \frac{x^2}{2!} + \frac{x^3}{3!} + \dots \quad (4.7)$$

Treba voditi računa o tome koji su procesi linearni pa možemo pisati slijedeći izraz za izlaz iz demodulatora za l -ti nosilac:

$$\begin{aligned} x(t) &= \frac{1}{T_u} \int_0^{T_u} (1 + j\varphi(t)) \sum_{k=0}^{N-1} R_k e^{j(k-l)\omega_u t} dt = \\ &= \frac{1}{T_u} \sum_{k=0}^{N-1} R_k \int_0^{T_u} e^{j(k-l)\omega_u t} dt + \frac{1}{T_u} \sum_{k=0}^{N-1} R_k \int_0^{T_u} j\varphi(t) e^{j(k-l)\omega_u t} dt = \\ &= R_l + Y_l \end{aligned} \quad (4.8)$$

Prvi izraz je "idealni prijem" dok drugi izraz Y_l predstavlja doprinose koji proizlaze iz nazočnosti faznog šuma $\varphi(t)$

4.2.4. Određivanje dva tipa doprinosa faznog šuma

Za svaki primljeni nosilac postoji aditivna greška Y_l koja je zbroj N izraza. U svrhu predodžbe, zanimljivo je razmotriti različite efekte od kojih se on sastoji.

4.2.4.1. Zajednička fazna pogreška

Razmotrimo pojedine doprinose na zbroj kada je $k=l$. U ovom slučaju ne uzimamo eksponencijalni faktor, a faktor $\varphi(t)$ je realan tako da možemo pisati sljedeći izraz:

$$P_l = \frac{R_l}{T_u} \int_0^{T_u} j\varphi(t)dt = jR_l \times (\text{neki realan broj}) \quad (4.9)$$

To je očekivani fazni šum. Proporcionalan je primljenom nosiocu R_l i okomit na fazorski (Argand) dijagram; tj. poklapanje s rotacijom dijagrama stanja signala kod kuta φ_0 daje:

$$\varphi_0 = \frac{1}{T_u} \int_0^{T_u} \varphi(t)dt \quad (4.10)$$

Svi nosioci rotiraju kod spomenutog kuta istovremeno. Na taj način, ako rotacija u dobivenom simbolu može biti pravilna, korištenjem nosilaca koji nose referentnu informaciju moguće je ispraviti ostatak nosilaca u simbolu. To znači da je zajednička fazna pogreška (CPE - *Common phase error*) ispravljena. Ovaj postupak je bio predviđen za korištenje u DVB-T specifikaciji koja osigurava stalne pilot-nosioce za ovu svrhu.

4.2.4.2. Termički šum

Do sada smo razmatrali idealno primljeni nosilac vrijednosti R_l uz očekivanu faznu pogrešku P_l . Postavlja se pitanje kakav je utjecaj ostalih ($N-1$) doprinosa u zbroju prema posljednjoj jednadžbi u odjeljku 4.2.3., kada je $k \neq l$? Možemo pisati:

$$A_l = \frac{1}{T_u} \sum_{k=0}^{l-1} R_k \int_0^{T_u} j\varphi(t)e^{j(k-l)\omega_u t} dt + \frac{1}{T_u} \sum_{k=l+1}^{N-1} R_k \int_0^{T_u} j\varphi(t)e^{j(k-l)\omega_u t} dt \quad (4.11)$$

Ovaj izraz se može jednostavnije napisati:

$$A_l = \frac{1}{T_u} \sum_{k \neq l} R_k \int_0^{T_u} j\varphi(t)e^{j(k-l)\omega_u t} dt \quad (4.12)$$

Promatranjem integranata može se ustanoviti da faktor $\varphi(t)e^{j(k-l)\omega_u t}$ predstavlja frekvencijski transponiran signal $\varphi(t)$, frekvencijski pomaknut za $(K-l)f_u$. Možemo interpretirati A_l kao zbroj $(N-1)$ doprinosa. Svaki je ponderiran s primjenom kompleksnom amplitudom R_k jednog od nosilaca i sastoji se najčešće od komponenti $\varphi(t)$ oko frekvencije $-(K-l)f_u$. U poglavlju 4.2.7, dano je fizikalno objašnjenje.

Kako je R_k kompleksan, također je i A_l . Tako ovaj izraz za šum nije čist fazni šum, on je sličniji aditivnom termičkom šumu. On predstavlja takozvani efekt "gubitka ortogonalnosti".

4.2.4.3. Odnos između rezultata za različite nosioce

Već od prije definiran je φ_0 . Općenito možemo definirati:

$$\varphi_m = \frac{1}{T_u} \int_0^{T_u} \varphi(t) e^{jm\omega_u t} dt \quad (4.13)$$

Možemo tada predstaviti rezultate za sve nosioce istovremeno matričnom jednadžbom, $Y = j\Phi R$:

$$\begin{bmatrix} Y_0 \\ Y_1 \\ Y_2 \\ \vdots \\ Y_{N-2} \\ Y_{N-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \varphi_0 & \varphi_1 & \varphi_2 & \cdots & \varphi_{N-2} & \varphi_{N-1} \\ \varphi_{-1} & \varphi_0 & \varphi_1 & \cdots & \varphi_{N-3} & \varphi_{N-2} \\ \varphi_{-2} & \varphi_{-1} & \varphi_0 & \cdots & \varphi_{N-4} & \varphi_{N-3} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \varphi_{-(N-2)} & \varphi_{-(N-3)} & \varphi_{-(N-4)} & \cdots & \varphi_0 & \varphi_1 \\ \varphi_{-(N-1)} & \varphi_{-(N-2)} & \varphi_{-(N-3)} & \cdots & \varphi_{-1} & \varphi_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R_0 \\ R_1 \\ R_2 \\ \vdots \\ R_{N-2} \\ R_{N-1} \end{bmatrix} \quad (4.14)$$

Ako φ_m pada kako m raste, tada imamo dijagonalne trake (centrirano počevši od dijagonale) značajnih riječi. U ovom slučaju srednji nosilac će biti više izobličen nego oni na rubovima. Ako je samo φ_0 značajna riječ, onda bi općenito prevladavao izraz za faznu pogrešku. Ova matrica (4.14) također vrlo jasno pokazuje zbog čega je komponenta termičkog šuma predstavljena kao interferencija među nosiocima (ICI – *InterCarrier Interference*).

4.2.4.4. Rezultati ako je $\varphi(t)$ periodična

Pretpostavimo da je $\varphi(t)$ periodična funkcija. Uzmimo najprije samo jedan harmonik s razmakom nosilaca, npr. $\varphi(t) = Qe^{jq\omega_u t}$. Tada imamo:

$$\varphi_m = \frac{1}{T_u} \int_0^{T_u} Q e^{j(q+m)\omega_u t} dt \quad (4.15)$$

Dobiva se da su svi φ_m identično jednaki nuli osim φ_q . Ako je $\varphi(t)$ periodična, s omjerom ponavljanja jednakim višestrukom razmaku između nosilaca, tada će pokriti jedan ili više takvih harmonika q_1, q_2, \dots . U ovom slučaju najveći dio φ_m će biti nula osim za $\varphi_{-q_1}, \varphi_{-q_2}, \dots$

Iz toga možemo zaključiti da ako je i ovaj put $\varphi(t)$ periodična, tada ICI nije proširen (preslušavanje među nosiocima, na nekom stupnju) već se samo pojavljuje između nosilaca q_1, q_2, \dots koji su odvojeni razmakom.

4.2.5. Kvantizacija φ_m

4.2.5.1. Kvantizacija φ_0

Potrebno je kvantitativno odrediti rezultat integrala. Možemo to smatrati izlazom iz procesa integriranja koji je zasićen kod "valnog oblika" $\varphi(t)$. Sada je proces integriranja sam sebi ekvivalent zasićenom "valnom obliku" $\varphi(t)$ kroz zamišljeni filter čiji impulсни odziv nula osim za pravokutni impuls visine $1/T_u$ i trajanja T_u , kad se uzima uzorak izlaza. Zamišljeni filter s kvadratnim impulsnim odzivom se katkad naziva "top-hat" filter (radi se o specifičnom odzivu filtra u obliku "visokog šešira"), zbog vizualnog izgleda impulsnog odziva. Odgovarajući frekvencijski odziv $H(f)$ daje kod standardne Fourierove transformacije rezultat, to jest $H(f) = \text{sinc}(f/f_u)$, gdje je "sinc" funkcija definirana kao $\text{sinc}(x) = \sin(\pi x)/(\pi x)$.

Kada se kod demodulatora u bilo kojem slučaju mjeri proizvoljni stalni fazni pomak (predstavljen je kod kanala), ograničen je izbor slučajne promjene faze kod LO. Posljedica je da je $\varphi(t)$ nulta srednja vrijednost slučajne varijable. Iz toga slijedi da će φ_0 također imati srednju vrijednost nula u različitim simbolima. Vrijednosti φ_0 su uzorci termičkog šuma koji imaju srednju vrijednost spektralne gustoće snage $\text{sinc}^2(f/f_u) |\Phi(f)|^2$ nula. Varijanca ili standardna devijacija σ_0^2 za φ_0 je prema tome određena kod:

$$\sigma_0^2 = \int_{-\infty}^{\infty} \text{sinc}^2\left(\frac{f}{f_u}\right) |\Phi(f)|^2 df \quad (4.16)$$

4.2.5.2. Općenita kvantizacija φ_m

U većini slučajeva ćemo trebati kvantitativno odrediti rezultat integrala:

$$\varphi_m = \frac{1}{T_u} \int_0^{T_u} \varphi(t) e^{jm\omega_u t} dt \quad (4.17)$$

Za razliku od φ_0 , iznos φ_m može biti kompleksan, tako da ćemo trebati poseban postupak. Možemo vidjeti da ako supstituiramo eksponencijalni izraz kao frekvencijski pomak $\varphi(t)$, onda nam ista vrsta analize "snage šuma" koja je primijenjena na rezultat za φ_0 daje:

$$E\{\varphi_m \varphi_m^*\} = \int_{-\infty}^{\infty} \text{sinc}^2\left(\frac{f}{f_u}\right) |\Phi(f - mf_u)|^2 df \quad (4.18)$$

gdje je $E\{\varphi_m \varphi_m^*\}$ očekivana vrijednost operatera, a * označava konjugiranu vrijednost. Pretpostavimo da φ_m ima srednju vrijednost nula, tada možemo pisati:

$$E\{\varphi_m \varphi_m^*\} = \text{var}(\text{Re}(\varphi_m)) + \text{var}(\text{Im}(\varphi_m)) = \sigma_m^2 \quad (4.19)$$

tako da je:

$$\sigma_m^2 = \int_{-\infty}^{\infty} \text{sinc}^2\left(\frac{f}{f_u}\right) |\Phi(f - mf_u)|^2 df \quad (4.20)$$

4.2.6. Kako kvantitativno odrediti dodani "šum" ICI

4.2.6.1. Opći problem

Ovaj problem je statistički. Uključuje mnogobrojne varijable i statističke procese. Promotrimo najprije zračenje nosioca S_k složene amplitude. Ovaj iznos, za dvije približno slučajne varijable, ima realan i imaginaran dio. Svaki ima diskretnu uniformnu razdiobu. Uzima se jedna od q jednako vjerojatnih vrijednosti kada se koristi q^2 -QAM modulacija. Primijetimo da S_k nisu strogo neovisni jer je zadatak kanalnog kodiranja uvođenje redundancije. Ako nema vremenskog preklapanja, tada S_k istog simbola moraju biti povezani do određene mjere.

Uzorkovani (kompleksni) frekvencijski odziv kanala H_k će poprimiti neku raspodjelu ovisno o putanji. Njihov iznos snage se ponaša prema Rayleighevoj razdiobi. Faza može biti djelomično slučajna.

Primljeni nosioci $R_k = H_k S_k$ su višestruka kombinacija dva slučajna procesa. Tada dobijemo slučajni rezultat φ_m integriranjem frekvencijski transponiranog signala $\varphi(t)$. Ovaj rezultat zauzvrat multiplicira R_k .

4.2.6.2. Kako nadograditi opći rezultat na kanal s ravnom spektralnom karakteristikom

Olakšajmo problem pretpostavljajući da kanal ima ravnu spektralnu karakteristiku tako da obuhvati sve H_k . Na primjer možemo pisati:

$$\text{var}(\text{Re}(S_k)) = \text{var}(\text{Im}(S_k)) = \sigma_s^2 \quad (4.21)$$

gdje se pretpostavlja da je σ_s^2 , standardna devijacija neke komponente S_k , identična za sve nosioce. Srednja snaga po nosiocu je $2\sigma_s^2$. Ona ima jedinicu (volt)². Pretpostavljamo da sve komponente imaju srednju vrijednost nula. Proračunamo li i sumu (N-1) izraza, svaki izraz postaje produkt oblika $R_k \varphi_m = S_k \varphi_m$ (ispostavlja se da je kanal izmišljena ploha). To znači da su φ_m i S_k kompleksni. Možemo zaključiti da realni i imaginarni dijelovi ovih (N-1) izraza imaju svaki standardnu devijaciju $\sigma_s^2 \sigma_m^2$. Kako bi ovo vrijedilo mora biti:

- 1.) točan proračun produkta dvaju kompleksnih brojeva, u izrazima njihovih realnih i imaginarnih komponenti, i
- 2.) da standardna devijacija produkta dviju (realnih) slučajnih varijabli srednje vrijednosti nula je produkt pojedinih standardnih devijacija.

Sada promotrimo sumu:

$$A_1 = j \sum_{k \neq 1} R_k \varphi_{k-1} = j \sum_{k \neq 1} S_k \varphi_{k-1} \quad (4.22)$$

Pretpostavimo da je svaki od (N-1) izraza neovisni slučajni rezultat tako da je standardna devijacija realni dio sume jednostavno suma standardnih devijacija realnih dijelova (N-1) izraza, tj.:

$$\text{var}(\text{Re}(A_1)) = \sum_{k \neq 1} \sigma_s^2 \sigma_{k-1}^2 = \sigma_s^2 \sum_{k \neq 1} \sigma_{k-1}^2 \quad (4.23)$$

Rečeno je istinito za imaginarnu komponentu, tako da je utjecaj termičkog na jedan nosioc $2\sigma_s^2 \sigma_m^2 \sum \sigma_{k-1}^2$, jer je "energija" nosioca $2\sigma_s^2$. Tako, konačno, odnos signal/šum je određen s:

$$\frac{S}{N} = \frac{1}{\sum_{k \neq 1} \varphi_{k-1}} \quad (4.24)$$

Treba zapamtiti da:

- će zbrajanje (N-1) izraza izbaciti φ_0 ;
- se određeno područje zbrajanja razlikuje od nosioca do nosioca (pogledati matricnu jednadžbu (4.14) iz poglavlja 4.2.4.3. za objašnjenje);
- je pretpostavljeno da kanal ima ravnu spektralnu karakteristiku;
- je pretpostavljeno isto tako da su svi nosioci modulirani neovisnim podacima.

Kako imamo puno nosilaca, možemo primijeniti centralni granični teorem za dokaz da će šum težiti Gaussovoj karakteristici .

4.2.6.3. Kako proračunati rezultat za određeni spektar šuma

Sada treba proračunati $\sum \sigma_{k-1}^2$ za bilo koji određeni spektar šuma $\Phi(f)$. U odjeljku 4.2.5.2 je dokazano da:

$$\sigma_m^2 = \int_{-\infty}^{\infty} \sin^2 c^2 \left(\frac{f}{f_u} \right) |\Phi(f - mf_u)|^2 df \quad (4.25)$$

Granice $\pm \infty$ su podjednake ako $\Phi(f)$ nije izvor s ograničenim pojasom - to će postati prolaskom kroz MF filter bilo kojeg prijemnika. Kako je integrand uvijek pozitivan, slijedi da bi gornji rezultat zato mogao biti precijenjen. Dakle, za bilo koji poznat $\Phi(f)$ sada možemo odrediti efektivni odnos signal/šum koristeći formulu:

$$\frac{S}{N} = \frac{1}{\sum_{k \neq 1} \varphi_{k-1}} = \frac{1}{\sum_{k \neq 1} \int_{-\infty}^{\infty} \sin^2 c^2 \left(\frac{f}{f_u} \right) |\Phi(f - mf_u)|^2 df} \quad (4.26)$$

Takva integracija može biti upotrebljena ako je $\Phi(f)$ stabilan i nepromjenljiv i ako se želi znati samo rezultat. Ipak, izraz ne daje mnogo predodžbi o tome kako mijenjati parametre LO kako bi dobili bolji rezultat. Drugi dio predstavlja pojam ponderirajuće funkcije koja daje ovu predodžbu, jer također pojednostavljuje proračun interferencije među nosiocima ICI .

