



BUDAPESTI MŰSZAKI ÉS GAZDASÁGTUDOMÁNYI EGYETEM
SZÉLESSÁVÚ HÍRKÖZLÉS ÉS VILLAMOSSÁGTAN TANSZÉK

Többvívős adatátviteli rendszer megvalósítása szoftverrádióon

TDK DOLGOZAT

Készítette
Horváth Bálint Péter
LFG1CO, MSc I. évf.

Konzulensek
Dr. Horváth Péter, SZHVT
Kollár Zsolt, MIT

2011. október 28.

Tartalomjegyzék

| | |
|---|-----------|
| Tartalomjegyzék | 1 |
| Bevezető | 3 |
| 1. OFDM rendszer | 5 |
| 1.1. OFDM séma | 5 |
| 1.2. OFDM rendszer felépítése | 5 |
| 1.3. Kommunikációs csatorna | 6 |
| 1.4. OFDM szimbólum | 7 |
| 1.5. OFDM rendszer alapsávi modellje | 8 |
| 1.6. Az OFDM jel statisztikai jellemzői | 9 |
| 1.7. Csatornaki egyenlítés, csatornabecslés | 10 |
| 1.8. Szinkronizáció | 10 |
| 1.8.1. Frekvenciahiba | 10 |
| 1.8.2. Időzítési hiba | 11 |
| 1.8.3. Egyéb hibák | 12 |
| 2. Szinkronizációs eljárások, szimulációs eredmények | 13 |
| 2.1. Időzítés | 13 |
| 2.2. Szimulációs eredmények – időzítés | 15 |
| 2.3. Frekvenciahiba | 15 |
| 2.4. Szimulációs eredmények – frekvenciahiba | 17 |
| 3. Gyakorlati megvalósítás | 21 |
| 3.1. A fejlesztői környezet | 21 |
| 3.2. Az adás menete | 22 |
| 3.3. A vétel menete | 23 |
| 3.4. A megvalósított rendszer | 23 |
| 4. Az FBMC | 27 |
| 4.1. Az FBMC alapjai | 27 |
| 4.2. Eredmények, összehasonlítás | 29 |
| Összefoglalás | 33 |
| Ábrák jegyzéke | 35 |
| Irodalomjegyzék | 37 |

Bevezető

Jelenleg több szélessávú telekommunikációs rendszerben alkalmaznak többvívős adatátviteli eljárásokat (Wifi, LTE, DVB-T, stb.). Az egyvívős rendszerekhez képest a többvívősök számos szempontból előnyösebbek. Valós rendszerekben az implementáció során több problémával is szembesülünk. Erre a szakirodalomban számos megoldás található, melyek pontosságukban, alkalmazhatóságukban és számításiigényükben széles skálán mozognak. A többvívős rendszerek közül a legelterjedtebb az OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) modulációs séma. Ideális esetben az OFDM jel (az alvívők függetlensége miatt) könnyen demodulálható, a kódolt adatok egyszerűen visszanyerhetőek. Valós rendszerekben a különféle analóg eszközök többféle hibát is okozhatnak. Ilyen hibák például az adó és vevő keverőoszillátorának frekvenciakülönbségéből adódó frekvenciahiba, az I és Q ág függetlenségének sérülése, additív zaj, illetve az erősítők okozta nemlinearitás. A vétel során elsődleges szerepet játszik a helyes időzítés, melynek hibájából adódhat szimbólumok közti áthallás. A valós rendszerekben kompenzálni kell továbbá az átviteli csatornán fellépő többutas terjedés torzító hatását is. Ismert probléma az OFDM rendszerek esetén a szomszédos csatornás szivárgás is. Ennek kiküszöbölésére egy eddig kevésbé ismert séma, az FBMC (Filter Bank Multicarrier) ad meggyőző eredményeket.

A dolgozat első fejezetben az OFDM rendszerrel kapcsolatos alapismereteket írom le, és felvázolom a megoldani kívánt problémákat, melyek az idő és frekvencia szinkronizáció. A második fejezetben részletesen kifejeztem a megoldani kívánt feladatot, és bemutatom a megoldásra tett javaslatok szimulációs eredményeit, valamint az eredmények alapján javaslok egy konkrét szinkronizációs sémát. A harmadik fejezetben elméleti megoldások valós környezetbeli megvalósítását mutatom be. Ehhez az Ettus Research szoftveresen programozható rádióját, az USRP2-t (Universal Software Radio Peripheral) használom. A dolgozatban kitérek az általam kidolgozott szoftverarchitektúra bemutatására is.

A kognitív rádiós rendszerekben egyre nagyobb figyelmet kapnak az általános FBMC sémák, mivel a szomszédos csatornás szivárgásuk jóval alacsonyabb, mint az OFDM rendszereké. Ezért a vizsgálat részeként nem csak OFDM rendszerekkel, hanem általános FBMC sémákkal is foglalkozom. A séma még kevésbé ismert, gyakorlati megvalósítására is kevés példa van. Az FBMC előnyei közé tartozik az alacsony szomszédos csatornás szivárgás, és kisebb érzékenység a többutas jelterjedésre. A negyedik fejezetben ismertetem az FBMC rendszerek alapismereteit. Az elméleti ismereteket itt is valós környezetbeli megvalósítás

követi. Ennek eredményei segítségével bemutatom az FBMC eljárás előnyeit az OFDM sémával szemben.

Dolgozatomat az elért eredmények összegzésével és értékelésével, illetve a továbbfejlesztési lehetőségek felvázolásával zárom.