4.2.7. Ponderirajuća funkcija

4.2.7.1. Ponderirajuća funkcija za zajedničku faznu pogrešku

U odjeljku 4.2.5.1. je prikazano da standardna devijacija zajedničke fazne pogreške φ_0 daje:

$$\sigma_0^2 = \int_{-\infty}^{+\infty} \text{sinc}^2\left(\frac{f}{f_u}\right) |\Phi(f)|^2 df \quad (4.27)$$

u kojem se spektralna energija faznog šuma $|\Phi(f)|^2$ multiplicira s faktorom $\text{sinc}^2(f/f_u)$ prije integriranja. Drugi faktor je prema tome ponderirajuća funkcija, koju definiramo s:

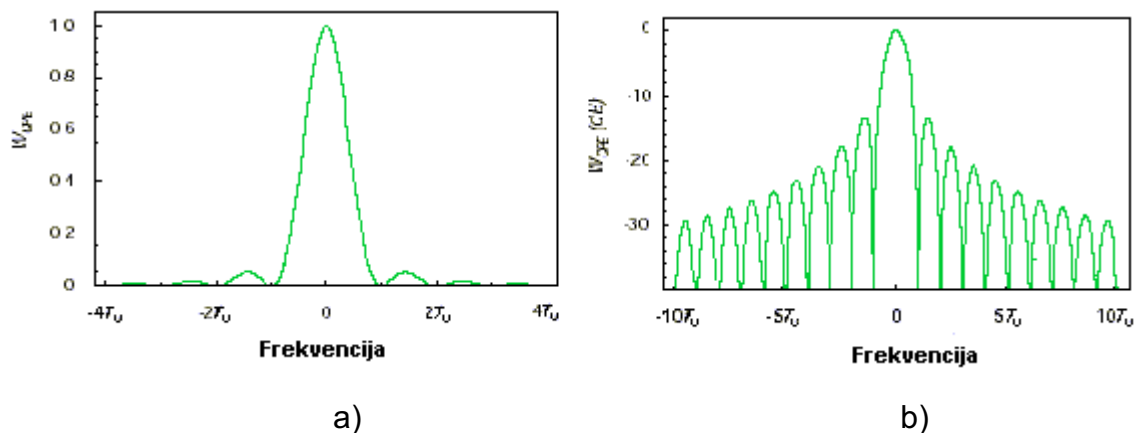
$$W_{\text{CPE}}(f) = \text{sinc}^2(f / f_u) \quad (4.28)$$

Koristeći to možemo dalje pisati:

$$\sigma_0^2 = \int_{-\infty}^{+\infty} W_{\text{CPE}}(f) |\Phi(f)|^2 df \quad (4.29)$$

Znači da ponderirajuća funkcija i energija spektra trebaju biti obrađene kao dvostrane, tj. integral je od $-\infty$ do $+\infty$. Prema tome, kako su spektar energije $|\Phi(f)|^2$ i ponderirajuća funkcija $W_{\text{CPE}}(f)$ simetrični oko nulte frekvencije, možemo umjesto toga pisati:

$$\sigma_0^2 = 2 \int_{-\infty}^{+\infty} W_{\text{CPE}}(f) |\Phi(f)|^2 df \quad (4.30)$$



Slika 4.2. Ponderirajuća funkcija zajedničke fazne pogreške u:
a) linearnom mjerilu, b) logaritamskom mjerilu

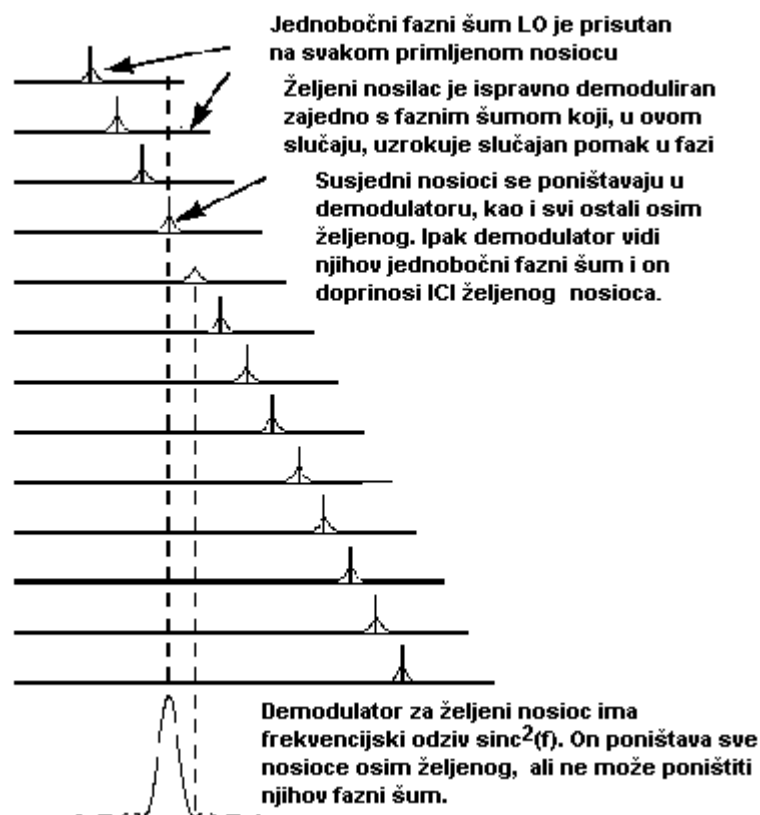
Ponderirajuća funkcija je prikazana na slici 4.2a u linearnom mjerilu i na slici 4.2b u logaritamskom mjerilu. Lako je uočiti da će vjerojatno samo niskofrekvencijski dio spektra faznog šuma najviše djelovati na zajedničku faznu pogrešku, ukoliko ne dođe do naglog porasta energije spektra s porastom frekvencije.

4.2.7.2. Ponderirajuća funkcija za ICI

Promatrajući jednadžbu (4.26) za omjer signal/šum(ICI) koja je napisana u odjeljku 4.2.6.3., možemo je napisati u recipročnom obliku:

$$\frac{N}{S} \Big|_{l\text{-ti nosioc}} = \sum_{k \neq l} \int_{-\infty}^{\infty} \text{sinc}^2\left(\frac{f}{f_u}\right) \left| \Phi(f - k - lf_u) \right|^2 df \quad (4.31)$$

Što se događa možemo razmotriti na fizikalnoj osnovi. Demodulator za l-ti nosioc za posljedicu ima $\text{sinc}^2(f/f_u)$ snažni frekvencijski odziv (koji je uzet u obzir, u svrhu objašnjenja ove jednadžbe, centriran na nultu frekvenciju – vrsta homodinskih prijemnika). To primanje (N-1) frekvencijski pomaknutih verzija spektra faznog šuma, svaki moduliran na jedan od (N-1) nosilaca, je prikazano na slici 4.3.



Slika 4.3. Pojava ICI - kako demodulacija jednog nosioca OFDM utječe na bočne pojaseve faznog šuma ostalih nosilaca

Na slici 4.3 su spektri nosilaca nacrtani pojedinačno tako da budu vidljivi bočni pojasevi faznog šuma. Ako izvršimo supstituciju $v/f_u=f-(k-l)$ tada slijedi:

$$\begin{aligned} \frac{N}{S} \Big|_{l\text{-ti nosioc}} &= \sum_{k \neq l} \int_{-\infty}^{\infty} \sin^2 c^2 \left(\frac{v}{f_u} + \overline{k-l} \right) |\Phi(v)|^2 dv = \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \left(\sum_{k \neq l} \sin^2 c^2 \left(\frac{v}{f_u} + \overline{k-l} \right) \right) |\Phi(v)|^2 dv = \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} W_{ICI}(f)_{l\text{-ti nosioc}} |\Phi(v)|^2 df \end{aligned} \quad (4.32)$$

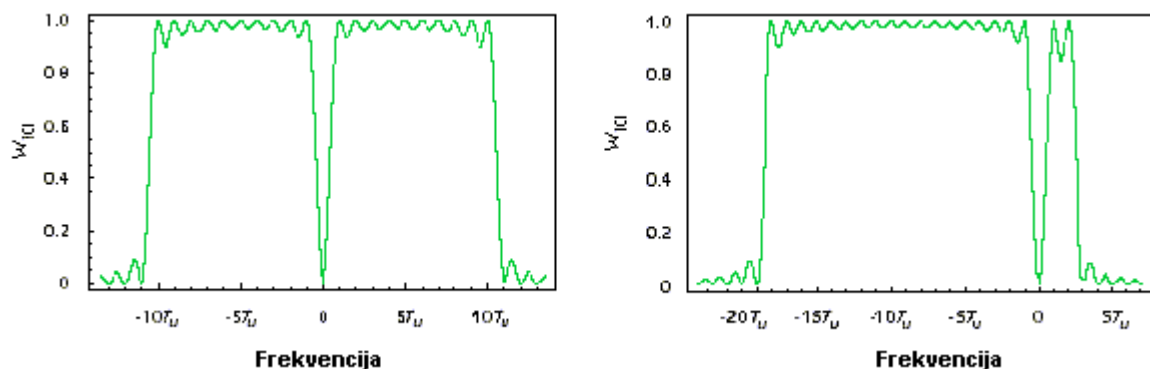
gdje je ponderirajuća funkcija definirana s:

$$W_{ICI}(f)_{l\text{-ti nosioc}} = \sum_{k \neq l} \sin^2 c^2 \left(\frac{f}{f_u} + \overline{k-l} \right) \quad (4.33)$$

To znači da je ona dvobočna ponderirajuća funkcija. Kasnije će vidjeti da je važno da nije simetrična. Podsjetimo se da se zbraja po svim vrijednostima indeksa k koji odgovaraju aktivnim nosiocima, izostavljajući željeni nosilac l .

4.2.7.3. Oblik ICI ponderirajuće funkcije

Za malen broj nosilaca moguće je izravno nacrtati ponderirajuću funkciju kao što je prikazano primjerom na slici 4.4. U svakom slučaju vidimo da ponderirajuća funkcija zauzima (uzimajući u obzir neku valovitost) oblik bloka jedinične visine ali s usisom na frekvenciji nula. To je važan podatak, koji ćemo razraditi u sljedećem odlomku. Cijeli spektar faznog šuma zauzima blok ukupne širina oko Nf_u (tj. širinu pojasa sustava) koji pridonosi više-manje podjednako ICI, izuzimajući dio oko frekvencije nula.



Slika 4.4. ICI Ponderirajuća funkcija za srednji od 21 nosioca (lijevo) i za treći od 21 nosioca (desno na slici).

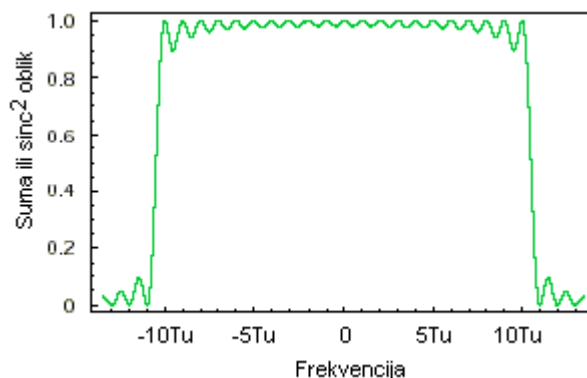
4.2.7.4. Pojednostavljena verzija ICI ponderirajuće funkcije

Sličnost ICI ponderirajuće funkcije u bloku, bez usisa na nultoj frekvenciji, vodi k slijedećem razvoju, gdje je N uzet kao broj aktivnih nosilaca:

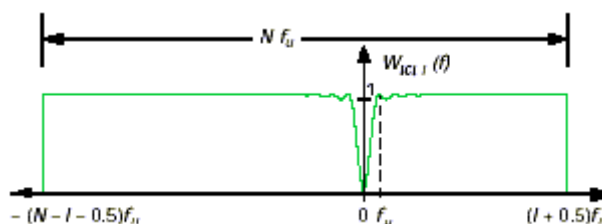
$$W_{ICI}(f)_{l-ti \text{ nosioc}} = \sum_{k=0, k \neq l}^{N-1} \text{sinc}^2\left(\frac{f}{f_u} + \overline{k-l}\right) =$$

$$= \left(\sum_{k=0}^{N-1} \text{sinc}^2\left(\frac{f}{f_u} + \overline{k-l}\right) \right) - \text{sinc}^2\left(\frac{f}{f_u}\right) \quad (4.34)$$

Suma je sada uzeta preko svih aktivnih nosilaca i ima jako poznat oblik. To je spektar snage OFDM signal koji je točnija aproksimacija od aproksimacije pravokutnim bloku sa širinom jednakom Nf_u (N predstavlja upravo aktivan nosilac). U ovom slučaju, blok je frekvencijski invertiran i frekvencijski pomaknut tako da je promatrani nosilac na frekvenciji nula. Slika 4.5 predstavlja proračunati blok za sve sinc^2 funkcije u bloku. Ako zamijenimo ovo neznatno odstupanje bloka idealiziranim, dobit ćemo idealiziranu, pojednostavljenu verziju ponderirajuće funkcije.



Slika 4.5. Grupa susjednih sinc^2 funkcija (21 u ovom slučaju) aproksimirane blokom



Slika 4.6. Pojednostavljena ponderirajuća funkcija bez jednobojne sinc^2 funkcije

4.2.7.5. Jednobočna ICI ponderirajuća funkcija

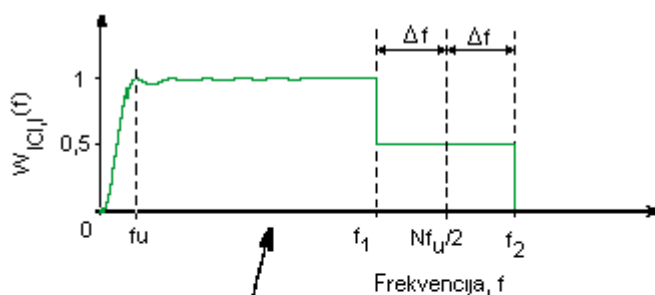
Nesimetrična priroda $W_{ICI,l}(f)$ je pomalo narušena. Nismo naviknuti na nesimetrične spektre (jer su oni za realan signal uvijek simetrični). $W_{ICI,l}(f)$ je samo matematička olakšica koju koristimo u računanju:

$$\frac{N}{S} \Big|_{l\text{-ti nosioc}} = \int_{-\infty}^{\infty} W_{ICI}(f)_{l\text{-ti nosioc}} |\Phi(f)|^2 df \quad (4.35)$$

Spektar snage $|\Phi(f)|^2$ je simetričan, tako da možemo preinačiti problem integriranjem samo preko pozitivnih frekvencija, kao što slijedi:

$$\frac{N}{S} \Big|_{l\text{-ti nosioc}} = \int_{-\infty}^{\infty} 2W'_{ICI}(f)_{l\text{-ti nosioc}} |\Phi(f)|^2 df \quad (4.36)$$

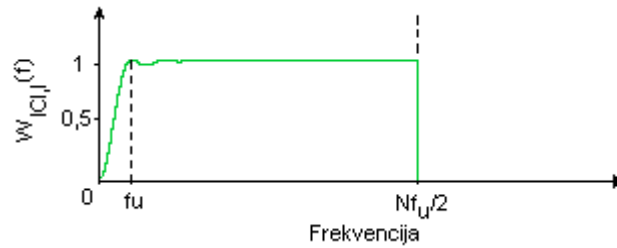
$W'_{ICI,l}(f)$ je sada jednobočna ponderirajuća funkcija stvorena iz $W_{ICI,l}(f)$ preklapanjem preko Y osi. Faktor "2" je izostavljen tako da ponderirajuća funkcija ima najvišu amplitudu 1, kako i prije (vidjeti sliku 4.7.).



$$\begin{aligned} f_1 &= \text{Min} \left\{ \left(l + \frac{1}{2} \right) f_u, \left(N - l - \frac{1}{2} \right) f_u \right\} \\ f_2 &= \text{Max} \left\{ \left(l + \frac{1}{2} \right) f_u, \left(N - l - \frac{1}{2} \right) f_u \right\} \\ \Delta f &= \left| \frac{(N-1)}{2} - l \right| f_u \end{aligned}$$

Slika 4.7. Pojednostavljena jednobočna ponderirajuća funkcija za ICI na l-tom nosiocu.

Ponderirajuća funkcija predstavljena na slici 4.7 je opći slučaj s izbačenim rubnim nosiocem (tj. $l = 0$ ili $l = N - 1$). Posebno su zanimljiva dva posebna slučaja: srednji nosilac ili jedan od krajnjih. Ovi slučajevi su pokazani na slikama 4.8 i 4.9 svaki za sebe. Ovo se može vidjeti ako je spektar faznog šuma spljošten. Tada će svi nosioci biti otporni približno jednako na ICI. Za praktične spektre s više energije na



Slika 4.8. Pojednostavljena jednobočna ponderirajuća funkcija za ICI u srednjem nosiocu.

na nižim frekvencijama nego na višim, srednji nosioc je najlošiji slučaj te će krajnji nosioci tada biti do 3 dB jači. Dovoljno je uzeti ponderirajuće funkcije srednjeg nosioca (predočeno na slici. 4.8) kao reprezentativnu snagu sveukupnog COFDM signal.



Slika 4.9. Pojednostavljena jednobočna ponderirajuća funkcija za ICI u krajnjem nosiocu.

4.2.8. Primjena ponderirajuće funkcije

Ponderirajuća funkcija je velika pomoć u predočavanju faznog šuma lokalnog oscilatora u OFDM sustavu. Ponderirajuća funkcija ima dvije vrlo realne primjene. Prva primjena je pomoć dizajnerima da poštuju ograničenja koja fazni šum oscilatora nameće kod izbora OFDM parametara. Druga primjena je procjena da li je pojedini spektar faznog šuma povoljan za određenu primjenu, a ako nije zadati neke smjernice (pokazatelje) dizajnerima kao npr.: gdje treba paziti u nastojanju poboljšanja svojstava.

4.2.8.1. Posljedice promjenljive veličine FFT na ICI

ICI ponderirajuća funkcija jasno objašnjava što se događa s iznosom ICI ako je broj nosilaca promjenjiv, jer njihov prilagodni razmak održava širinu pojasa

stalnom. U ovom slučaju ponderirajuća funkcija ostaje najčešće nepromijenjena. Jedina promjena je u području nadomak frekvencije nula, kako N raste, f_u pada i zato širina usisnog kruga od 0 do f_u također opada. Ako je karakteristika spektra faznog šuma općenito površinski ravna, (u ovom području i nešto iznad njega), ICI će rasti sporije kako N raste. Jedino ako amplituda spektra faznog šuma pada brzo s rastom frekvencije, ICI će jako rasti. Egzaktan oblik spektra faznog šuma i razina smanjenog frekvencijskog dijela relativno u odnosu na prag šuma, su bitni u procjeni što će se dogoditi. Ne može biti izvedeno nikakvo opće pravilo proporcionalnosti (kao što je: "x dB porast ICI za svako udvostručavanje FFT veličine"). Za slučaj ravne karakteristike spektra faznog šuma, iznos ICI prividno ne ovisi o FFT.

4.2.8.2. Posljedice promjenljive veličine FFT na CPE

Zajednička fazna pogreška (CPE) nastane pretežno od niskofrekvencijskih dijelova spektra faznog šuma, do f_u . Ako je spektar faznog šuma širok, CPE zapravo pada kako N raste i zato f_u pada. Ako je spektar faznog šuma pretežno uzak, CPE ostaje približno konstanta kako N varira. Naravno, kako svi nosioci podnose spomenuti CPE tijekom bilo kojeg određenog simbola, u bilo kojem slučaju je moguće ispraviti CPE kod mjerenja, na primjer korištenjem nosilaca proizašlih iz referentnih podataka. U ove svrhe se može koristiti tzv. stalni pilot nosioci DVB-T.

4.2.9. Primjene za izračunavanje CPE i ICI

Ako mjerimo određeni oscilator, ili samo zamišljamo matematički model za to, tada se može primijeniti ponderirajuća funkcija za ocjenjivanje pojave CPE i ICI. To se može raditi na dva načina. Prva metoda (naročito kvalitetna kada su dostupni mjerni podaci) je korištenje kompjutorske proračunske tablice za izvršavanje numeričke integracije. Mjerenje faznog šuma na cijelom spektru nije uvijek lagano u praksi - pogotovo u kritičnom niskofrekvencijskom području. Potrebno je osigurati dovoljan broj mjerenja u zadanom frekvencijskom području da bi proračun bio valjan. Proračunska tablica određuje gornje i donje granice proračuna iznosa CPE i ICI. Ako se ove granice u potpunosti ne slažu, moraju biti poznati podaci o frekvenciji iz više mjernih točaka.

Drugi način je korištenje matematičkog alata za integriranje. Ovo je pogotovo korisno kada se istražuje zamišljeni matematički model oscilatora (za to također može biti korištena proračunska tablica, ali je to teže prilagoditi području proizvoljnog tipa uzorka).

U bilo kojem slučaju je lagano (i vrlo brzo) uočiti posljedicu mijenjanja sustavnih parametra (broja nosilaca i njihova razmaka) na spektar ili, promjenu parametara modela (nagiba ili razine praga šuma) za spektre koji se baziraju na matematičkim modelima. U praksi možemo posredno mjeriti iznos ICI kod mjerenja gubitaka granice šuma koju uzrokuje eksperimentalan prijemnik. Ako mjerimo spektar faznog šuma, tada možemo predvidjeti iznos ICI. Dobiven je dobar kompromis, s ograničenom eksperimentalnom pogreškom u oba mjerenja, za neke prototipove birača kanala.

4.2.10. Što određuje spektar faznog šuma

Značajan je fazni šum na ulazu u FFT u prijemniku. Tu nastaje ukupni frekvencijski pomak oscilatora prije one točke na putu iz IFFT u modulator. Naravno, u prijenosnom sustavu, odašiljački lanac bi trebao redovito biti specificiran tako da su lokalni oscilatori u prijemniku dominantni uzroci. Spektar nije, ipak, nužno samo onaj od lokalnog oscilatora. LO u tipičnom prijemniku je bio konstruiran za široko područje frekvencija (tj. UHF pojas za DVB-T). Oscilatori koji slobodno osciliraju za ovako podešeno područje će redovito biti ujedineni u PLL sklopove kako bi se osigurao lagani izbor kanala i poboljšala točnost namještanja frekvencija. PLL sklop stabilizira frekvenciju oscilatora u određenom području oscilatora (često kristalni oscilator) na cjelobrojni omjer, tj. $m:N$.

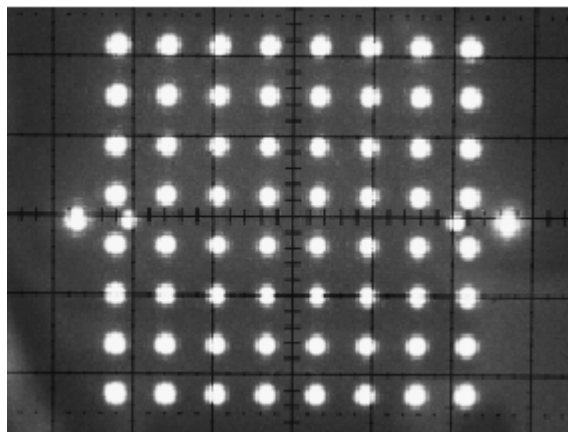
U obradi, spektar faznog šuma promjenjivog oscilatora je promijenjen. Kod nižih frekvencija, unutar granica širine pojasa PLL-a, rezultirajući spektar je uvjetovan šumom referentnog oscilatora i nedostatkom (često poput šuma) faznog komparatora i djelitelja u lancu. Dominantna posljedica je obično "kruna" faznog šuma na ravnom dijelu tog područja.

Kod vrlo niskih frekvencija, šum PLL referentnog oscilatora će izazivati rast faznog šuma samo kad frekvencija pada. Na sreću, nije potrebno se zabrinjavati zbog toga jer drugi prijemni mehanizmi rješavaju taj problem. Isto tako PLL tjuner (birač kanala) ne zadovoljava zahtjeve DVB-T za frekvencijsku stabilnost i točnost tako

da se morao dodati sustav za automatsku kontrolu frekvencije (AFC - *Automatic Frequency Control*). Mogući su različiti načini. Mjerenje se izvodi na signalu prije ili poslije FFT u prijemniku, iz koje je nastao AFC signal. Ovaj signal tada kontrolira jedan istovrstan LO ili, alternativno, digitalni frekvencijski fazni inverter prije FFT. Bez obzira na metodu, AFC petlja će se ponašati kao visikopropusni filter, prigušujući ili smanjujući pogrešku birača kanala i također smanjujući fazni šum vrlo niskih frekvencija unutar njezine širine pojasa .

4.2.11. Praktični primjeri

Izvođenje jednadžbi koje opisuju način rada realnih prijemnika nam služi samo kao alat za moguće istraživanje novih uređaja. Dijagram stanja se može (crtanje Argand dijagrama kompleksne izlazne varijable X_I kod demodulatora) prikazati na zaslonu osciloskopa. U primjerima koji slijede, prikazani su dijagrami stanja za sve nosioce. U svim slučajevima je korištena 64QAM modulacija s "2k" (1705 nosilaca) načinom rada DVB-T. Kod korištenja frekvencijske pretvorbe na višu ili nižu frekvenciju, možemo uvesti fazni šum u kontrolirani lanac kod modulacije faze bilo kojeg oscilatora koji se rabi u postupku frekvencijske pretvorbe. Očito, u ovom slučaju oscilator mora imati dovoljno mali fazni šum kako bi se mogao zanemariti. Ovo se djelomično kontrolira kod provjere "čistoće" dijagrama stanja bez dodane fazne modulacije (vidjeti sliku 4.10).



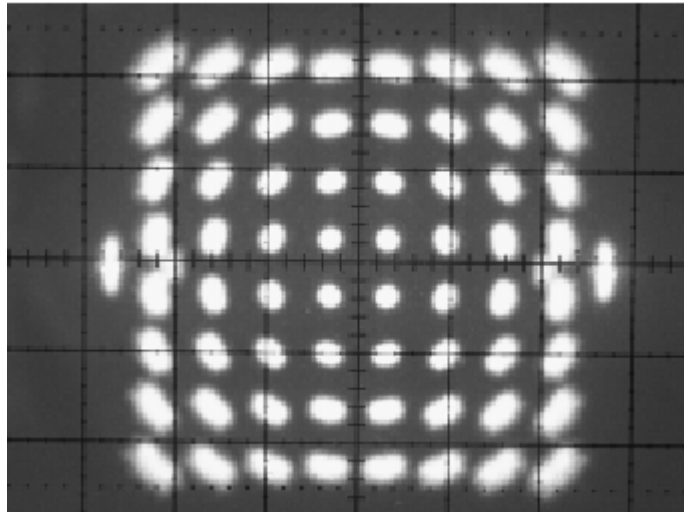
Slika 4.10. "Čisto" demoduliran dijagram stanja 64QAM koji se dobije kada nije primijenjena fazna modulacija

Detaljnije ispitivanje bi bilo mjerenje karakteristika modema s i bez frekvencijske konverzije. Ponderirajuća funkcija nam govori da bi u principu trebalo biti moguće (u laboratoriju) prikazati posljedice CPE i ICI gotovo neovisno kod izbora ubačenog faznog šuma s određenim spektralnim sadržajem. Posebno ako je fazni šum pretežno niskih frekvencija, tada bi trebao biti mali ICI i značajna zajednička fazna pogreška CPE. Nažalost, to je teško neposredno (izravno) pokazati. Iako će CPE postojati u ovoj situaciji, ostali prijemni krugovi će smanjiti njezinu amplitudu:

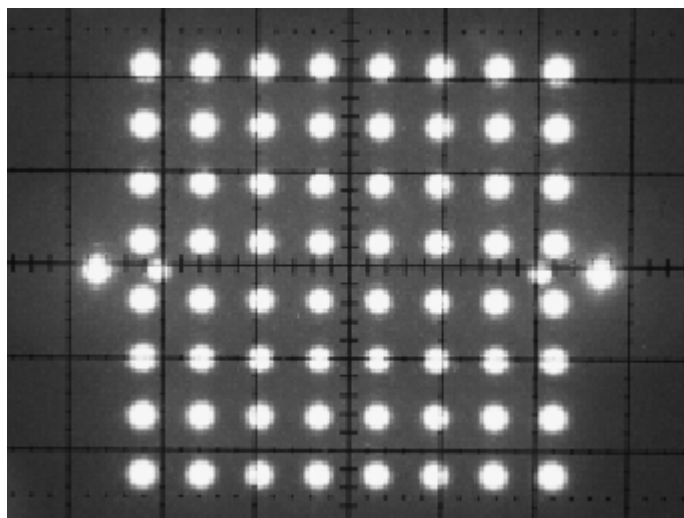
- kako je već poznato, AFC smanjuje niskofrekvencijski fazni šum unutar širine pojasa AFC petlje (tako smanjuje i CPE i malen iznos ICI koje uzrokuje niskofrekvencijski fazni šum);
- niskofrekvencijski efekt CPE koji je preostao se zatim smanjuje kanalnim kompenzatorom (koji slijedi efekt proizvoljnog povećanje i faznog odziv kanala za svaki frekvencijski nosioc) .

To pokazuje da se CPE teško može izolirati. Ovo također pokazuje da CPE korekcija je redundantna, tj. da nije neophodna. AFC širina pojasa je mala, red veličine nekoliko desetaka Hz, jer kanalni kompenzator za DVB-T načelno ne može imati trenutnu širinu pojasa veću od jedne četvrtine OFDM brzine prijenosa simbola (a u praksi je nešto niži). Budući da nam CPE ponderirajuća funkcija govori da je spektar faznog šuma do otprilike brzine prijenosa odgovoran za većinski CPE, iz tog proizlazi da spektar trajanja između 0.15 - 1.1 brzine prijenosa će uzrokovati CPE koji ne bi značajno smanjili upotrebom AFC ili kanalnim kompenzatora, ali mogli bi ispraviti CPE krugom za korekciju. Da li je potrebno imati takav krug ovisi o tome kako veliki fazni šum je prisutan u ovom dijelu spektra lokalnog oscilatora koji se koristi. Ove frekvencijske komponente faznog šuma također izazivaju neki ICI - to veću kako frekvencija raste unutar tog područja.

Promotrimo sada neke primjere. Posljedica ubacivanja niskofrekvencijske fazne smetnje (u obliku sinusoidalnog fazno moduliranog signala od 600 Hz, s devijacijom od 0.06 rad) je prikazano na slici 11. To je "čisti" dijagram stanja koji rotira oko svoje nominalne pozicije.

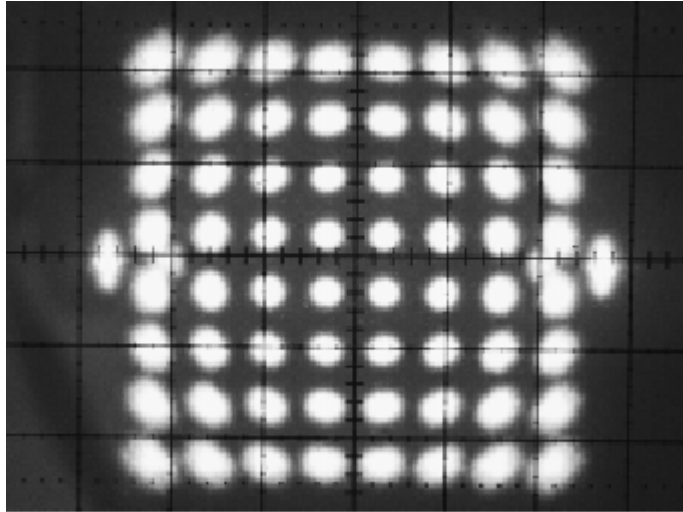


Slika 4.11. 64-QAM dijagram stanja kada se primjenjuje fazna modulacija s 600 Hz s uočljivom rotacijom CPE

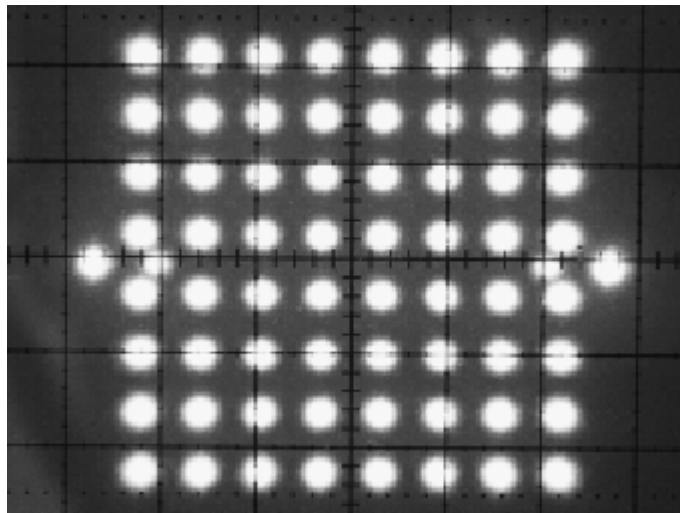


Slika 4.12. Dijagram stanja kada se primjenjuje fazna modulacija 600 Hz (kao i na slici 4.11), ali s CPE korekcijom koja je uklonila rotaciju

Na slici 4.12. uzeti su uvjeti kao i na slici 4.11, osim što postoje krugovi za korekciju zajedničke fazne pogreške CPE. Ovo jasno pokazuje da se CPE može ukloniti. Ako se frekvencija fazne modulacije povisi na 2 kHz, s istom devijacijom, ICI je će još porasti.