1. fejezet

OFDM rendszer

1.1. OFDM séma

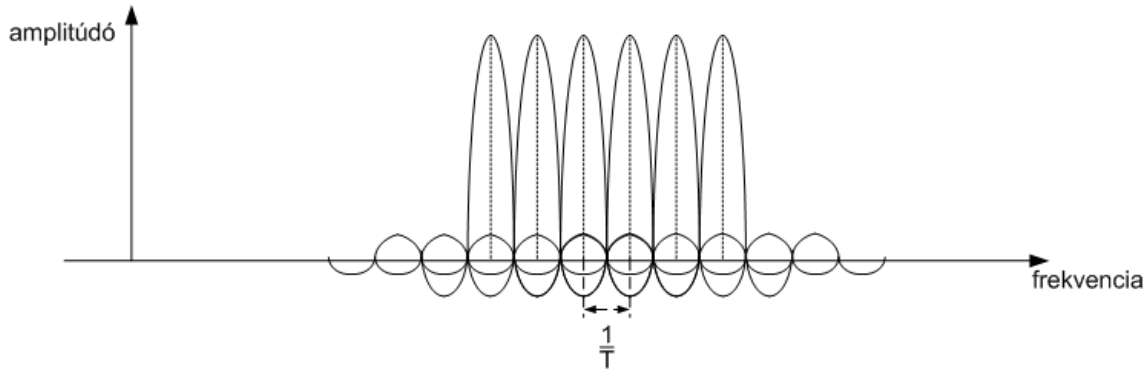
A többvívős FDM (Frequency Division Multiplexing) rendszerek párhuzamos adatátvitelt valósítanak meg. Az átvenni kívánt adatokat a frekvenciatartományban formáljuk meg. A teljes rendelkezésünkrá álló spektrumot N részre (alvivőkre) osztjuk, és minden alvivőre annak valós és képzetes részének meghatározásával egy-egy adatszimbólumot helyezünk el. Hogy a valós és képzetes részek milyen amplitúdó értéket vehetnek fel, azt a modulációs séma határozza meg. A séma egyik legfontosabb kritériuma, hogy az alvivők függetlenek legyenek egymástól, ne legyen köztük áthallás. Egy alvivő spektruma ugyanis az annak megfelelő frekvenciájú szinuszos és egy T (a szimbólumidőnek megfelelő) hosszúságú négy-szögjel spektrumának szorzatából áll, vagyis a spektrum amplitúdómenete $\frac{\sin(\pi fT)}{\pi fT}$ alakú. Amennyiben az alvivők frekvenciáját úgy választjuk meg, hogy a sinc függvények nullátmenetei egy pontba essenek, és az alvivőket ezekre a helyekre rakjuk, akkor a függetlenségük - és ezáltal az adat szimbólumok rekonstruálhatósága - megmarad. Láthatjuk hogy ha az alvivőket $\frac{1}{T}$ egész számú többszöröseinél helyezzük el, akkor a feltétel teljesül. Az (1.1) képletben az alvivők spektrumát, az 1.1. ábrán pedig egy hat alvivőből álló OFDM szimbólum frekvenciatartománybeli ábrázolását láthatjuk.

$$S(f) = \sum_{i=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} \delta\left(\frac{i}{T}\right) * \frac{\sin(\pi fT)}{\pi fT} \quad (1.1)$$

1.2. OFDM rendszer felépítése

A 1.2. ábrán láthatjuk egy általános OFDM rendszer blokkvázlatát. Lássuk, mi történik az egyes blokkokban:

- Először a forráskódolással előállítjuk az átvitelre szánt bináris adatot. (Tekintve, hogy szimulációkat fogunk végezni, nem fontos hogy ezek az adatok konkrét információt hordozzanak. Az átviendő biteket így véletlenszerűen generálja a forrás.)

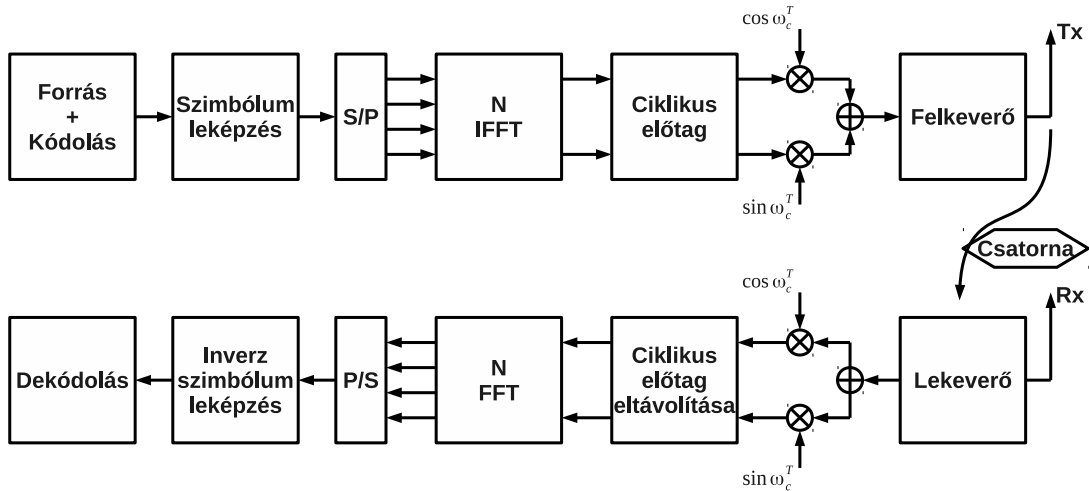


1.1. ábra. Az átlapolódó alvívök spektruma

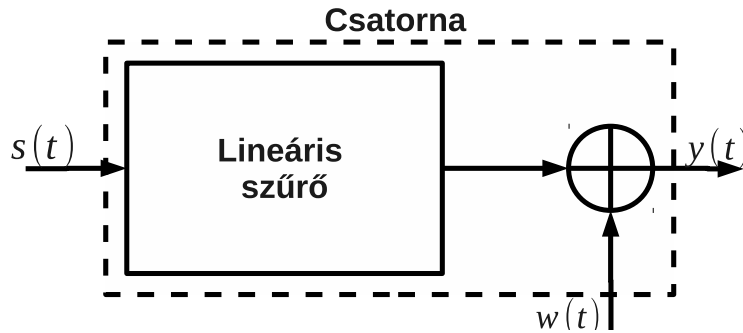
- A folyamat második része a kódolás. Ennek a rendszer hibatűrőképessége, robusztussága végett van jelentősége. Segítségével az adatátvitelben történt hibák kiköszöbölésére van lehetőség, mely többvívős rendszerekben a csatorna frekvenciaszelektív elnyomásában jelentkezik.
- A leképzést követően a jel útja az IFFT egységhez vezet. Itt történik meg az OFDM rendszer sajátos lépése, melyben a párhuzamosan érkező – frekvenciatartománybeli – jelnek soros, időtartománybeli jellé alakítását végzi.
- E lépés után a jelet az IFFT kimenetén megjelenő OFDM szimbólum ciklikus előtaggal látjuk el (ennek okáról a későbbiekben részletesen írunk). A modulációs eljárás a kódolástól idáig terjedő lépéseket foglalja magában.
- Ezt követően történik a jel felkeverése rádiófrekvenciás vivőre, illetve a vevőben a lekeverés alapsávba.
- A lekeverést szinkronizációs lépések követik, melyekről a 1.8 fejezetben írunk bővebben. Ezt követően gyakorlatilag az adó oldali műveletek fordítottja történik a vevőben. Először is a ciklikus előtagot távolítjuk el, majd az FFT segítségével frekvenciatartományba képezzük le a jelet. Következő lépésként a csatorna torzításait ellenúlyozandó kiegyenlítést valósítunk meg. A jelnek ezután az inverz-leképzőbe, majd a dekódoló egységen keresztül a nyelőbe vezet az útja, ahol – ideális esetben – az eredetileg küldött bitfolyamot kapjuk vissza.

1.3. Kommunikációs csatorna

Az adó és a vevő között a jelet a kommunikációs médium közvetíti. A csatorna torzító hatással van a jelre, hatását két tényezőre lehet bontani. Az egyik a csatornán fellépő additív zaj. Ez, lévén sokféle sztochasztikus, egyenletes eloszlású zaj összege, ezért – a központi határeloszlás tétel alapján – normál eloszlással lehet leírni. A zaj jellemző paraméterei σ , mely a zaj varianciája és μ várható értéke, amely 0. A másik a csatorna amplitúdó- és fázismenete, mely a többutas terjedés hatására lineáris torzítással van az átvitt jelre. A csatornamodell a 1.3. ábrán láthatjuk, hatását a (1.3) egyenlettel írjuk le.



1.2. ábra. OFDM adó és vevő blokkvázlata



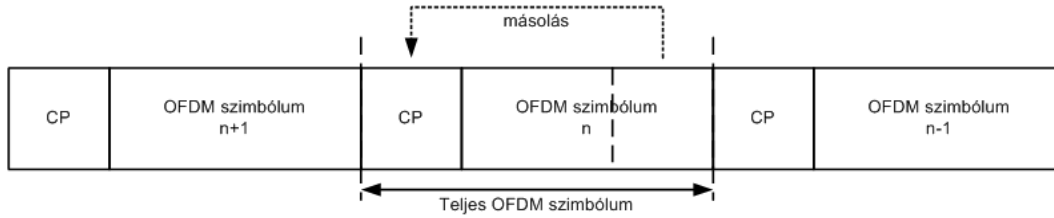
1.3. ábra. Lineáris csatorna additív gaussi zajjal

$$s(t) = x(t) * h(t) + w_n(t) \quad (1.2)$$

1.4. OFDM szimbólum

Az OFDM szimbólumok felépítésekor már figyelembe vesszük, hogy milyen hibák léphetnek fel az átvitel során és milyen szimbólum konstrukcióval oldhatjuk meg ezek kompenzálását. Az időben diszperzív csatorna ugyanis áthallást okozhat az egyes szimbólumok között. Ez a probléma [1]-ben leírtak alapján a jelhez hozzáfűzött ciklikus előtag (cyclic prefix) segítségével megoldható. A szimbólum képzése úgy történik, hogy vesszük az – időtartománybeli – szimbólum utolsó *CP* mintáját, és a jel elejéhez fűzzük (lásd 1.4. ábra). A ciklikus előtag – amennyiben hosszabb mint a csatorna impulzusválasza – hozzáadása a következő pozitív

hatásokkal jár: egyrészt elválasztja egymástól a szomszédos szimbólumokat, ezáltal megakadályozva a szimbólumok közti áthallást (Inter Symbol Interference – ISI), másrészt a vevő oldali időzítés során fellépő hibák kompenzálhatók (bővebben a 1.8.2. fejezetben).



1.4. ábra. OFDM szimbólumok ciklikus előtaggal

1.5. OFDM rendszer alapsávi modellje

A 1.2. fejezetben végigkövethettük a jel útját a forrástól a nyelőig. A mérnöki modell alkotása során arra törekszünk, hogy ahol lehet és érdemes, egyszerűsítést végezzünk. Az egyszerűsítéseket elvégezve jutunk el a diszkrét alapsávi modell megalkotásához, melyet a 1.5. ábrán láthatunk. Az alapsávi modell lényege, hogy a felkeverés és lekeverés műveletét – ideális esetben – egymás inverzének tekintjük, így ezeket a lépéseket elhagyjuk a modelltől. Ekkor a csatorna hatása is az alapsávi jelen érvényesül. Ennek feltétele az is, hogy a csatornára adódó w_n zaj alapsávban hasonlóan viselkedik mint a vivősávban [2]. A vett szimbólum $N + CP$ mintái felírhatóak diszkrét időtartományban a

$$s_n = s_0, \dots, s_{N+CP-1}, \quad (1.3)$$

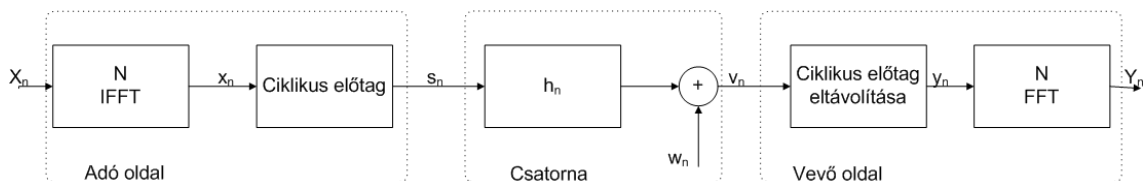
majd a ciklikus előtag eltávolítása után lineáris konvolúcióval:

$$s_n = x_n * h_n + w_n \quad (1.4)$$

Ha a ciklikus előtag hosszabb, mint a csatorna impulzusválsza, a vevő oldalon az alvívök függetlensége megmarad, a konvolúció a jelek diszkrét Fourier-transzformáltjába (DFT) megy át:

$$S_k = X_k H_k + W_k, \quad (1.5)$$

ahol minden érték a k -adik vivőhöz tartozik.



1.5. ábra. OFDM rendszer diszkrét alapsávi modellje

1.6. Az OFDM jel statisztikai jellemzői

A rendszer optimalizálása érdekében érdemes a jel statisztikai jellemzőit is megvizsgálni, és ebből következtetéseket levonni. Az N pontos IFFT elvégzése után az időbeli jel felírható komplex harmonikusok összegeként

$$s_n = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} S_k e^{j2\pi \frac{kn}{N}}, \quad \text{ahol } 0 \leq n < N. \quad (1.6)$$

Mivel s_n komplex, felírható egy valós a_n és képzetes b_n segítségével

$$s_n = a_n + jb_n, \quad 0 \leq n < N, \quad (1.7)$$

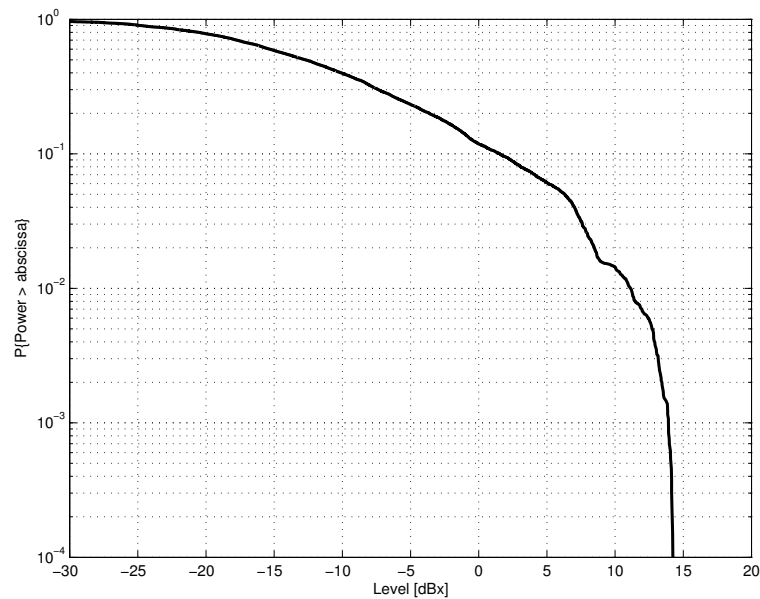
A központi határeloszlás alapján, nagyszámú N esetén az a_n és b_n értékeinek eloszlásai gaussianak tekinthető. Így az amplitúdó értékek

$$r_n = |s_n| = \sqrt{a_n^2 + b_n^2}, \quad 0 \leq n < N, \quad (1.8)$$

Rayleigh eloszlást mutat és az s_n minták négyzete

$$p_n = |s_n|^2 = r_n^2, \quad 0 \leq n < N, \quad (1.9)$$

χ^2 -eloszlású két szabadsági fokkal. A 1.6. ábrán egy OFDM szibólum átlagteljesítményének eloszlásfüggvénye látható. A függvény segítségével ellenőrizhetjük, hogy a rendszerben fellép-e nemlineáris torzítás (pl. túlzott kivezérlés a vevőben).