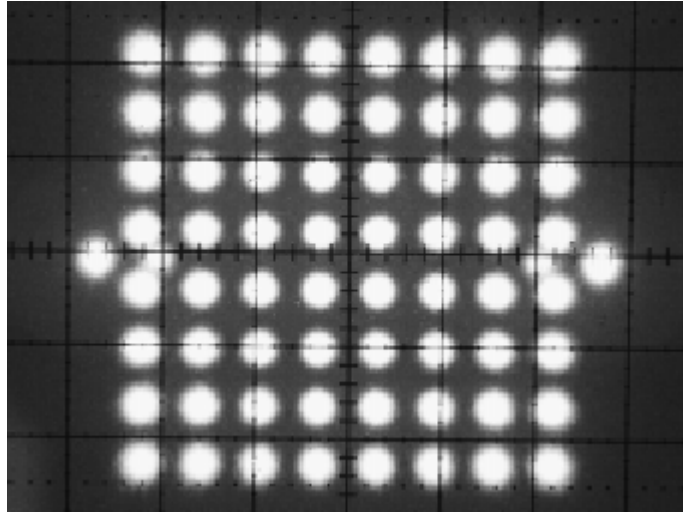


Slika 4.13. Dijagram stanja kada se primjenjuje fazna modulacija 2 kHz s uočljivom rotacijom CPE



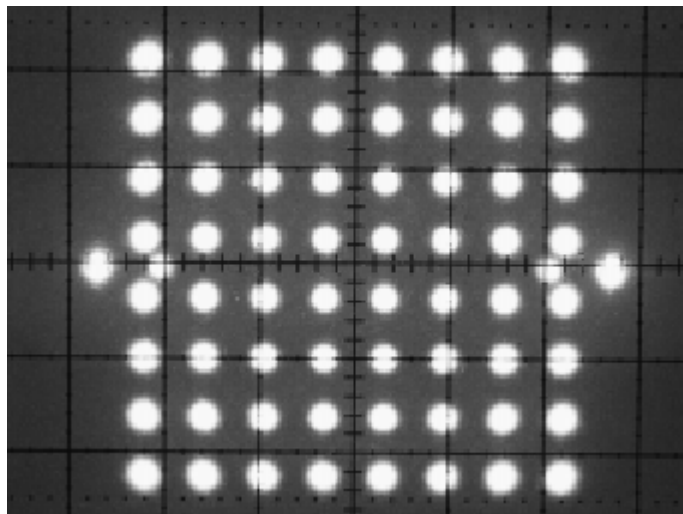
Slika 4.14. Dijagram stanja kada se primjenjuje fazna modulacija s 2 kHz (kao na slici 4.13), ali s CPE korekcijom te uočljivim zaostalim "mrljama"

Slike 4.14 i 4.13 predstavljaju dijagrame stanja sa i bez CPE korekcija, slika 4.14 pokazuje zaostali ICI nakon CPE korekcije. Slika 4.15 pokazuje rezultat kada frekvencija fazne modulacije poveća na 5 kHz, bez CPE korekcije. U ovom slučaju nema gotovo nikakve CPE pa omogućavanje CPE korekcije ne stvara razliku pa nije ni prikazana. Svojstvo šuma poput mrlja je "čisti" ICI.



Slika 4.15. Dijagram stanja kada se primjenjuje fazna modulacija s 5 kHz, bez CPE korekcije te uočljivim "mrljama" ICI, ali zanemarivom rotacijom CPE

slika 4.16. predstavlja dijagram stanja dobiven mjerenjem vrlo dobrog prototipa "kućnog" UHF birača kanala koji je korišten zajedno s BBC-vm demodulatorom.



Slika 4.16 Dijagram stanja kada se koristi prototip kućnog birača kanala.

U ovom slučaju CPE je zanemariv, ali postoji ICI

U ovom slučaju razina faznog šuma je dovoljna da uzrokuje vidljive mrlje ICI, ali spektar faznog šuma je takav da ima vrlo mali CPE, i tako omogućava CPE korekciju (nije prikazana) koja stvara nevidljivu razliku. Mala razlika u performansama, kada je korekcija omogućena, može se izmjeriti samo u nekim okolnostima. Ipak, drugi prototipovi birača kanala koji su ispitani pokazuju vidljivu razliku s CPE korekcijom, tako da svaki slučaj mora biti zasebno provjeren.

4.2.12. Efekt faznog šuma: zaključak

Analiza efekta faznog šuma na OFDM signal, kakav se koristi u DVB-T sustavu za digitalnu zemaljsku televiziju, pokazuje dva značajna efekta:

- zajedničku faznu pogrešku (CPE) koja nastaje na svim nosiocima - tj. dijagram stanja signala unutar određenog simbola rotira za određeni kut za sve nosioce. Ovaj efekt se može ispraviti pomoću "pilot signala" (referentna informacija) unutar određenog simbola.
- termički šum (tj. zamućivanje prije rotacije dijagrama stanja), koji je različit od nosioca do nosioca. Ovaj efekt odgovara obliku interferencije među nosiocima (ICI). On se može protumačiti kao gubitak ortogonalnosti.

CPE i ICI efekti mogu biti jednostavno izmjereni kod traženja sume ponderirajuće funkcije spektra faznog šuma. Ovo pomaže vizualizaciji i izračunavanju. Za CPE, ponderirajuća funkcija je: $W_{CPE}(f) = \text{sinc}^2(f/f_u)$. To znači da je samo niskofrekvencijski dio spektra faznog šuma (uzevši od frekvencije nula do frekvencije razmaka nosilaca) važan za CPE, dok spektar faznog šuma ne pokazuje povećanje energije s frekvencijom.

Ponderirajuća funkcija za ICI je komplement od CPE. Tako, svi dijelovi spektra faznog šuma osim najnižih frekvencija pridonose s podjednakom snagom na ICI. "Važnost" vrlo niskih frekvencija je mala, iako bi njihov učinak katkad mogao prevladavati kod velikih amplituda. Ova jednostavna predodžba prije nije bila očita. Ponderirajuća funkcija može biti korištena u procjeni veličine za koju će fazni šum određenog oscilatora pokvariti performanse COFDM sustava. Ako je šum oscilatora prevelik projektant mora usmjeriti pažnju na one dijelove spektra faznog šuma u kojima se treba provesti poboljšanje.

Što se događa kada se broj nosilaca u COFDM sustavu promijeni, a širina pojasa sustava je konstantna?:

- Zajednička fazna pogreška pada kako pada razmak nosilaca, ako je spektar faznog šuma širok, ili ostaje konstantna ako je spektar faznog šuma pretežno uzak.
- Interferencija među nosiocima (važna za digitalnu zemaljsku televiziju, ne nalikuje na CPE, ne može biti ispravljena) ostaje otprilike konstantna kako se mijenja razmak nosilaca, pod uvjetom da je spektar faznog šuma lokalnog oscilatora pretežno širok. Samo ako je spektar pretežno uzak, u

usporedbi sa širokopojasnim pragom šuma čiji je razina niska, ICI postaje znatno lošiji kako razmak nosilaca pada.

Praktični oscilator često imaju spektar koji je smješten između ova dva ekstremna slučaja. Njihovo ponašanje treba biti proračunato za svaki pojedini slučaj. U DVB-T prijemniku treba voditi računa na koji je način oblikovan spektar faznog šuma PLL i AFC petljom.

4.3. Interferencija

Kada promatramo interferenciju moramo se podsjetiti pojma zaštitni omjer. Iznos zaštitnog omjera (PR) utvrđen je za 8 MHz (VHF i UHF) i za 7 MHz (samo VHF) kanal. On je definiran u ITU standardima: ITU-R Rec. XYZ i ITU-R Rec. BT. 655. Zaštitni omjeri su dani u dB i iznose za spektralno prigušenje izvan kanala za DVB-T odašiljače 40 dB. Iznos od 40 dB se koristio samo kod mjerenja i nije neophodan za realne DVB-T odašiljače. Zaštitni omjeri za određene interferencije bi trebali biti određeni bez šuma ili drugih interferencija za poboljšanje kvalitete.

Poboljšanje kvalitete:

- za željeni DVB-T signal su zahtijevani zaštitni omjeri mjereni uz $BER=2 \cdot 10^{-4}$ nakon Viterbi dekodiranja, odgovarajući $BER < 1 \cdot 10^{-11}$ na ulaznu MPEG-2 demultipleksera, i otprilike jedna neispravljena pogreška na sat. U slučaju digitalnog signala kao željenog signala, ukupna vrijednost zaštitnog omjera sastoji se od interferencije od troposfere i kontinuirane interferencije. Iz praktičnih razloga, mjerenja za poboljšanje kvalitete se često izvode na granici kvalitete sustava.
- za analognu televiziju je željena kvaliteta slike stupnja 3 (interferencija od troposfere) i stupnja 4 (kontinuirana interferencija).

Referentna snaga za zaštitni omjer je procijenjena:

- za DVB-T, prosječna snaga COFDM signala u mjerenoj širini pojasa sustava;
- za analognu televiziju, općenito, korijen iz srednje vrijednosti snage signala slike, ili u slučaju SECAM L, korijen iz srednje vrijednosti snage signala vršne razine bijelog.

Standard je ITU-R Preporuka Rec. ITU-R. XYZ: " Kriteriji planiranja za digitalne zemaljske televizijske usluge u VHF/UHF televizijskom pojasu" ("Planning Criteria for Digital Terrestrial Television Services in the VHF/UHF Television Bands").

Sve frekvencije i frekvencijske razlike bi trebale biti povezane s nosiocem slike (ili s nosiocem tona, u slučaju zaštitnog omjera za analogni signal tona) i centralnom frekvencijom digitalnog kanala. Načini rada M1, M2 i M3 DVB-T sustava su usvojeni od strane ITU-R kao tipični predstavnici načina rada u sustavu. Iznosi zaštitnih omjera su najčešće dani za ta tri načina rada (za ostale načine rada mogu se izvesti iz ovih iznosa).

4.3.1. Interferencija DVB-T i DVB-T

Tablica 4.1 prikazuje međukanalni zaštitni omjer (zaokružen na najbliži cijeli broj) dobiven mjerenjem (*) ili ekstrapolacijom(**). Zaštitni omjeri za različite načine rada i za različite tipove kanala (Gauss, Rice ili Raleigh) se mogu izvesti iz

ITU način rada	Modulacija	Zaštitno kodiranje	PR(*) Gauss	PR(**)Rice	PR(**) Rayleight
	QPSK	1/2	5	7	8
M1	16-QAM	1/2		13	14
	16-QAM	3/4	14	16	20
M2	64-QAM	1/2		18	19
M3	64-QAM	2/3	19	20	22

Tablica 4.1. Međukanalni zaštitni omjer (u dB) za interferenciju DVB-T s DVB-T traženog omjera C/N određenog u tablicama 5.2, 5.4 i 5.5 uvećanog zbog unesenih gubitaka u sustav Δ_1 za 3 dB. Za primanje signala fiksnim i prijenosnim prijemnicima, iznose za Riceov i Rayleighev kanal treba posebno odrediti. Za interferenciju između nosioca slike i susjednog kanala se pretpostavljaju zaštitni omjeri od -40 dB kao prikladna vrijednost zbog nedostatka podataka. Za preklapanje kanala, u odsutnosti mjernih informacija, zaštitni omjer bi trebao biti ekstrapoliran iz iznosa međukanalnog omjera kao što slijedi:

$$PR = PR(CCI) + 10 \log_{10} (B_0 \cdot B_w) \quad (4.37)$$

gdje je:

PR(CCI) - međukanalni zaštitni omjer

B_0 - širina pojasa (u MHz) u kojem se dva DVB-T signal preklapaju

B_w - širina pojasa (u MHz) za željeni signal

PR = -40 dB bi trebalo koristiti kada formula daje PR < -40 dB.

4.3.2. Interferencija DVB-T i analogne televizije

Zaštitni omjeri za željeni DVB-T primjenjuju se na kontinuiranu interferenciju i na interferenciju od troposfere. U svim tablicama se koristi takozvana ne kontrolirana frekvencija stanja. Uvodeći kontroliranu frekvenciju izmjereni su značajno niži međukanalni zaštitni omjeri. Zbog toga je potrebno daljnje proučavanje korištenja kontroliranog pomaka za DVB-T.

4.3.2.1. Međukanalni zaštitni omjer

Spomenute vrijednosti zaštitnih omjera vrijede za 2k i 8k načine rada. PAL/SECAM iznosi vrijede za sve tipove nosilaca tona koji se koriste u Europi i to:

- MONO FM s jednim nosiocem tona s -10 dB u odnosu na nosilac slike
- Dvostruki FM i FM + NICAM s dva nosioca tona na -13 dB i -20 dB
- AM + NICAM s dva neovisna nosioca tona na -10 dB i -27 dB.

Modulacija	Zaštitni omjer														
	QPSK					16-QAM					64-QAM				
Zaštitno kodiranje	1/2	2/3	3/4	5/6	7/8	1/2	2/3	3/4	5/6	7/8	1/2	2/3	3/4	5/6	7/8
ITU način rada						M1					M2	M3			
CW i PAL/SECAM s teletekom i nosiocem tona (dB)	-12	-8	-5	2	6	-8	-4	0	9	16	-3	4	10	17	24

Tablica 4.2. Međukanalni zaštitni omjeri za DVB-T s širinom kanala od 7 i 8 MHz kod interferencije s analognom televizijom i CW (ne kontrolirana frekvencija)

Vrijednost sadržane u tablici 4.2 pokazuju sadašnje poznavanje ponašanja DVB-T uređaja i proizlaze iz ograničenog broja mjerenja uglavnom na 2k uređajima. Smatra se da se konačni rezultati neće razlikovati za više od 3 dB.

4.3.2.2. Niži susjedni kanal (N -1)

Željeni signal			Signal s interferencijom	
Sustav	Bw	Način rada	PAL B	PAL I
DVB - T	8 MHz	M1		-43
		M2		-38
		M3		-34
DVB - T	7 MHz	M1	-43	
		M2	-40	
		M3	-37	

Tablica 4.3. Zaštitni omjeri (dB) za DVB-T kod interferencije s nižim susjednim kanalom analogne televizije

4.3.2.3. Viši susjedni kanal (N + 1)

Željeni signal			Signal s interferencijom	
Sustav	Bw	Način rada	PAL B	PAL I
DVB - T	8 MHz	M1		-46
		M2		-40
		M3		-38
DVB - T	7 MHz	M1	-43	
		M2	-38	
		M3	-36	

Tablica 4.4. Zaštitni omjeri (dB) za DVB-T kod interferencije s višim susjednim kanalom analogne televizije

4.3.2.4. Kanal slike

Željeni signal			Signal s interferencijom
Sustav	Bw	Način rada	PAL I
DVB - T	8 MHz	M1	-46
		M2	-40
		M3	-38

Tablica 4.5. Zaštitni omjeri (dB) za DVB-T kod interferencije s analognom televizijom u kanalu slike

Napomena: zaštitni omjeri u ovoj tablici će ovisiti o međufrekvenciji prijemnika.

4.3.2.5. Preklapanje kanala

Značenja vrijednosti zaštitnog omjera za slučaj preklapanja kanala su privremena i trebat će ih potvrditi unutar ITU-R. Razlika frekvencija D_f je frekvencija nosioca slike za analogni televizijski signal umanjena za centralnu frekvenciju DVB-T signal.

DVB-T, 8 MHz (ITU-M3, 64-QAM, 2/3)													
Δf (MHz)	-9,75	-9,25	-8,75	-8,25	-6,75	-3,95	3,75	-2,75	-0,75	2,25	3,25	4,75	5,25
PR	-37	-14	-8	-4	-2	1	4	4	4	2	-1	-29	-36

Tablica 4.6. Zaštitni omjeri (dB) za DVB-T s širinom kanala 8 MHz s interferencijom kod preklapanja PAL B

DVB-T, 7 MHz (ITU-M3, 64-QAM, 2/3)													
Δf (MHz) za B1	-9,25	-8,75	-8,25	-7,75	-6,25	-3,45	-3,25	-2,25	-1,25	-1,75	2,75	4,25	4,75
Δf (MHz) za D	-10,25	-9,75	-9,25	-8,75	-7,25	-3,45	-3,25	-2,25	-1,25	-1,75	2,75	4,25	4,75
PR	-37	-14	-8	-4	-2	1	4	4	4	2	-1	-29	-36

Tablica 4.7. Zaštitni omjeri (dB) za DVB-T sa širinom kanala 7 MHz kod interferencije s preklapanjem PAL B1, D

4.3.3. Interferencija analogne televizije i DVB-T

Vrijednosti za zaštitni omjer koje su bile navođene primjenjive su na interferenciju koju je izazvao jedan izvor. U ovom odlomku zaštitni omjer za interferenciju željenog analognog signala s neželjenim digitalnim signalom, primjenjuje se samo na interferenciju nosioca slike i krominantnog signala, tj. izostavljajući signal tona. Interferencija od tropofere podudara se sa slabljenjem stupnja 3, to je prihvatljivo za kratka vremenska razdoblja, između 1% i 10%. Kontinuirana interferencija se podudara sa slabljenjem stupnja 4, to je prihvatljivo za 50% vremena. Zaštitni omjeri mjereni za željeni analogni televizijski signal bi trebali biti određeni pomoću metode određene u ANNEX Rec. ITU-R XYZ. Za međukanalni slučaj, interferencija od DVB-T signala ima sličan efekt kao Gaussov šum iste energije u prijemnoj širini pojasa.

4.3.3.1. Međukanalni zaštitni omjer

Željeni analogni signal	Interferencija od troposfere	Kontinuirana interferencija
PAL B, B1, G, D, K	34	40
PAL I	37	41
SECAM L	37	42
SECAM D, K	35	41

Tablica 4.8. Zaštitni omjer (dB) za analogni signal slike pri

interferenciji s DVB-T sa širinom kanala od 8 MHz

Ovi iznosi su uzeti iz norme Rec. ITU-R XYZ i mogu biti nadograđeni rezultatima daljnjih mjerenja.

Željeni analogni signal	Interferencija od troposfere	Kontinuirana interferencija
PAL B	35	41

Tablica 4.9. Zaštitni omjer (dB) za analogni signal slike pri

interferenciji s DVB-T sa širinom kanala od 7 MHz

Ovi iznosi su uzeti iz norme Rec. ITU-R XYZ i mogu biti nadograđeni rezultatima daljnjih mjerenja.

4.3.3.2. Niži susjedni kanal (N - 1)

Željeni analogni signal	Interferencija od troposfere	Kontinuirana inerferencija
PAL B1, G, D, K	-7	-4
PAL I	-8	-4
SECAM L	-9	-7
SECAM D, K	-5	-1

Tablica 4.10. Zaštitni omjer (dB) za analogni signal slike kod interferencije

s nižim DVB-T susjednim kanal širine 8 MHz

Željeni analogni signal	Interferencija od troposfere	kontinuirana inerferencija
PAL B	-11	-4

Tablica 4.11. Zaštitni omjer (dB) za analogni signal slike kod interferencije

s nižim DVB-T susjednim kanal širine 7 MHz

4.3.3.3. Viši susjedni kanal (N + 1)

Željeni analogni signal	Interferencija od troposfere	Kontinuirana inerferencija
PAL B1, G	-9	-7
PAL I	-10	-6
SECAM L	-1	-1
SECAM D, K	-8	-5

Tablica 4.12. Zaštitni omjer (dB) za analogni signal slike kod interferencije s višim DVB-T susjednim kanal širine 8 MHz

Željeni analogni signal	Interferencija od troposfere	Kontinuirana inerferencija
PAL B	-5	-3

Tablica 4.13. Zaštitni omjer (dB) za analogni signal slike kod interferencije s višim DVB-T susjednim kanal širine 7 MHz

4.3.3.4. Kanal slike

Željeni analogni signal	Neželjeni DVB-T kanal	Interferencija od troposfere	Kontinuirana inerferencija
PAL B1, G	n+9	-19	-15
SECAM L	n-9	-25	-22
SECAM D, K	n+8	-16	-11
SECAM D, K	n-9	-16	-11

Tablica 4.14. Zaštitni omjer (dB) za analogni signal slike kod interferencije s kanalom slike DVB-T sa širinom kanala 8 MHz

4.3.3.5. Preklapanje kanala

Tablice 4.15 i 4.16 prikazuju vrijednosti zaštitnih omjera (dB) za PAL B, odnosno PAL B1 i PAL D signal slike pri interferenciji s preklapajućim DVB-T kanalom širine 8 MHz, odnosno 7 MHz. Tablica 4.15 proizlazi iz tablice 4.16, vezane za interferenciju neželjenog DVB-T signala sa širinom kanala od 7 MHz.

Frekvencijska razlika između DVB-T i PAL		
Centralna frek. DVB-T - frek. nosioca slike analognaog signala	Interferencija od troposfere	Kontinuirana inerferencija
-7,25	-11	-6
-5,25	-10	-1
-3,75	13	20
-3,25	24	31
-2,75	30	36
-2,25	33	40
-1,25	34	40
-0,25	34	40
2,75 međukanal n	34	40
4,75	34	40
5,75	33	39
7,75	27	35
8,25	24	33
8,75	19	28
9,25	5	12
10,75 kanal n-1	-5	-3
12,75	-7	-2

Tablica 4.15. Zaštitni omjer (dB) za PAL B signal slike pri interferenciji s preklapajućim DVB-T kanalom širine 8 MHz

Frekvencijska razlika između DVB-T i PAL		
Centralna frek. DVB-T - frek. nosioca slike analognaog signala	Interferencija od troposfere	Kontinuirana inerferencija
-7,75	-13	-8
-4,75 kanal n+1	-10	-4
-4,25	-4	2
-3,75	14	21
-3,25	25	32
-2,75	31	37
-1,75	34	41
-0,75	35	41
2,25 međukanal n	35	41
4,25	35	41
5,25	32	38
7,25	25	34
7,75	20	29
8,25	6	13
8,75	-5	-2
9,25 kanal n-1	-7	-4
12,25	-9	-3

Tablica 4.16. Zaštitni omjer (dB) za PAL B1, D signal slike pri interferenciji s preklapajućim DVB-T kanalom širine 7 MHz

4.3.4. Interferencija signal tona analogne televizije i DVB-T

Preporučeni iznosi odnosa signal/šum S/N za ton analognog signala:

- -40 dB za interferenciju od troposfere (približno slabljenje stupanja 3)
- -48 dB za kontinuiranu interferenciju (približno slabljenje stupanja 4).

Preporučeni broj pogrešaka BER za NICAM digitalni tonski signal:

- $1 \cdot 10^{-4}$ za interferenciju od troposfere (približno slabljenje stupanja 3)
- $1 \cdot 10^{-5}$ za kontinuiranu interferenciju (približno slabljenje stupanja 4).

U slučaju da se odašilju dva tonska nosioca, svaki od njih treba promatrati posebno.

Željeni signal tona		Zaštitni omjer u dB	
		DVB-T 7 MHz	DVB-T 8 MHz
FM	Interferencija od troposfere	6	5
	Kontinuirana interferencija	16	15

Tablica 4.17. Zaštitni omjer (dB) za tonski signal analogne televizije pri interferenciji s DVB-T

0 kHz je frekvencija odvajanja između željenog tonskog nosioca i centralne frekvencije DVB-T signala.

DVB-T 8MHz (Frekvencijska razlika Δf = centralna frekvencija DVB-T signala - centralna frekvencija FM tonskog signala u MHz)									
Razlika frekvencija Δf	-5*	-4,2*	-4	-3,5	0	3,5	4	4,2	4,5
Interferencija od troposfere	-1	-1	4	5	5	4	2	-18	-33
Kontinuirana interferencija	8	8	13	15	15	14	11	-12	-28

Tablica 4.18. Zaštitni omjer (dB) za FM tonski signal analogne televizije pri interferenciji s DVB-T signalom sa širinom kanala od 8 MHz

* zahtijevana je veća zaštita na nižim frekvencijama zbog izobličenja među nosiocima slike.

DVB-T 7 MHz (Frekvencijska razlika Δf = centralna frekvencija DVB-T signala - centralna frekvencija FM tonskog signala u MHz)									
Razlika frekvencija Δf	-5*	-3,7*	-3,5	-3	0	3	3,5	3,7	>4
Interferencija od troposfere	0	0	5	6	6	5	3	-17	< -32
Kontinuirana interferencija	9	9	14	16	16	15	12	-11	< -27

Tablica 4.19. Zaštitni omjer (dB) za FM tonski signal analogne televizije pri interferenciji s DVB-T signalom sa širinom kanala od 7 MHz

* zahtijevana je veća zaštita na nižim frekvencijama zbog izobličenja među nosiocima slike.

4.3.5. Interferencija DVB-T i T-DAB

T-DAB (*Terrestrial Digital Audio Broadcasting*) – zemaljsko odašiljanje digitalnog audiosignala.

DVB-T, 8 MHz (ITU-M3, 64-QAM, 2/3)									
Δf = centralna frekvencija T-DAB - centralna frekvencija DVBT									
Δf (MHz)	-5	-4,2	-4	0,3	0	3	4	4,2	5
PR (dB)	-30	-6	-5	28	29	28	-5	-6	-30

Tablica 4.20. Zaštitni omjer (dB) za DVB-T signal sa širinom kanala 8 MHz pri interferenciji s T-DAB

DVB-T, 7 MHz (ITU-M3, 64-QAM, 2/3)									
Δf = centralna frekvencija T-DAB - centralna frekvencija DVBT									
Δf (MHz)	-4,5	-3,7	-3,5	-2,5	0	2,5	3,5	3,7	4,5
PR (dB)	-30	-6	-5	28	29	28	-5	-6	-30

Tablica 4.21. Zaštitni omjer (dB) za DVB-T signal sa širinom kanala 7 MHz pri interferenciji s T-DAB

4.3.6. Interferencija T-DAB i DVB-T

DVB-T, 8 MHz (ITU-M3, 64-QAM, 2/3)									
Δf = centralna frekvencija DVB-T - centralna frekvencija T-DAB									
Δf (MHz)	-5	-4,2	-4	-3	0	3	4	4,2	5
PR (dB)	-50	1	0	1	1	1	0	-1	

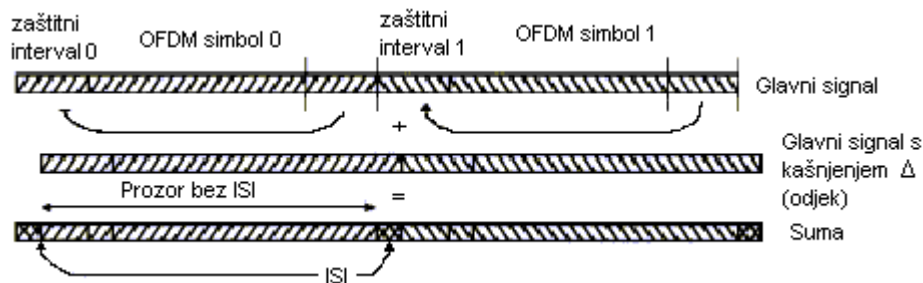
Tablica 4.22. Zaštitni omjer (dB) za T-DAB pri interferenciji s DVB-T signalom sa širinom kanala od 8 MHz

DVB-T, 8 MHz (ITU-M3, 64-QAM, 2/3)									
Δf = centralna frekvencija DVB-T - centralna frekvencija T-DAB									
Δf (MHz)	-4,5	-3,7	-3,5	-2,5	0	2,5	3,5	7	4,5
PR (dB)	-49	0	1	2	2	2	1	0	-49

Tablica 4.23. Zaštitni omjer (dB) za T-DAB pri interferenciji s DVB-T signalom sa širinom kanala od 7 MHz

4.4. Odjek

Odjek je kopija originalnog signala koji vremenski kasni. Problemi se događaju kada se jedan OFDM simbol preklapa sa sljedećim. Nema korelacije između dva uzastopna OFDM simbol i zato interferencija jednog simbola s drugim će dati izobličeni signal. Budući da se koristi modulacija s velikom spektralnom djelotvornošću, interferencija signala jako sličij bijelom šumu. DVB-T standard kao rješenje predlaže dodavanje kopije posljednjeg dijela OFDM simbola u prednji dio simbola. Takav zaštitni interval štiti OFDM simbol od djelovanja njegova prethodnika, kako je prikazano na slici 4.24.



Slika 4.24. Zaštita OFDM simbola

Kada postoji ISI, rezultirajući odnos signal/šum se može prikazati kao:

$$\text{SNR} = 10 \cdot \log \left(\frac{A \cdot t}{A' \cdot T_u} \right) \quad (\text{dB}) \quad (4.38.)$$

gdje je:

A' – snaga odjeka

A – snaga originalnog signala

t – trajanje interferencije u kompleksnim uzorcima

T_u – trajanje OFDM simbola bez zaštitnog intervala

T_g – trajanje zaštitnog intervala

Prijemnik mora pronaći prozor trajanja T_u unutar vremena trajanja okvira $T_u + T_g$ da ISI bude najmanji.

OFDM metoda koristi N nosilaca. Zahtjeva se barem N kompleksnih diskretnih vremenskih uzoraka za prikazivanje OFDM simbola. N kompleksnih uzoraka u vremenskoj domeni $(0 \dots N - 1)$ daje za jedan podnosioc k moduliran s C_k unutar OFDM simbola:

$$s_{\text{ofdm}_k}[\mathbf{n}] = \frac{C_k}{N} \cdot e^{j\frac{2\pi}{N}k \cdot n} \quad (4.39)$$

gdje je:

N – broj korištenih podnosilaca i uzoraka u vremenskoj domeni

n - indeks uzorka u vremenskoj domeni ($0 \dots N-1$)

k – indeks podnosioca ($0 \dots N-1$)

C_k – informacija o fazi i amplitudi za odašiljanje

k i C_k su konstante za jedan podnosilac za vrijeme trajanja perioda OFDM simbola. Kada promotrimo jednadžbu (4.39), izgleda da N kompleksnih uzoraka za podnosioc k rotiraju točno k krugova u kompleksnoj ravnini za vrijeme trajanja korisnog perioda OFDM simbol.

Potpuni simbol u vremenskoj domeni dobije se iz N podnosilaca superponiranjem ovih valova:

$$s_{\text{ofdm}}[\mathbf{n}] = \sum_{k=0}^{N-1} s_{\text{ofdm}_k}[\mathbf{n}] \quad (4.40)$$

Unutar DVB-T prijemnika, OFDM signal se analizira kod primjene FFT na signal u vremenskoj domeni. Originalno odaslana informacija se rekonstruira kod uspoređivanja svakog podnosioca s referentnim podnosiocem poznate faze i amplitude i jednake frekvencije:

$$s_{\text{ref}_k}[\mathbf{n}] = 1 \cdot e^{j\frac{2\pi}{N}k \cdot n} \quad (4.41)$$

Kao rezultat ortogonalnosti N podnosilaca, dobije se rezultat jednak nuli za FFT za bilo koji drugi podnosioc osim referentnog:

$$(l \neq k) \Rightarrow \sum_{n=0}^{N-1} \frac{s_{\text{ofdm}_l}[\mathbf{n}]}{s_{\text{ref}_k}[\mathbf{n}]} = 0 \quad (4.42)$$

Zato se posebno emitira informacija za podnosioc k , cijeli OFDM simbol se može analizirati bez pogreške pomoću FFT:

$$\sum_{n=0}^{N-1} \frac{s_{\text{ofdm}}[\mathbf{n}]}{s_{\text{ref}_k}[\mathbf{n}]} = C'_k \quad (4.43)$$

u kojem je C'_k rekonstruirana faza i amplituda informacije.