1.6. ábra. OFDM jel átlagteljesítményének eloszlásfüggvénye

1.7. Csatornaki egyenlítés, csatornabecslés

A csatorna által okozott lineáris torzításokat a vevőben kompenzálni kívánjuk. Először is szükség van a csatorna ismeretére, illetve annak becslésére. Erre több módszer is létezik, itt csak az általunk is használtakat írjuk le. A becslést interpolációval határozzuk meg. Előre kijelölt alvivőkön ismert adattartalmat küldünk (pl. minden negyedik alvivőn), és a csatorna amplitúdó és fázis karakterisztikáját ezek alapján lineárisan interpoláljuk. A kiegyenlítéshez Zero-Forcing (ZF) módszert alkalmazunk. Ennek során a zajról nincs információnk, ezért 0-nak vesszük. Ezek után – a becsült csatorna segítségével – egyszerűen osztunk a csatorna karakterisztikájával ((1.5) egyenletből kiindulva), ha a ciklikus előtag hosszabb mint a csatorna impulzusválaszának kiterjedése, akkor:

$$S_k = X_k H_k + W_k \quad (1.10)$$

$$W_k := 0 \quad (1.11)$$

$$\Rightarrow S_k = X_k H_k H_k^{-1} = X_k, \quad (1.12)$$

ahol S_k az érkező jel, X_k az elküldött jel, H_k a csatorna spektruma. A kimenő jelre azonban W_k zaj szuperponálódik. Ebben az esetben:

$$S_k = X_k H_k H_k^{-1} + W_k H_k^{-1} = X_k + W_k H_k^{-1} \quad (1.13)$$

A ZF módszer alkalmazásánál ügyelnünk kell az eljárás zajkiemelő hatására, mely a csatorna kis átviteli tényezője esetén jelentkezik.

1.8. Szinkronizáció

Ebben az alfejezetben az ideálistól eltérő működés miatt fellépő hibák hatására térünk ki. Mivel ezek a hibák kritikus hatással vannak a rendszer működésére, ezért a cél ezek kiküszöbölése. A hibák az adót és vevőt felépítő analóg elemek, mint pl. az erősítő, keverő az A/D, D/A, erősítők, stb. nem ideális működéséből adódnak.

1.8.1. Frekvenciahiba

Ahogy azt a 1.2 fejezetben láttuk, a jeleket adáskor egy f_c^T frekvenciával a továbbítás érdekében felkeverjük, majd ezt a vevő oldalon egy f_c^R frekvenciával lekeverjük. Az IEEE 802.11 szabvány [1] alapján például fel- és lekeverésnél ± 20 ppm hiba megengedett, ami GHz nagyságrendél 100 kHz nagyságrendű hibát eredményez. Ez a szinkronizálásnál már jelentős [3] hibát okoz. Ha

$$\Delta n = f_c^T - f_c^R, \text{ akkor} \quad (1.14)$$

$$s(t) = x(t) e^{j2\pi \Delta n t} \quad (1.15)$$

Levezethető, hogy a frekvenciahiba egy vivő esetén milyen hatással van az időtartomány-

beli jelre:

$$\tilde{s}[k] = S[n]e^{-j\frac{2\pi}{N}nk}e^{\frac{2\pi}{N}\Delta nk} \quad (1.16)$$

$$\tilde{S}[n] = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} s[k]e^{-j\frac{2\pi}{N}kn} \quad (1.17)$$

A (1.6) egyenletben felírt komplex exponenciális összegzést felírhatjuk frekvenciatartományban is:

$$\frac{S[k]}{N} \sum_{n=0}^{N-1} e^{-j\frac{2\pi}{N}\Delta nk}, \quad (1.18)$$

amely tovább alakítható

$$\sum_{n=0}^{N-1} e^{-j\frac{2\pi}{N}\Delta nk} = \frac{1 - e^{-j\frac{2\pi}{N}\Delta nN}}{1 - e^{-j\frac{2\pi}{N}\Delta n}} \quad (1.19)$$

$$= e^{-j\frac{2\pi}{N}\frac{N-1}{2}\Delta n} \frac{\sin(\frac{2\pi}{N}\frac{\Delta n}{2}N)}{\sin(\frac{2\pi}{N}\frac{\Delta n}{2})} = e^{-j\frac{\pi}{N}(N-1)\Delta n} \frac{\sin(\pi\Delta n)}{\sin(\frac{\pi}{N}\Delta n)}, \quad (1.20)$$

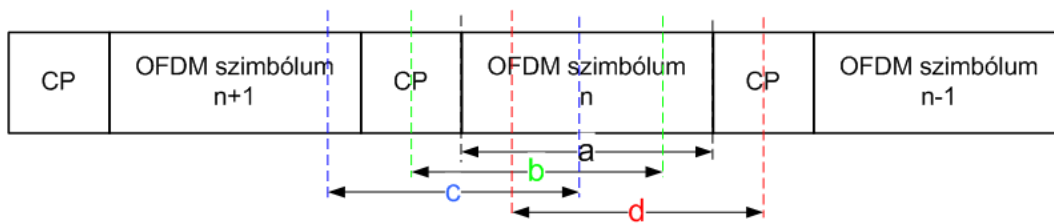
ahol $\tilde{S}[n]$ a diszkrét időbeli jel, $S[k]$ a jel a frekvenciatartományban, N a vivők száma. Ha N elég nagy, illetve a frekvenciahibára teljesül, hogy $\Delta n \ll N$, akkor a következő egyszerűsítéssel élhetünk: $\frac{N-1}{N} \approx 1$, illetve $\sin(\frac{\pi}{N}\Delta n) \approx \frac{\pi}{N}\Delta n$, akkor a bejövő jel a küldött jelhez képest egy $-\Delta n\pi$ fázistolást, és egy sinc jellegű amplitúdó csökkenést szenved, vagyis az addig független alvivők között áthallás alakul ki. Amely a közelítésekkel élve felírható:

$$\tilde{S}[n] \approx S[n]e^{-j\pi\Delta n}\text{sinc}(\Delta n), \quad (1.21)$$