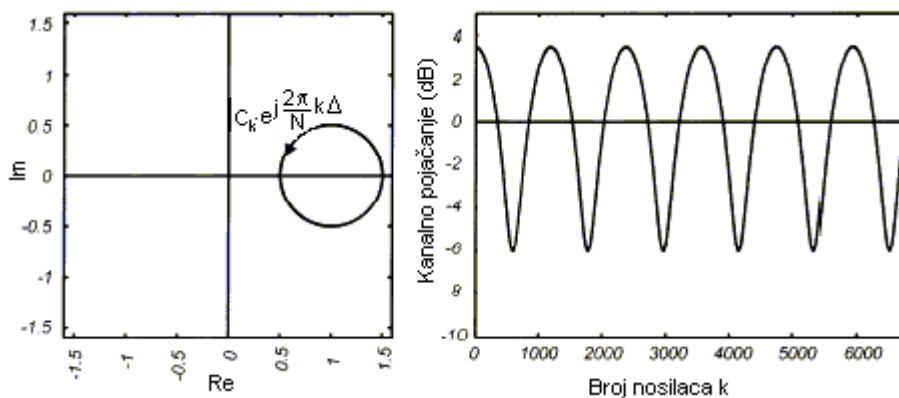
Ako prijemnik primi zakašnjeli ulazni signal, jednadžba (4.39) se može zamjeniti s

$$s_{\text{ofdm}_k}[n] = \frac{C_k}{N} \cdot e^{j\frac{2\pi}{N}k(n-\Delta)} \quad (4.44)$$

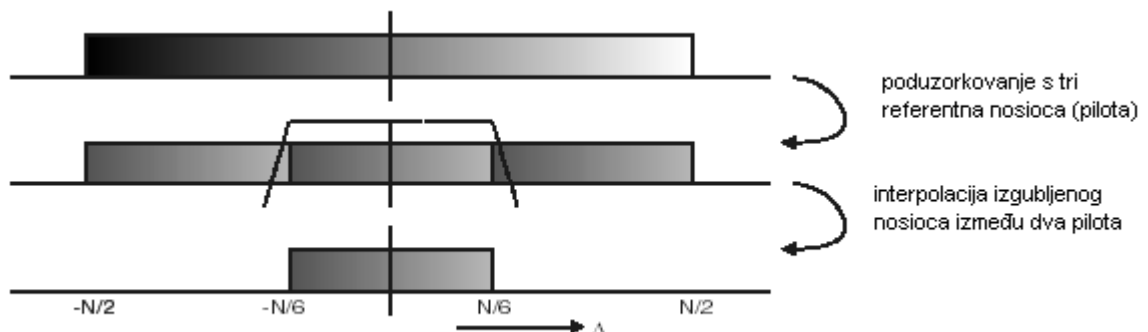
gdje je Δ kašnjenje kompleksnog uzorka. Tada, ovo daje na izlazu iz FFT:

$$\sum_{n=0}^{N-1} \frac{s_{\text{ofdm}_k}[n]}{s_{\text{ref}_k}[n]} = C'_k \cdot e^{j\frac{2\pi}{N}k\Delta} \quad (4.45)$$

Jednadžba (4.45) predstavlja kašnjenje ulaznog signala izazvanog rotacijom nosilaca u frekvencijskoj domeni. Dodavanje ovog zakašnjelog signala originalnom signalu će izazvati smanjivanje ili pojačavanje različitih dijelova frekvencijske domene. Ovaj efekt je grafički prikazan na slici 4.25. Kako bi rekonstruirali ovo izobličenje u kanalu, OFDM simboli sadrže referentne signale (takozvani piloti). Svi su oni modulirani s poznatom fazom i amplitudom informacije C_k . Nakon

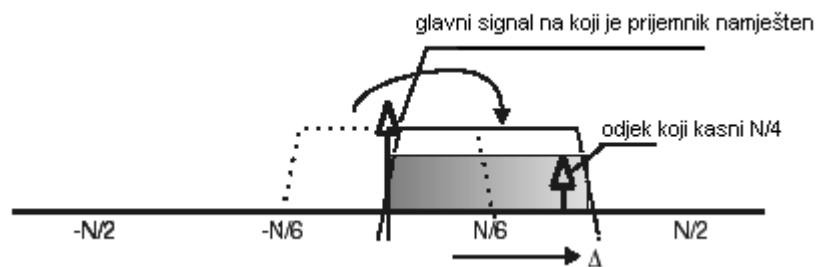


Slika 4.25. Efekt slabljenja odjeka



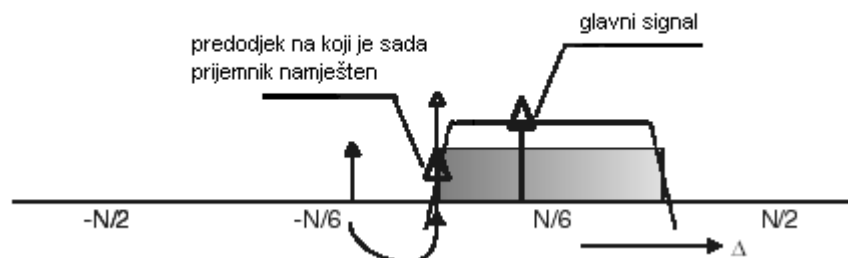
Slika 4.26. Ograničenja zbog korištenja malog broja referentnih signala

"prikupljanja" pilota iz četiri simbola, kanalna informacija je raspoloživa na svakom trećem podnosiocu. Izgubljena informacija za dva podnosioca između referentnih signala dobije se interpolacijom. Naravno, ovaj interpolirani niz ima granicu na najvišoj frekvenciji izobličenja i zbog najvećeg odjeka. Slika 4.26 prikazuje ovo ograničenje kada se koristi standardna interpolacijska tehnika. Iznos kašnjenja od $-N/6$ i $N/6$ može se kompenzirati. OFDM simbol je zaštićen zaštitnim intervalom za odjeke koji kasne do $N/4$. Zbog toga se čini razumno premještanje područja interpolacijskog filtra u područje kašnjenja od 0 do $N/3$ (pogledati sliku 4.27).



Slika 4.27. Pomak interpolacijskog filtra u područje kašnjenja od 0 do $N/3$

Kada prijemnik pohrani najjači signal umjesto najbližeg u slučaju predodjeka, može se vidjeti da ovaj predodjek nije važan kod pomaknutog interpolacijskog filtra. Ovaj predodjek kod $-\Delta$ se preklapa u područje interpolacijskog filtra za odjek $N/3-\Delta$. Uz to sinkronizacijom na ovaj način, predodjek izaziva ISI. Za točnu rekonstrukciju izobličenog kanala interpolacijskim filtrom, FFT ulazni signal mora kasniti. Prijemnik se tada sinkronizira na predodjek što će dati kanalno izobličenje prikazano na slici 4.28. Interpolacijski filter mora riješiti ovo izobličenje i zato se odaslana originalna informacija može primiti bez pogreške.

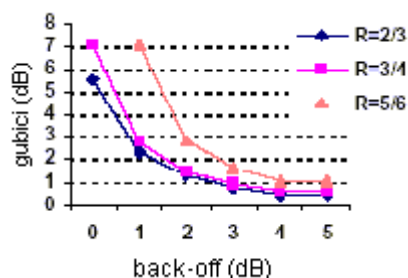


Slika 4.28. Kašnjenje ulaznog FFT signala s pomaknutim odjekom u područje interpolacijskog filtra

U slučaju sinkronizacije na slabi predodjek, prijemnik mora moći detektirati nazočnost predodjeka. Odjeci se mogu detektirati kod obavljanja inverzne Fourierove transformacije na raspoloživom referentnim nosiocima. Ovo daje kanalni impulsni odziv. Impulsni odziv se može pretraživati da bi se pronašli predodjeci.

4.5. Nelinearni efekti

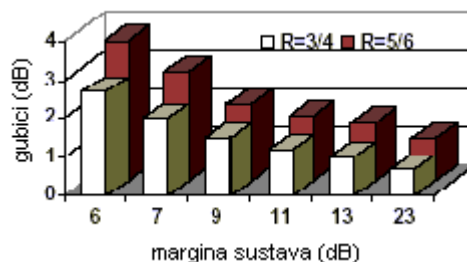
Ponašanje gubitaka implementiranih u sustav zbog nelinearnih efekata u odašiljaču i profesionalnim repetitorima su mjerena različitom opremom i u različitim DVB-T načinima rada. Slika 4.29. predstavlja tipično ponašanje zaštitne kodove 2/3, 3/4 i 5/6 (8k, 64QAM, 1/4 zaštitni interval).



Slika 4.29. Nelinearni efekti u DVB-T

4.6. Povratna veza u SFN

Kada koristimo profesionalne repetitore u SFN za pokrivanje područja u sjeni glavnog odašiljača, mrežni dizajner izabire različite dobiti odašiljača kako bi povećao pokrivanje, ali se izbjegava negativan efekt povećanja dobitka zbog ograničenja povratne veze. Slika 4.30 predstavlja ponašanje implementiranih gubitaka zbog pozitivne povratne veze u tipičnim odašiljačima.



Slika 4.30. Korištenje signala odašiljača u SFN

5. DVB-T sustav

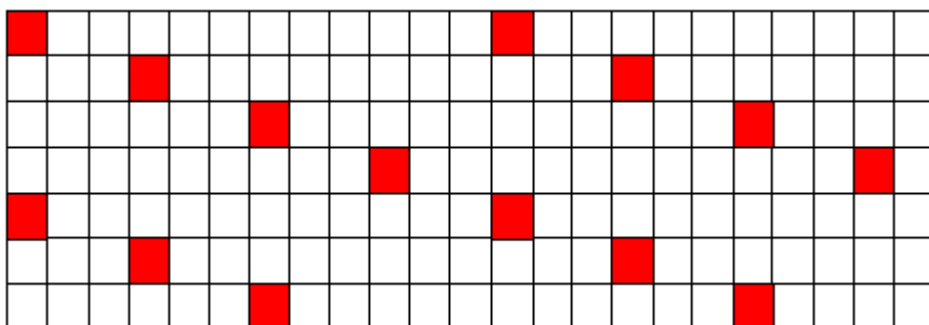
5.1. Princip rada DVB-T prijemnika

Simulacije i hardverski testovi DVB-T sustava su pokazali da ovisno o primjenjenom prijemnom algoritmu, T-DAB model (on je prije razvijen i dosad rašireniji) ne bi mogao zadovoljiti tražene performanse DVB-T sustava. Glavni razlog je korištenje različitih vrsta demodulacija za ta dva sustava:

- T-DAB sustav zasniva se na diferencijalnoj demodulaciji diferencijalnog QPSK
- DVB-T sustav zasniva se na koherentnoj demodulaciji QPSK ili QAM signala.

Primjenom koherentne demodulacija, DVB-T sustav uravnotežuje amplitudu i fazu različitih nosilaca kod razdjeljivanja primljenih uzoraka (nakon FFT) prilikom procjene frekvencijskog odziva kanala. Ova procjena kanala, koja nije potrebna kod T-DAB sustava, uvedena je u DVB-T sustav zbog različitih algoritama s različitim prednostima i nedostacima, kao npr.:

- zbog vremena i frekvencije umetanja "pilota nosilaca", pravilnim ubacivanjem u emitirani OFDM simbol;
- kod korištenja PLL petlje;
- kod eksploatiranja toka podataka poslije Viterbi dekodiranja u petlju povratne veze (CD3 algoritam).



Slika 5.1. Struktura OFDM simbola za DVB-T sustav.

Struktura OFDM simbola je prikazana na slici 5.1. Piloti su ubačeni u spektar s gustoćom od $1/12$ u frekvencijskoj domeni (D_f) i $1/4$ u vremenskoj domeni (D_t), a

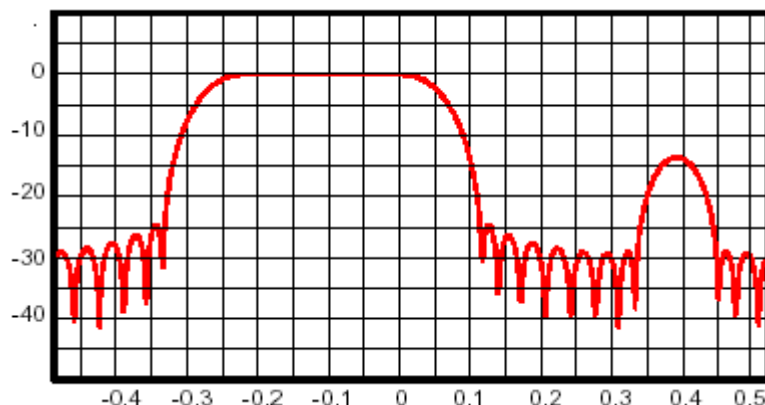
njihove amplitude su veće za 2.5 dB u odnosu na procijenjene amplitude u kanalu s prisutnim šumom.

Procjena kanala se izvodi s pilot ćelijama, jer se odaslan vektor prepoznaje u prijemniku, i tada se procjena izvodi na drugim ćelijama koje nose korisne podatke pomoću interpolacijskog procesa.

Dva algoritma interpolacije pilota predložena unutar DVB-T projekta su:

- 2-D (dvodimenzijski): četiri OFDM simbol se pohranjuju u prijemnik, tada se primjenjuje linearna interpolacija na pilote u vremenskoj domeni, a zatim u frekvencijskoj domeni.
- 1-D (jednodimenzijski): piloti se spremaju u spremnik, a obnavlja se s novim pilotom kad je on primljen (svaki četvrti simbol). Interpolacija u frekvencijskoj domeni primjenjuje se na pilotima u svakom OFDM simbolu.

2D-kanalna procjena je značajna kod složenih prijemnika i dozvoljava vrlo brzo praćenje kanalnih svojstava, dok se 1D-kanalna procjena primjenjuje kod jednostavnih prijemnika. Interpolacija u vremenskoj i frekvencijskoj domeni također dopušta prisustvo malog šuma kod procjene kanalnog odziva. Mogući primjeri prijelazne funkcije za interpolacijski filter u frekvencijskoj domeni prikazani su na slici 5.2. Krivulja je normalizirana s obzirom na korisno trajanje simbol T_u , a zaštitni interval se nalazi između 0 i 0.25. Ovaj proces interpolacije u frekvencijskoj domeni dopušta procjenu kanalnog odziva ako su svi odjeci unutar propusnog područja frekvencije T_F interpolacijskog filtra. Treba napomenuti da isto tako za



Slika 5.2. Primjer transformacijske funkcije interpolacijskog filtra u frekvencijskoj domeni

idealan kvadratni frekvencijski interpolacijski filter, propusno područje T_F ograničeno na $T_U/3$, kako nastali produkti "aliasing" izobličenja pri poduzorkovanju pilota u frekvencijskoj domeni ne bi pali unutar filterskog područja. Za odjeke izvan propusnog područja T_F filtra, frekvencijski interpolator predstavlja prigušenje i procjena kanalnog impulsnog odziva je izobličena. To je razlog zašto odjek izvan zaštitnog intervala nije jednak i zašto je bio smatran kao čista interferencija, predočavajući naglo pogoršanje performansi. Uz to, za kašnjenje odjeka dužeg od $T_U/3$, performanse sustava mogu pokazati dodatno pogoršanje zbog "aliasing" efekta kod procjene kanala.

Za slučaj kraćeg zaštitnog intervala ($T_g = T_U/8, T_U/16, T_U/32$) spomenuti interpolacijski filter može biti korišten za $T_g = T_U/4$, i moguće je ostvariti glatkiju karakteristiku pogreške u sustavu kao kod T-DAB (do $\tau = T_F$). Ipak, kratki zaštitni intervali nisu interesantni za jednofrekvencijske mreže SFN. Naprotiv, CD3 algoritam ne dopušta "aliasing" efekt, tako da se kanalna procjena izvodi za svaku frekvencijsku poziciju, kod nosilaca podataka kao i kod pilota. Zato propusno područje filtra u frekvencijskoj domeni može biti prošireno (na primjer do $T_U/2$). Predstavljen je mogući algoritam za otkrivanje CD3 (za DVB-T signal, bez OFDM referentnog simbola) uz prisutnost odjeka izvan T_g . Ovaj algoritam, obrađujući prosječno nekoliko desetaka OFDM simbola, dozvoljava analiziranje samo kvazistatičkih kanala, i zbog toga nije pogodan za analizu prijema na mobilnim prijemnicima.

Pogreška algoritma za procjenu iznad propusnog područja dodaje efekt ISI i ICI, proizvodeći trenutno pogoršanje performansi u odnosu na kašnjenje odjeka.

Predložen je slijedeći model za računanje ekvivalentnog raspoloživog omjera C/I za DVB-T sustav:

- odjeci unutar zaštitnog intervala Δ dodaju energiju korisnom signalu;
- odjeci izvan zaštitnog interval Δ , ali unutar intervala točne procjene propusnog područja T_F , podijeljeni su na korisnu komponentu i komponentu interferencije (ISI / ICI);
- odjeci izvan propusnog područja T_F pridonose interferenciji.

$$w_i = \begin{cases} 0 & \Delta \leq 0 \\ 1 & 0 < \Delta < T_g \\ \left(\frac{T_u - \Delta + T_g}{T_u} \right)^2 & T_g < \Delta < T_F \\ 0 & \Delta > T_F \end{cases}$$

$$C = \sum_i w_i C_i \quad (5.1)$$

$$I = \sum_i (1 - w_i) C_i$$

gdje je:

C_i - snaga doprinosa i -tog odjeka (prirodna ili umjetna) u ulazu u prijemnik

C – ukupna snaga realnog korisnog signala

I – ukupna efektivna snaga interferiranog signala

w_i - ponderirajući koeficijent za i -tu komponentu

T_F –interval u kojem je procjena točna

Performanse idealnog DVB-T prijemnika za tipičan kanal višestaznim širenjem su prikazane u tablicama 5.2, 5.4 i 5.5. Ovi podaci proizlaze iz kompjutorskih simulacija i ne uzimaju u obzir gubitke implementirane u sustav.