1.8.2. Időzítési hiba

Az vevőoldalon a beérkező jelen demodulálás előtt FFT-t hajtunk végre. Az N pontos FFT bemenetén ugyanahhoz a szimbólumhoz tartozó N értéknek kell állnia ahhoz, hogy kimenetén releváns információkat kapjunk. A vevőknek éppen ezért meg kell tudniuk határozni, hogy hol kezdődnek az egyes szimbólumok. [3]. A 1.7. ábrán láthatjuk, milyen esetek fordulhatnak elő. Az (a) esetben ideális a mintavételezés, ekkor időzítési hiba nem lép fel. A (b) esetben későn küldtük a jelet az FFT-re, az első minták már a ciklikus előtagból származnak. Ez nem okoz nagy problémát, amennyiben a ciklikus előtag hosszabb mint a csatorna impulzusválasza, és az időzítés a kettő különbségének intervallumába esik. Ekkor ugyanis az időzítési hiba egy fázishibát okoz, amelyet a csatornakompensáció „automatikusan” kijavít. A ciklikus előtag hosszát a csatorna impulzusválaszának megfelelően kell választani, azonban látnunk kell, hogy méretét növelve az adatátviteli sebesség csökkenését is okozzuk. A (c) esetben kritikusabb a helyzet, hiszen a minták egy része már a következő szimbólumból származik, ezt nevezzük szimbólumok közti áthallásnak (ISI). A (d) eset azt ábrázolja, mikor még az előző szimbólum ciklikus előtagjából veszünk jeleket. Ezt a hibát néhány minta erejéig tudjuk tolerálni, de ennél nagyobb mértékű eltérés esetén ez is

javíthatatlan hibát okoz.



1.7. ábra. A ciklikus előtag szerepe időzítési hiba esetén

1.8.3. Egyéb hibák

Egy valós rendszerben további hibák is felléphetnek, melyeket – mivel a modellünkben nem vettünk figyelembe – nem tárgyalunk részletesebben [4].

- IQ hiba : a frekvenciahibához hasonlóan ezen hibatípus forrása is a fel- és lekeverésnél van. A hiba akkor jelentkezik, ha az I és Q ág között amplitúdóbeli, vagy kvadratúra hiba van (a fáziskülönbség nem pontosan $\frac{\pi}{2}$) a két ág között. Az IQ hibát a K amplitúdó arány különbséggel és a ϕ_K IQ hibával lehet leírni [5].
- Fázishiba : fázishibáról akkor beszélünk, hogy ha az adó és vevő belső oszcillátor frekvenciája egyezik, de egy konstans fáziskülönbség van a kettő között. A frekvenciahibához hasonlóan a szinkronizáló szimbólum segítségével a csatornaki egyenlítésével kiküszöbölhető [5].
- Doppler-hatás : ha a csatorna gyorsan változik az adó vagy a vevő mozgása miatt – gyorsabban mint hogy a szinkronizációs ciklus végbemenjen – az alvivők közötti interferencia lesz megfigyelhető (ICI - Inter Carrier Interference) [2].

2. fejezet

Szinkronizációs eljárások, szimulációs eredmények

A 1.8.2 fejezetben felvázoltam az időzítés és a frekvenciahiba problémáját. Ebben a fejezetben ismertetem ezek kiküszöbölésének módszereit, és konkrét megoldást javaslok ezek megvalósítására. A javasolt eljárást szimulációs eredményekkel alátámasztom. Az [6] -ben leírtak alapján felírhatjuk a vett jelet diszkrét időtartományban:

$$s^{(T)}(k) = \sum_i s_i(k - iN_T), \quad (2.1)$$

ahol $N_T = N + N_{CP}$, vagyis az alvivők és a ciklikus előtag hosszának összege, $s^{(T)}(k)$ a csatornán keresztül küldött jel egy lineáris modulátorral felkeverve, melynek impulzusválasza $g(t)$ ami jelen esetben egy $\varepsilon(T - T_s)$ ablakfüggvény. Ebben az esetben az alvivők közti távolság $1/(NT_s)$. Így az elfoglalt sávzélesség közelítőleg $1/T_s$.

2.1. Időzítés

Az időzítés során a feladatunk az, hogy felismerjük egy új keret érkezését, és a referencia fejléc alapján megállapítsuk a szimbólumhatárokat. Praktikusan a bejövő jelfolyamhoz tartozó azon Θ indexet keressük, ahol a keret elkezdődik. Az időzítés hibája $\Delta\Theta = \hat{\Theta} - \Theta$, ahol $\hat{\Theta}$ az általunk becsült érték és Θ a tényleges időzítési index. Amennyiben a ciklikus előtag hosszabb mint a csatorna impulzusválasza L , úgy $L - N_{CP} - 1 < \Delta\Theta < 0$ feltételnek kell teljesülnie ahhoz, hogy ne legyen az időzítésből adódó ISI. Az időzítés pontosságát tekintve [6] alapján elegendő, ha T_s mintavételi frekvenciának egész számú többszöröse, mivel a maradék hiba lineáris fázishibaként jelenik meg és a csatornakegyenlítés segítségével eliminálható. Amennyiben $\hat{\Theta}$ a fenti intervallumon kívül esik, úgy a szimbólumok közti áthallás következik be. Ezzel sérül az alvivők függetlensége is, ami az alvivők közti áthallást vonja maga után. (A hibát ekkor egy $\sigma(\hat{\Theta})$ véletlen változóval lehet leírni.) Az időzítés becsülésére több módszer is ismert, melyek elsősorban a referenciaszimbólum kialakításában és feldolgozásában, illetve ennek megfelelően az eredmény pontosságában különböznek. Elsők között a Schmidl & Cox (S&C) által javasolt sémából [7] világossá válik az algoritmusok

működési elve. Itt a referenciaszimbólum két azonos, $N/2$ minta hosszúságú részből áll. Ez a frekvenciatartományban úgy állítható elő, hogy minden páros alvivőt egy álvéletlen jellel modulálunk. Amennyiben $N_{CP} > L$, azaz a csatorna impulzusválasza nem nyúlik bele az időzítési szimbólumba, úgy a két megegyező rész csak a fel-és lekeverés közti frekvencia eltéréséből adódó hiba (CFO – Carrier Frequency Offset) miatt különbözik egymástól. Ennek alapján felírható:

$$r(k) = s^{(R)}(k)e^{j2\pi\epsilon k/N} + w(k) \quad (2.2)$$

$$\Theta \leq k \leq \Theta + N/2 - 1,$$

ahol $s^{(R)}(k)$ a hasznos jel és $w(k)$ a zaj. A szimbólum második fele a vevőben pedig

$$r(k + N/2) = s^{(R)}(k)e^{j2\pi\epsilon k/N} e^{j\pi\epsilon} + w(k + N/2) \quad (2.3)$$

$$\Theta \leq k \leq \Theta + N/2 - 1,$$

A időzítés becslését ez alapján úgy valósíthatjuk meg, hogy a bejövő mintákat egy N hosszú FIFO pufferban tároljuk és ennek két felét korreláljuk. A korreláció eredményének csúcsa a puffer két felének egyezésekor éri el a maximumát, vagyis akkor, ha pontosan a referencia szimbólum van benne. Ekkor

$$\hat{\Theta} = \operatorname{argmax}_{\hat{\Theta}} \{|\Gamma(\hat{\Theta})|\}, \quad (2.4)$$

ahol $\Gamma(\hat{\Theta})$ az alábbi normalizált autokorrelációs függvény:

$$\Gamma(\hat{\Theta}) = \frac{\sum_{q=\hat{\Theta}}^{\hat{\Theta}+N/2-1} r(q + N/2)r^*(q)}{\sum_{q=\hat{\Theta}}^{\hat{\Theta}+N/2-1} |r(q + N/2)|^2}, \quad (2.5)$$

ahol $(\cdot)^*$ a komplex konjugáltat jelöli. A vizsgálat tárgyát képezi egy másik algoritmus is, mely a Shi és Sherpedin (S&S) által javasolt módszert [8] alkalmazza. Az ehhez a sémához tartozó fejléc négy egyforma részből áll – a harmadik negatív előjellel – azaz időtartományban $[+B \ +B \ -B \ +B]$ alakú. Az előző algoritmushoz hasonlóan itt is egy N hosszú pufferbe gyűlnek a bejövő minták, melyet az algoritmus négy vektorba oszt, $r_j(\hat{\Theta}) = \{r(l + jN/4 + \hat{\Theta}; 0 \leq l \leq N/4 - 1)\}$, ahol $j = 0, 1, 2, 3$. Az algoritmus eredményét a

$$\Gamma(\hat{\Theta}) = \frac{|\Lambda_1(\hat{\Theta})| + |\Lambda_2(\hat{\Theta})| + |\Lambda_3(\hat{\Theta})|}{\frac{3}{2} \sum_{j=0}^3 \|r_j(\hat{\Theta})\|^2} \quad (2.6)$$

maximumához tartozó index adja, ahol

$$\Lambda_1(\hat{\Theta}) = r_0^H(\hat{\Theta})r_1(\hat{\Theta}) - r_1^H(\hat{\Theta})r_2(\hat{\Theta}) - r_2^H(\hat{\Theta})r_3(\hat{\Theta}) \quad (2.7)$$

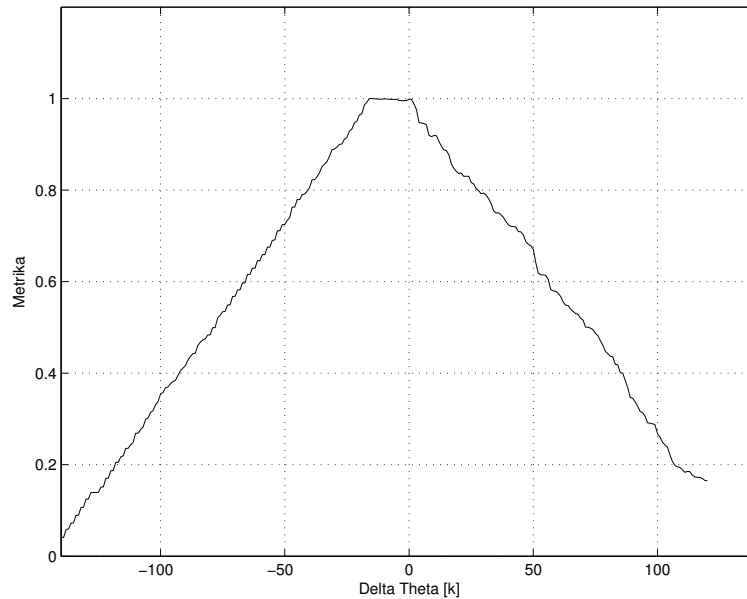
$$\Lambda_2(\hat{\Theta}) = r_1^H(\hat{\Theta})r_3(\hat{\Theta}) - r_0^H(\hat{\Theta})r_2(\hat{\Theta})$$

$$\Lambda_3(\hat{\Theta}) = r_0^H(\hat{\Theta})r_3(\hat{\Theta}),$$

ahol a $(\cdot)^H$ a konjugált transzponáció operátor.

2.2. Szimulációs eredmények – időzítés

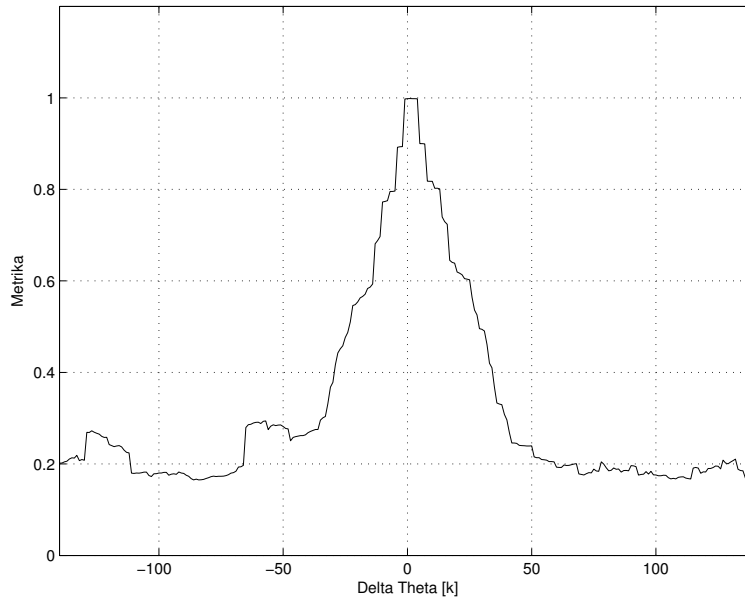
A bemutatott szinkronizációs eljárások helyességét, érvényességi körét szimulációkkal jól lehet tesztelni. A szimulációkat a Matlab program segítségével, saját magam által fejlesztett modellen végeztem. Elsőként az időzítési eljárásokat hasonlítom össze. Az S&C és S&S féle algortimusok eredménye látható a 2.1., illetve a 2.2. ábrákon. A grafikonok x tengelyének 0 pontja azt az időpontot jelöli, amikor az időzítési fejléc pont fedésbe kerül önmagával, míg az y tengelyen az algoritmus által szolgáltatott – 1-re normalizált – eredménye látható. Mindkét ábrán jól látszik, hogy minél nagyobb részen tartalmazza a puffer a referencia szimbólumot, annál nagyobb lesz az eredmény. Mikor a puffer pontosan a fejlécet tartalmazza, az érték eléri maximumát. Mint tudjuk, ehhez a maximumhoz tartozó indexet fogja az algoritmus kiválasztani. Jól látható hogy az S&C -hez tartozó görbénél az eredmény kevésbé „éles” mint az S&S -hez tartozó, ezért annak eredménye bizonytalanabb. A szimulációs eredmények alapján egyértelmű tehát, hogy a valós rendszer elkészítéséhez a pontosabb S&S algoritmust, és az adásban az ahhoz tartozó fejlécet választjuk.