Iz teorijskog razmatranja proizlazi da gubici zbog procjene šuma u kanalu mogu se odrediti iz izraza:

$$I_{CE} = 10 \log \left(1 + \frac{W \cdot k}{\alpha \cdot D} \right) = \begin{cases} 1,8\text{dB} & \text{za } 1D \\ 1,3\text{dB} & \text{za } 2D \end{cases} \quad (5.2)$$

gdje je W (pretpostavljen iznos od 0,3 za zaštitni interval od 1/4) šum ekvivalentan širini pojasa frekvencijskog interpolatora (normalizirano u odnos na T_u), α je razina pojačanja pilota (16/9), D je gustoća pilota nakon vremenske interpolacije ($D=1/3$ za DVB-T), a k je dobitak interpolacijskog filtra u vremenskoj domeni (jednak jedinici za 1D-kanalnu procjenu i 11/16 za 2D-kanalnu procjenu).

Gubitak zbog pojačanja pilota je:

$$I_p = 10 \log \left[\eta_p (1 - \alpha) + \alpha \right] = 0,334\text{dB} \quad (5.3)$$

gdje je η_p (jednak je 6116/6817) pojačanje efikasnosti pilota.

CD3 algoritam za kanalnu procjenu je karakteriziran gubitkom C/N koji ovisi o širini pojasa i vremenskoj domeni filtra. Tipični iznosi su usporedivi s performansama 2D kanalne procjene.

5.2. Teoretski zahtjevi za odnos C/N proizašli iz simulacija

5.2.1. Karakteristika kanala

Karakteristike DVB-T kanal ovise o slučajnim varijablama:

- mjesta primanja;
- prijemne antene;
- vremena.

Podatak o broju odjeka, njihovoj amplitudi, kašnjenju i fazi mijenja se od mjesta do mjesta i iz vremena u vrijeme. Zbog toga je za svako mjesto frekvencijski odziv kanala (karakteristika kanala) drukčiji.

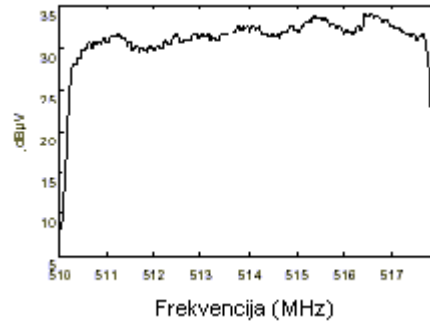
5.2.1.1. Spektar primljenog signala

Frekvencijski spektar primljenog DVB-T signal je mjereno pomoću ESVB i analiziran rezolucijom širine pojasa 120 kHz i korakom 50 kHz. Standardna devijacija (σ) uzorkovanih vrijednosti spektra unutar nominalne širine pojasa ovisno o vrsti odašiljačkog kanala. Tablica 5.1 prikazuje klasifikaciju kanala prema standardnoj devijaciji σ .

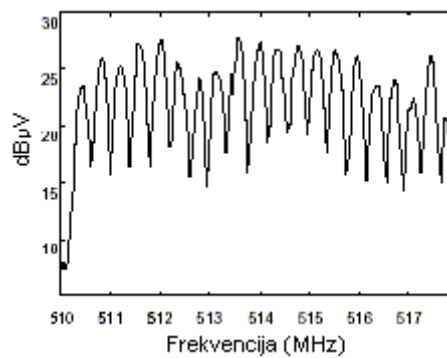
σ	Tip kanala
$\sigma < 1$	Gaussov
$1 < \sigma < 3$	Riceov
$\sigma > 3$	Rayleigh

Tablica 5.1. Vrste kanala

Slike 5.3 i 5.4 prikazuju spektar primljenog signala u Riceovom (tipičan za seoska područja i predgrađa) i Rayleighevom kanalu (tipičan za gradska područja).

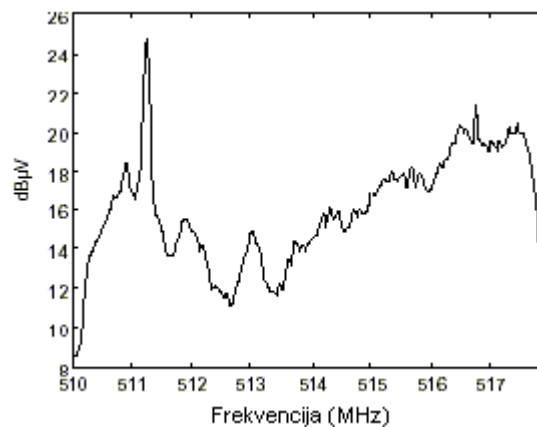


Slika 5.3. DVB-T frekvencijski spektar u Riceovom kanalu ($\sigma=2.04$ dB)



Slika 5.4. DVB-T frekvencijski spektar u Rayleighevom kanalu ($\sigma=3.48$ dB)

Neka područja imaju jaku PAL međukanalnu interferenciju, ali ipak u nekim slučajevima je DVB-T oprema uspjela dekodirati signal i prikazati emitiranu televizijsku sliku. Primljeni spektar u tim točkama prikazan je na slici 5.5.



Slika 5.5. Spektar PAL međukanalne interferencije

5.2.2. Potreban odnos C/N na ulazu u prijemnik – posljedica tipa modulacije i omjera koda pri unutarnjem kodiranju

Isto tako kada je kašnjenje odjeka unutar zaštitnog intervala, omjer ulaznog nosioca i šuma (C/N) pokazuje kod DVB-T sustava ovisnost o karakteristikama kanala (vidjeti tablice 5.2, 5.4 i 5.5). Prisutnost odjeka produkt je frekvencijskog selektivnog slabljenja (usisi na nultoj frekvenciji) unutar širine pojasa signala; dubina i frekvencijska pozicija usisa ovisi o amplitudi i fazi odjeka. Razlog za osjetljivost sustava na karakteristiku kanala je činjenica da usisi oslabljuju (prigušuju) OFDM nosilac (jer je razina šuma konstantna), raste li njihov BER. Međutim, korištenje visoke zaštite pri unutarnjem kodiranju omjeri koda (1/2, 2/3 ili 3/4) omogućava ponovno dobivanje ispravnih informacija za prigušeni nosilac pomoću informacija prenošenih drugim nosiocima, tako da korištenje zaštitnih kodova smanjuje osjetljivost sustava na karakteristike kanala.

Kako je statistička karakterizacija sustava u različitim prihvatnim okolinama kompleksna, izabrana su dva tipična predstavnika kanala u specifikaciji za kompjuterske simulacije, jedan za fiksno primanje usmjerenom antenom (F1, Riceov kanal) i jedan za primanje prijenosnim uređajem (P1, Rayleigh kanal).

Treba znati:

- da ovi kanali nisu lošiji slučaj od neželjenog 0 dB odjeka, koji bi mogao uzrokovati jako postupno slabljenje;
- da ovi kanali uključuju samo relativno kratke prirodne odjeke (do 5.4ms), što je dobro unutar najkraćeg zaštitnog intervala, i zato ne predstavljaju SFN situaciju.

Kako je prikazano u poglavlju 5.1, kada kašnjenje odjeka prekorači iznos intervala ujednačavanja T_F , pojavljuje se strmina prijelaza i efekt odjeka postaje nalik na nekorelirani Gaussov šum interferencije. Za planiranje višefrekvencijskih mreža (MFN), kašnjenje odjeka obično ne može biti točno procijenjeno na svakom mjestu primanja pa se zaštitni interval izabire prema tipičnom kašnjenju odjeka koji se očekuje u području usluga ili u mreži. Zato se za MFN planiranje primjenjuje pretpostavka da svi odjeci upadaju unutar zaštitnog intervala.

Razlika u razini šuma za Gaussov kanal i Rayleighov kanal je između 2 i 9 dB, ovisno o karakteristici odjeka i omjeru koda pri unutarnjem kodiranju. Teorijske vrijednosti omjera C/N za nehijerarhijsko odašiljanje za sve varijante sustava, za

sve kombinacije zaštitnog kodiranja i tipova modulacija, prikazane su u tablici 5.2. Tablice 5.4 i 5.5 donose slične rezultate za hijerarhijske načine rada. Iznosi omjera C/N pretpostavljaju savršeno proračunati kanal i ne uključuju marginu implementacije sustava. Također se propisuje mrežna brzina prijenosa poslije Reed-Solomon dekodera.

			C/N (dB), BER= $2 \cdot 10^{-4}$			Mrežna brzina prijenosa (Mbps)			
Vrsta sustava	Modulacija	Zaštitni kod	Gaussov kanal	Riceov kanal	Rayleigh kanal	$\Delta/T_U=1/4$	$\Delta/T_U=1/8$	$\Delta/T_U=1/16$	$\Delta/T_U=1/32$
A1	QPSK	1/2	3,1	3,6	5,4	4,98	5,53	5,85	6,03
A2	QPSK	2/3	4,9	5,7	8,4	6,64	7,37	7,81	8,04
A3	QPSK	3/4	5,9	6,8	10,7	7,46	8,29	8,78	9,05
A5	QPSK	5/6	6,9	8,0	13,1	8,29	9,22	9,76	10,05
A7	QPSK	7/8	7,7	8,7	16,3	8,71	9,68	10,25	10,56
B1	16-QAM (M1*)	1/2	8,8	9,6	11,2	9,95	11,06	11,71	12,06
B2	16-QAM	2/3	11,1	11,6	14,2	13,27	14,75	15,61	16,09
B3	16-QAM	3/4	12,5	13,0	16,7	14,93	16,59	17,56	18,10
B5	16-QAM	5/6	13,5	14,4	19,3	16,59	18,43	19,52	20,11
B7	16-QAM	7/8	13,9	15,0	22,8	17,42	19,35	20,49	21,11
C1	64-QAM	1/2	14,4	14,7	16,0	14,93	16,59	17,56	18,10
C2	64-QAM (M2*)	2/3	16,5	17,1	19,3	19,91	22,12	23,42	24,13
C3	64-QAM (M3*)	3/4	18,0	18,6	21,7	22,39	24,88	26,35	27,14
C5	64-QAM	5/6	19,3	20,0	25,3	24,88	27,65	29,27	30,16
C7	64-QAM	7/8	20,1	21,0	27,9	26,13	29,03	30,74	31,67

Tablica 5.2. Potreban odnos C/N (u dB) za nehijerarhijsko odašiljanje za ostvarivanje BER = $2 \cdot 10^{-4}$ poslije Viterbi dekodera za sve kombinacije zaštitnog koda i vrste modulacija te mrežna brzina prijenosa (poslije Reed-Solomonovog dekodera)

Oznaka: (*) Načini rada sustava usvojeni od strane ITU-R kao tipični predstavnici za procjenu zaštitnih omjera.

Oznaka sustava	Broj nosilaca	Δ/T_g
A	2k	1/32
B	2k	1/16
C	2k	1/8
D	2k	1/4
E	8k	1/32
F	8k	1/16
G	8k	1/8
H	8k	1/4

Tablica 5.3. Omjer zaštitnog intervala Δ/T_U ovisno o broju nosilaca i sustavu

Objašnjenje broja nosilaca i omjera zaštitnog intervala Δ/T_U koji bi se trebali koristiti ovisno o sustavu prikazano je u tablici 5.3.

			C/N (dB) , BER= 2 · 10 ⁻⁴ , QEF			Mrežna brzina prijenosa (Mbps)			
a	Modulacija	Zaštitni kod	Gaussov kanal	Riceov kanal	Rayleigh kanal	Δ/T _U =1/4	Δ/T _U =1/8	Δ/T _U =1/16	Δ/T _U =1/32
2	QPSK u neuniformnom 16-QAM	1/2	4,8	5,4	6,9	4,98	5,53	5,85	6,03
		2/3	7,1	7,7	9,8	6,64	7,37	7,31	8,04
		3/4	8,4	9,0	11,8	7,46	8,29	8,78	9,05
		1/2	13,0	13,3	14,9	4,98	5,53	5,85	6,03
		2/3	15,1	15,3	17,9	6,64	7,37	7,31	8,04
		3/4	16,3	16,9	20,0	7,46	8,29	8,78	9,05
		5/6	16,9	17,8	22,4	8,29	9,22	9,76	10,05
	7/8	17,9	18,7	24,1	8,71	9,68	10,25	10,56	
4	QPSK u neuniformnom 16-QAM	1/2	3,8	4,4	6,0	4,98	5,53	5,85	6,03
		2/3	5,9	6,6	8,6	6,64	7,37	7,31	8,04
		3/4	7,1	7,9	10,7	7,46	8,29	8,78	9,05
		1/2	17,3	17,8	19,6	4,98	5,53	5,85	6,03
		2/3	19,1	19,6	22,3	6,64	7,37	7,31	8,04
		3/4	20,1	20,8	24,2	7,46	8,29	8,78	9,05
		5/6	21,1	22,0	26,0	8,29	9,22	9,76	10,05
	7/8	21,9	22,8	28,5	8,71	9,68	10,25	10,56	

Tablica 5.4. Potreban odnos C/N (u dB) za hijerarhijsko odašiljanje za ostvarivanje BER = 2 · 10⁻⁴ poslije Viterbi dekodera za sve kombinacije zaštitnog koda i vrste modulacija te mrežna brzina prijenosa (poslije Reed-Solomonovog dekodera).

			C/N (dB) , BER= 2 · 10 ⁻⁴ , QEF			Mrežna brzina prijenosa (Mbps)			
a	Modulacija	Zaštitni kod	Gaussov kanal	Riceov kanal	Rayleigh kanal	Δ/T _U =1/4	Δ/T _U =1/8	Δ/T _U =1/16	Δ/T _U =1/32
2	QPSK u uniformnom 64-QAM	1/2	8,9	9,5	11,4	4,98	5,53	5,85	6,03
		2/3	12,1	12,7	14,8	6,64	7,37	7,31	8,04
		3/4	13,7	14,3	17,5	7,46	8,29	8,78	9,05
		1/2	14,6	14,9	16,4	9,95	11,06	11,71	12,06
		2/3	16,9	17,6	19,4	13,27	14,75	15,61	16,09
		3/4	18,6	19,1	22,2	14,93	16,59	17,56	18,10
		5/6	20,1	20,8	25,8	16,59	18,43	19,52	20,11
	7/8	21,1	22,2	27,6	17,42	19,35	20,49	21,11	
4	QPSK u uniformnom 64-QAM	1/2	6,5	7,1	8,7	4,98	5,53	5,85	6,03
		2/3	9,0	9,9	11,7	6,64	7,37	7,31	8,04
		3/4	10,8	11,5	14,5	7,46	8,29	8,78	9,05
		1/2	16,3	16,7	18,2	9,95	11,06	11,71	12,06
		2/3	18,9	19,5	21,7	13,27	14,75	15,61	16,09
		3/4	21,0	21,6	24,5	14,93	16,59	17,56	18,10
		5/6	21,9	22,7	27,3	16,59	18,43	19,52	20,11
	7/8	22,9	23,8	29,6	17,42	19,35	20,49	21,11	

Tablica 5.5. Potreban odnos C/N (u dB) za hijerarhijsko odašiljanje za ostvarivanje BER = 2 · 10⁻⁴ poslije Viterbi dekodera za sve kombinacije zaštitnog koda i vrste modulacija te mrežna brzina prijenosa (poslije Reed-Solomonovog dekodera).

5.2.3. Minimalni ulazni signal prijemnika

Najmanji ekvivalentni ulazni napon U_S u prijemnik ulazne impedancije Z_i (75Ω), može se izračunati kao funkcija karakteristike prijemnika (šum prijemnika i širina pojasa) i potrebnog RF omjera signal/šum C/N [dB], prema konvencionalnoj formuli (logaritamske jedinice):

$$U_S = P_S + 120 + 10 \log (Z_i) \quad (5.4)$$

$$P_S = C/N + P_N \quad (5.5)$$

gdje je:

P_S - snaga primljenog ulaznog signala [dBW];

P_N - snaga primljenog ulaznog šuma [dBW];

$$P_N = F + 10 \log (K * T_0 * B) \quad (5.6)$$

gdje je:

B - širina pojasa primljenog šuma [Hz] ($B=7.61 * 10^6$)

F – šum prijemnika [dB]

K - Boltzmannova konstanta ($K= 1.38 * 10^{-23}$ Ws/K)

T_0 - apsolutna temperatura ($T_0 = 290$ K).