2.1. ábra. S&C időzítési algoritmus kimenete

2.3. Frekvenciahiba

Frekvenciahiba becslésére több módszer is rendelkezésre áll. [6] alapján a választás a Morelli és Mengali (M&M) által javasolt sémára esett. Ennek előnye a [6]-ben leírt többi algoritmussal szemben, hogy közel ugyanolyan jó eredményt nyújt, kisebb számítási igény



2.2. ábra. S&S időzítési algoritmus kimenete

mellett. A fejléchez egy szimbólumra van szükség, mely Q azonos blokkból áll, egyenként N/Q minta hosszúak. A fejléc generálása így frekvenciatartományban egyszerű, minden Q -adik alvivőt egy álvéletlen jellel moduláljuk, a többi alvivő értéke 0. A becült hiba ez alapján

$$\hat{\nu} = \frac{1}{2\pi/Q} \sum_{q=1}^{Q/2} \Phi(q) |\arg\{(\Psi(q)\Psi^*(q-1))\}|_{(-\pi,\pi]}, \quad (2.8)$$

ahol az \arg művelet eredménye a $(-\pi, \pi]$ tartományra „normalizált” eredmény, és $\Phi(q)$ az algoritmushoz „tervezett” tényező

$$\Phi(q) = \frac{12(Q-q)(Q-q+1) - Q^2}{2Q(Q^2-1)} \quad (2.9)$$

és $\Psi(q)$ az autokorrelációs függvény eltolása qN/Q hosszú

$$\Psi(q) = \sum_{k=\hat{\Theta}}^{\hat{\Theta}+N-1+qN/Q} r(k+qN/Q)r^*(k) \quad (2.10)$$

$$q = 1, 2, \dots, Q/2$$

Az M&M algoritmussal becült frekvenciahibával $2\pi\hat{\nu}/N$ fázisfogatóást tudunk végrehajtani az $r(k)$ vett mintákon, amivel az $r'(k) = e^{-j2\pi\hat{\nu}/N}r(k)$ jelet kapjuk. Amennyiben időben változó (pl. Doppler-hatás) is fellép az adatátvitel során, úgy lesz egy $\Delta\nu = \nu - \hat{\nu}$ maradó hiba. Ezt a DFT kimenetén létrejövő ICI elkerülése érdekében folyamatosan követni kell. [6] alapján ezt egy zárt hurkú szabályzóval valósíthatjuk meg, ahol a hibát

szimbólumonként követjük. Ebben az esetben

$$\Delta\hat{\nu}_{i+1} = \Delta\hat{\nu}_i + \alpha e_i, \quad (2.11)$$

ahol e_i az α -val súlyozott hibajel, és $\Delta\hat{\nu}_i$ az i -edik szimbólum alapján becsült hiba értéke. α megválasztása egy kompromisszum lesz a becslő gyorsasága és pontossága között. A 2.3. ábrán látható a szabályzó kör blokkvázlata, ahol $r'_i(m)$ a fázisforgatott mintákat jelöli a diszkrét időtartományban ($-N_{CP} \leq m \leq N-1$). $\hat{\nu}_i$ -t egy numerikusan vezérelt oszcillátorra juttatjuk (NCO), mely $e^{-j2\pi\hat{\nu}}$ -t generálja. A $\Psi_i(m)$ fázis lineárisan függ $\hat{\nu}_i$ -től, és rekurzívan

$$\Psi_i(m) = \Psi_i(m-1) + 2\pi\hat{\nu}_i/N, \quad (-N_{CP} \leq m \leq N) \quad (2.12)$$

alapján számoljuk. Hogy elkerüljük a fázisugrásokat, $\Psi_i(m)$ minden szimbólum határán az előző szimbólum utolsó értékét veszi fel. Az exponenciális tagot a kompenzáláshoz használjuk, így kapjuk $x_i(m) = r'_i(m)e^{-j2\pi\hat{\nu}_i/N}$, majd a ciklikus előtagot elhagyva a jel a DFT-re jut, és megkapjuk a frekvencia-tartománybeli $R_i(n)$ jelet ($0 \leq n \leq N-1$). Több zárt hurkú frekvenciakövetéshez tartozó algoritmus is létezik, ezek e_i hibajel generálásában térnek el egymástól. A [6]-ben ismertetett sémák közül egy olyat választottam, mely a ciklikus előtag és a szimbólum utolsó N_{CP} mintájának korrelációján alapul, így számítása igen egyszerű:

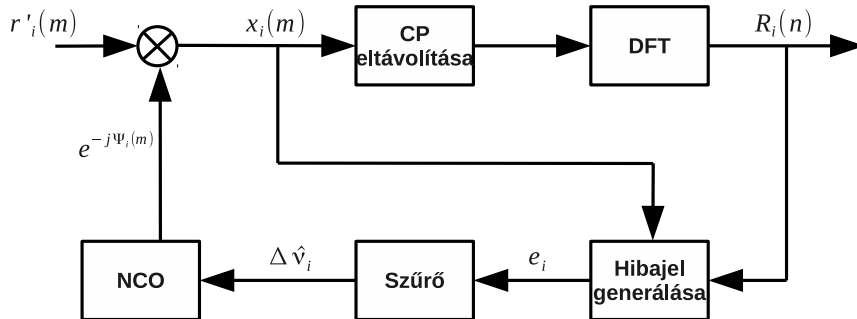
$$e_i = \Im \left\{ \sum_{m=-N_{CP}}^{-1} x_i(m+N)x_i^*(m) \right\} \quad (2.13)$$

Nagy különbség a követéshez használt és a M&M algoritmus között hogy előbbi ún. „vak” séma, vagyis semmilyen külön fejlécet nem igényel (jelen esetben az amúgy is jelenlévő ciklikus előtagot használja a becsléshez).