U svrhu planiranja za DVB-T se uzima iznos faktora $F=7$ dB. Tablica 5.6 i 5.7 daju minimalne razine ulaznog signala za 7 MHz i 8 MHz širine kanala u DVB-T.

Frekvencijski pojas I, III, IV, V - 7 MHz širina kanala						
Širina pojasa šuma	B[Hz]	$6,7*10^6$	$6,7*10^6$	$6,7*10^6$	$6,7*10^6$	$6,7*10^6$
Šum prijemnika	F[dB]	7	7	7	7	7
Ulazna snaga šuma	P_n [dBW]	-128,7	-128,7	-128,7	-128,7	-128,7
Odnos signal/šum	C/N [dB]	2	8	14	20	26
Minimalna ulazna snaga signala	$P_{s,min}$ [dBW]	-126,7	-120,7	-114,7	-108,7	-102,7
Minimalni ekvivalentni ulazni napon	$U_{s,min}$ [dBuV]	12	18	24	30	36

Tablica 5.6. Najmanja ekvivalentna razina ulaznog signala za prijemnik s 7 MHz širinom kanala.

Frekvencijski pojas I, III, IV, V - 8 MHz širina kanala						
Širina pojasa šuma	B[Hz]	$7 \cdot 10^6$	$7 \cdot 10^6$	$7 \cdot 10^6$	$7 \cdot 10^6$	$7 \cdot 10^6$
Šum prijemnika	F[dB]	7	7	7	7	7
Ulazna snaga šuma	P_n [dBW]	-128,2	-128,2	-128,2	-128,2	-128,2
Odnos signal/šum	C/N [dB]	2	8	14	20	26
Minimalna ulazna snaga signala	$P_{s,min}$ [dBW]	-126,2	-120,2	-114,2	-108,2	-102,2
Minimalni ekvivalentni ulazni napon	$U_{s,min}$ [dBuV]	13	19	25	31	37

Tablica 5.7. Najmanja ekvivalentna razina ulaznog signala za prijemnik s 8 MHz širinom kanala

Napomena: Ova tablica daje derivaciju minimalne potrebne razine signala.

5.2.4. Višestazno primanje i statističko pojačanje

OFDM može iskoristi snagu sadržanu u višestrukim odjekima u smislu da raspoloživi odnos C/N na ulazu u prijemnik može rasti, zbog zbrajanja doprinosa snaga nosilaca (C). Ipak, svojstva prijema se mogu i pogoršati zbog povećanja zahtijevanog odnosa C/N. Kao rezultat ove dvije činjenice, mogu se svojstva mreže povećati ili smanjiti s višestaznim primanjem i doprinosima od drugih odašiljača u SFN. Osim načina rada s niskom spektralnom efikasnošću (tj. oni s zaštitnim kodom 1/2) kanal sa samo direktnim doprinosom (Gaussov kanal) daje bolja općenita svojstva nego neki s dva 0dB odjeka (Rayleighov kanal). Suprotno tome, kada je broj 0dB odjeka veći od dva, zahtijevani odnos C/N za Rayleighov kanal ne raste, ali raste ukupna snaga raspoloživih nosilaca u prijemniku (viši C/N), tako poboljšavajući svojstva.

U nastavku razmatranja, prostorna raznovrsnost zbog nazočnosti višestazne propagacije ili SFN odjeka povećava vjerojatnost da barem jedan doprinos prijeđe zahtijevani prag prijema. Ovo "statističko povećanje" vrlo je važno u području gdje su velike smetnje, i u SFN.

Treba napomenuti da u simulacijama i laboratorijskim testovima C je ukupna snaga primljenih signala (uključujući i odjek) na ulazu u prijemnik. Ovakva definicija za C razdvaja probleme povezane sa svojstvima sustava (varijacija zahtijevanog odnosa C/N zbog izobličenja uvedenih od frekvencijski selektivnih kanala) od statistički izračunate snage u području prijema (raspoloživi C/N treba biti uzet u proračun kod frekvencijskog planiranja).

5.2.5. Gubici ugrađeni u sustav

Zbog nedostatka informacija o karakteristikama korisnikova birača kanala i integriranog prijemnika/dekoder (IRD - *integrated receiver/decoder*), nije moguće točno odrediti karakteristike DVB-T prijemnika. Ipak, na bazi raspoloživih teorijskih rezultata i rezultata laboratorijskih testova, dobivaju se "tipični" gubici prikazani u tablici 5.8. Zbog jednostavnosti ovisnost gubitaka o odašiljačkim načinima rada (tj. modulacija i zaštitni kod) je zanemarena.

	Procjena za 2D kanal	Procjena za 1D kanal
Šum kanala i pilota	1,6	2,1
Fazni šum birača kanala	0,5	0,5
Demodulator	0,6	0,6
Linearna i nelinearna izobličenja odašiljača	0,3	0,3
Ukupni ugrađeni gubici Δ_1	3	3,5

Tablica 5.8 Tipični gubici ugrađeni u sustav (u dB)

5.2.6. Učinkovita razina zaštite

U DVB-T planiranju ispitivani odnos C/N zahtijeva sustavno predviđanje prema odgovarajućem zakonu uračunavajući oblik odjeka (MFN ili SFN). Općenito, ne samo šum, već također i interferencija i kašnjenje signala izvan zaštitnog intervala mogu biti prisutni na ulazu u prijemnik. Zato, umjesto potrebnog odnosa C/N, novi sustavni parametri uvode, učinkovitu razinu zaštite (*EPT - Effective Protection Target*) koja je omjer između ukupne snage traženih signala i ukupne snage šuma i stvarne interferencije na ulazu u prijemnik. U principu EPT ovisi kod DVB-T sustava o slučajnoj varijabli koja je određena kanalnim odzivom i primijenjenim načinom odašiljanja (zaštitni kod, modulacija i zaštitni interval), a razlikuje se za MFN i SFN.

5.3. Izbor frekvencijskog pojasa za DVB-T

5.3.1. Općenito

Za DVB-T sustav u principu se mogu primijeniti svi televizijski pojasi. Sustavi su primarno projektirani za DVB-T usluge koje rade unutar postojećeg UHF spektra koji je dodijeljen za analognu televiziju - razmak kanala je 8 MHz, ali se može prilagoditi na 7 MHz kanal.

5.3.2. Tehničko razmatranje

Propagacija u III pojasu je naročito pogodna za primanje pokretnim prijemnicima, jer u tom pojasu mogu biti ostvarena homogena područja distribucije snage, zajedno s razmatranjima proračuna snage pri velikim područjima pokrivanja. Iz istog razloga IV pojas je bolji od V pojasa za primanje pokretnim prijemnicima.

U III pojasu, preklapanje kanal i kombinirano korištenje 7 MHz i 8 MHz kanala će predstavljati nedostatak s obzirom na planiranje i usklađenost. Korisni kapacitet podataka za 7 MHz i 8 MHz kanal može biti izjednačen korištenjem neznatno različitog zaštitnog koda. Smanjenje hrapavosti tada prati povećanje zaštitnog koda koji može biti kompenziran većom izračenom snagom.

5.3.3. Oblik spektra

Detaljno proučavanje spektra-faza 2 (DSI-2 - *Detailed Spectrum Investigation phase 2*), daje preporuke za buduće korištenje frekvencijskog spektra u području od 29.7 MHz do 960 MHz.

Ipak, istraživanje je dovelo do zaključaka da:

- pojas I (47 - 68 MHz) ne treba koristiti za digitalni televiziju.
- pojas III može se koristiti s iznimkom za područje od 216 - 230 MHz koje je predviđeno za T-DAB. Treba napomenuti da nije postignuta suglasnost za korištenje pojasa od 230 - 240 MHz za T-DAB u Europi te stoga postoji mogućnost korištenja (dijela) područja od 174 - 216 MHz za T-DAB u budućnosti.
- pojas IV/V (470 - 862 MHz) je pogodan za korištenje DVB-T. Određeni kanali bi mogli postati raspoloživi kratkoročno ili srednjoročno (kanali 61 - 69 u mnogim državama) za uvođenje DVB-T.

5.3.4. Planiranje

Mnogo organizacija koje se bave odašiljanjem je izrazilo želju za korištenjem III pojasa za DVB-T uz širinu kanala od 7 MHz, dok bi druge organizacije željele koristiti kanal širine 8 MHz u ovom pojasu. Pojas III se ne bi koristio samo za televiziju (s različitim standardima i različitim frekvencijskim rasterom, pored preklapanja kanala), već i za T-DAB i za druge usluge. Posebnom dogovorom u

Wiesbadenu uz T-DAB je bilo ustanovljeno približno 80 drugih usluga (uračunavši različite analogne televizijske sustave). Zbog toga je potrebno rasporediti udio u spektru između DVB-T (s 7 MHz i 8 MHz širinom pojasa) i svih ovih drugih usluga.

5.3.5. Radiodifuzija korištenjem kanala iznad šezdesetog

Što se tiče kanala iznad 60-tog s obzirom na radiodifuziju televizijskog signala postoje razlike od države do države. Općenito, s obzirom na ovaj problem države se mogu podijeliti na tri kategorije:

- a) države s namjerom da raspoložu najvećim dijelom ili čak svim kanalima u području od 61 do 69 (ST 61 - Stockholm 61) za korištenje u radiodifuziji televizijskog signala;
- b) države s namjerom da koriste samo neke ili čak nijedan kanal u području od 61 do 69 za televiziju jer ih do sada nisu trebale, ili zato što ovo frekvencijsko područje koriste za druge usluge;
- c) države koje nisu imale namjere koristiti kanale u području od 61 do 69 i gdje su ove frekvencije dodijeljene za druge usluge.

Države koje pripadaju u kategorije b) i c), kanale iznad 60 bi mogle koristiti za DVB-T pomoću SFN. Zaista, u nekim državama ovi kanali predstavljaju jedinu praktičnu mogućnost za uvođenje DVB-T pomoću SFN ili MFN. Zato je vrlo važno da neki, ako ne i svi kanali, uskoro postanu raspoloživi za radiodifuziju usluga kako bi olakšali planiranje za DVB-T.

Ovo frekvencijsko područje je vrlo važno za planiranje DVB-T u MFN i SFN te bi trebalo nastaviti dogovore o dodjeljivanju usluga za radiodifuziju u tom području samo unutar zemalja CEPT.

6. Zaključak

U ovom radu je pokazana mogućnost primjene COFDM postupka u zemaljskoj radiodifuziji digitalnog video signala tj. u DVB-T. Detaljno je pokazana primjena COFDM postupka u radu jednofrekvencijskih mreža, koja uključuje novi izazov organizacijama koje se bave radiodifuzijom: oni mogu kontrolirati svoje SFN mreže i u vremenskoj i u frekvencijskoj domeni. Za rad COFDM SFN treba osigurati da svi podnosioci imaju istu apsolutnu frekvencijsku poziciju u RF kanalu zbog stabilnosti i preciznosti radne frekvencije odašiljača. Odabrani način rada sustava određuje gustoću podnosioca i tip modulacije. Za utvrđivanje radne frekvencije SFN odašiljača koristi se referentna frekvencija ispostavljena od strane GPS prijemnika (10MHz). Da bi se signal ispravno demodulirao prijemnici ga trebaju primati tokom korisnog perioda OFDM simbola (ne tijekom zaštitnog intervala). Prema tome vremenski prozor treba biti točno postavljen prema trenutku gdje se pojavi svaki emitirani OFDM simbol. Tada će prijemnik ignorirati signal za vrijeme perioda zaštitnog intervala, u kojem se primljeni signal sastoji od mješavine dva COFDM simbola. DVB-T sistem koristi "pilot" podnosiocce, pravilno raspoređene u transmisijskom kanalu, kao sinkronizacijske markere. Unatoč svojoj očitaj složenosti, koja je posljedica usavršenih koncepata primijenjenih od strane COFDM modulacije, s ovim izazovom suočili su se brojne radiodifuzijske organizacije u mnogim zemljama.

Različiti standardi potrebni za izgradnju mreža i opreme objavljeni su i uspješno verificirani. Nekoliko kompanija (npr. ITIS) trguju industrijskom opremom, od izvora do odašiljača, potrebnom za implementaciju svih tehničkih funkcija potrebnih za rad "SFN COFDM mreža". Brojne kompanije nude, ili će uskoro nuditi, različite prijemnike.

Analiza efekta faznog šuma na OFDM signal, kakav se koristi u DVB-T sustavu za digitalnu zemaljsku televiziju, pokazuje dva značajna efekta: zajedničku faznu pogrešku i termički šum. Oni se mogu smanjiti korištenjem PLL i AFC petlji.

Velik problem je pronalaženje slobodnog frekvencijskog spektra za vrijeme uvođenja digitalne televizije, jer je pogodan spektar zauzet analognim uslugama. Zbog toga će neizbježno doći do interferencije koja se rješava uvođenjem i zaštitnog omjera.

Posebnu pažnju treba usmjeriti na odjek – to je kopija originalnog signala koji vremenski kasni. Problemi se događaju kada se jedan OFDM simbol preklapa sa sljedećim. Nema korelacije između dva uzastopna OFDM simbola i zato će interferencija jednog simbola s drugim dati izobličeni signal. Budući da se koristi efikasan spektar, interferencija signala jako sličí bijelom šumu. DVB-T standard kao rješenje predlaže dodavanje kopije posljednjeg dijela OFDM simbola u prednji dio simbola – zaštitni interval. Takav zaštitni interval štiti OFDM simbol od djelovanja njegova prethodnika.

Svi ovi uspješni rezultati prirodno vode do zaključka ovog rada : “Funkcioniranje SFN-a, ove čarobne mogućnosti COFDM-a, nije samo san inženjera: to je dokazana stvarnost”.

Andrej Skenderović

7. Literatura

1. N. Van Klinken , W. Renirie ,The technical challenges of DVB-T reception, IBE, lipanj 2001., str.12-15.
2. N. Van Klinken, W. Renirie, The technical challenges of DVB-T reception, IBE, srpanj/kolovoz 2001., str.12-15.
3. O. EDFORS, An Introduction to Orthogonal Frequency Division Multiplexing, Lulea University, Lulea, Sweden, 1996.
4. L. HANZO, W. WEBB, Single- and Multi-carrier Quadrature Amplitude Modulation, John Wiley and Sons, New York, 2000.
5. U. Reimers, Digital Video Broadcasting, IEEE Communications Magazine, lipanj 1998. , str. 104-109.
6. G. Fabia, DVB-T Hierarchical Modulation: An Opportunity for new Services?,
<http://www.itis.fr/acrobat/IBC99 - DVB-T Hierarchical modulation.pdf>, rujan 1999.
7. G. Fabia, Single Frequency Networks: A Magic of the COFDM,
<http://www.itis.fr/acrobat/singlef.pdf>, kolovoz 1998.
8. European Radiocommunications Committee (ERC) within the European Conference of Postal and Telecommunications Administrations (CEPT) and European Broadcasting Union: EBU/ERC report on Planning and Introduction of Terrestrial Digital Television (DVB-T) in Europe,
<http://www.ero.dk/eroweb/DVB-T/ERC-EBU Report/ERC-EBU Report.pdf>, prosinac 1997.
9. J. C. Whitaker, Editor-in-Chief: The DVB standard,
http://www.tvhandbook.com/support/pdf_files/Chapter13_5.pdf, 2001
10. J. M. Fernández, J. Capdevila, R. García, S. Cabanillas, S. Mata, A. Mansilla, J. M. Fernández, Single Frequency Networks For Digital Video Broadcasting,
<http://www.6609net.com/dvb/DVB Publications/DVB-T Field Trials Around the World.pdf>, lipanj 1999.
11. R. Burow, P. Pogrzeba, P. Christ: Mobile reception of DVB-T,
<http://www.dvb.org/resources/pdf/dvbtpaper.pdf>, 1999.

12. J.Stott: The effects phase noise in COFDM, [http:// www.bbc.co.uk/rd/pubs/papers/pdf/jsebu276.pdf](http://www.bbc.co.uk/rd/pubs/papers/pdf/jsebu276.pdf), 1998.
13. K.J. Hunt ,R.I. Black , Planning for terrestrial digital television, http://www.bbc.co.uk/rd/pubs/papers/pdf/trev_257-hunt.pdf , listopad 1993.
14. M. Petrossian, White Paper - DVB-T Transmission, http://www.d-c-l.com/pdf/white_paper.pdf, 2000.