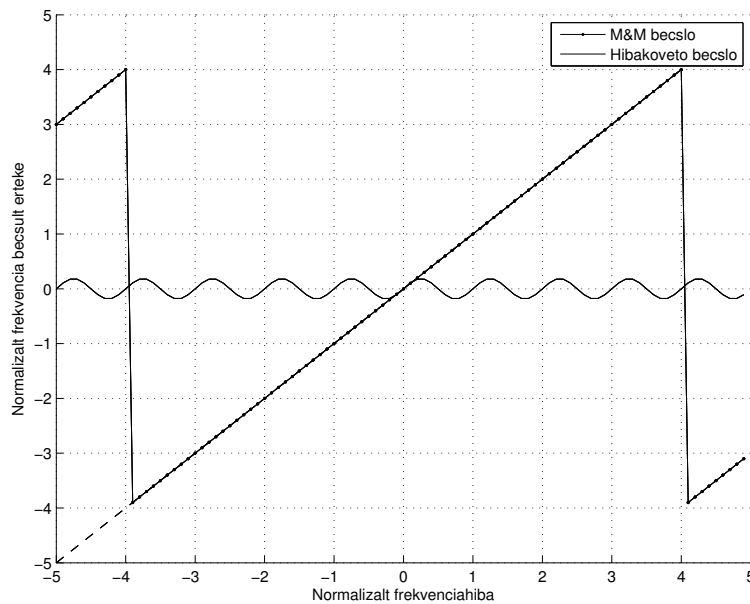
2.4. Szimulációs eredmények – frekvenciahiba

A frekvenciahiba-becslő esetében két tulajdonságát vizsgáljuk az algoritmusnak szimuláción keresztül. Elsőként azt vizsgáltam meg, mekkora tartományban ad helyes eredményt a becslő. A 2.4. ábrán a hibabecslő ún. S görbét láthatjuk. Ezt úgy kapjuk, hogy a beállítunk egy ν normalizált frekvenciaértéket, mellyel frekvenciahibát okozunk a jelben, és ennek függvényében ábrázoljuk az algoritmus által becsült eredményt. Az eredményből jól látszik, hogy a hibabecslő SNR = 20 dB esetén a $-4 < \nu < 4$ normalizált frekvenciaértékek között fog helyes értékeket adni, és az is látható hogy ebben a tartományban torzítatlan (illeszkedik a szaggatottal jelölt 1 meredekségű egyenesre).

Vizsgáljuk még a hibabecslő pontosságát az SNR függvényében. Ennek menete, hogy frekvenciahiba nélkül, az SNR növelésével – minden SNR érték mellett 10000 szimulációt végezve – nézzük az eredmény 0-tól vett négyzetes eltérését. Az eredményekből látható hogy a becslő elég széles tartományban alkalmazható. Egy gyakorlati rendszernél is kielégítő pontosságú. Ennek eredményét a 2.5. ábrán láthatjuk. Szaggatott vonnallal [6]-ben megjelölt Cramér-Rao elméleti alsó határt láthatjuk.

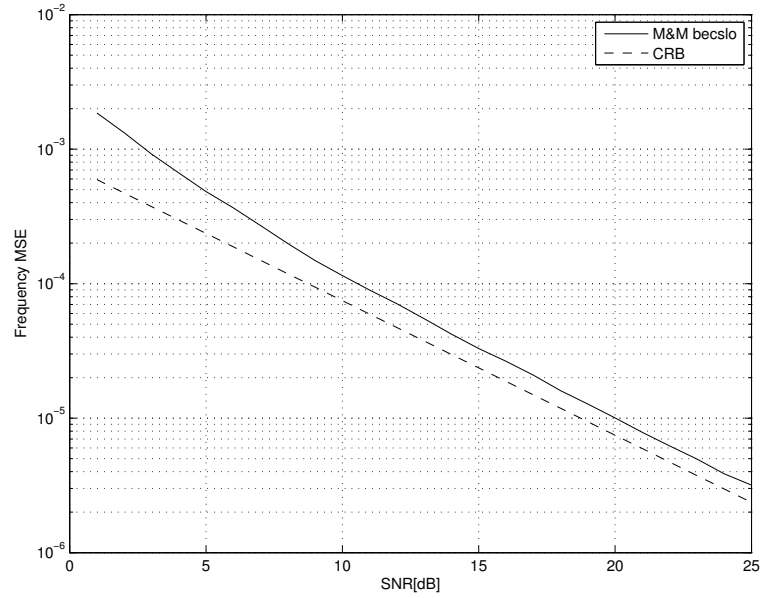


2.3. ábra. Zárt hurkú szabályzó a frekvenciahiba követésére



2.4. ábra. M&M hibabecslő és a hurokhoz tartozó becslő S görbéje [SNR = 20 dB]

A frekvenciahiba folyamatos követésére szolgáló tracking algoritmust is vizsgáltam. A 2.4. ábrán láthatjuk, hogy ez az M&M -nél jóval kisebb, $-0,1 < \nu < 0,1$ intervallumon löki jó irányba a hurkot, viszont a számítási komplexitása is alacsonyabb. Tekintve hogy az M&M alapján történő becslés –az OFDM rendszerekre minimálisan jellemző– 10dB-s SNR-



2.5. ábra. M&M becslő négyzetes hibája az SNR függvényében

nél is már 10^{-4} pontossággal képes becsülni a hiba értékét, ezért a követéshez felhasznált algoritmus érvényességi tartománya kielégítő, így alkalmazása egy jó kompromisszum a pontosság és számítási igény között, a maradék hiba jól kompenzálható.

3. fejezet

Gyakorlati megvalósítás

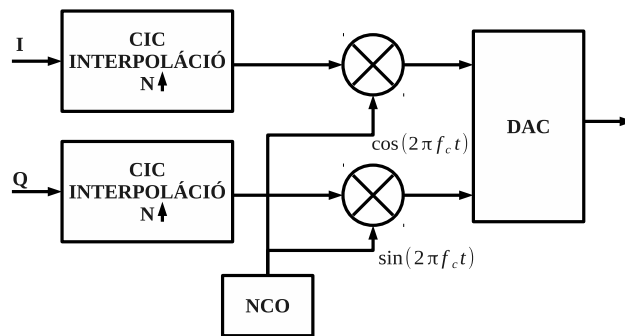
3.1. A fejlesztői környezet

Az adás és vétel gyakorlati megvalósításához az Ettus Research által fejlesztett USRP1-et és USRP2-t (Universal Software Radio Peripheral – szoftveresen programozható rádió) használtam [9]. Az eszköz alapját egy FPGA adja, mely elvégzi a hozzá kapcsolódó A/D, D/A átkódolókat, és vezérli a számítógép és az eszköz közötti adatcserét. Az A/D és blokk 100 Msample/sec mintavételezési sebességre képes 14 biten, míg a D/A 400 MHz-es Nyquist frekvenciával képes adni 16 bites felbontással. Az USRP C++ kódon keresztül programozható. Ehhez az UHD (Universal Software Radio Peripheral Driver) ad segítséget, mely kifejezetten a gyártó termékeinek programozásához kínál C++ API-t. Az USRP2-höz tartozó driverek, kapcsolások, stb. ingyenesen elérhetőek, fejleszthetőek (open source design). Az USRP2 továbbá kiegészíthető további interfészekkel. Az általam megvalósított alkalmazáshoz egy TX és RX kártya került a rendszerbe, melyek a segítségével a digitális alapsávi jel fel- és lekeverhető analóg rádiófrekvenciás tartományban (a WBX kiegészítő kártyával akár GHz-es frekvenciatartományban). A jelfeldolgozás lényegi részét a host PC végzi el, az USRP gyakorlatilag csak a középfrekvenciás jelet állítja elő a PC-től etherneten kapott alapsávi IQ mintákból. A deigitális le- és felkeverést decimátor illetve interpolátor végzi egy NCO (Numerically Controlled Oscillator) digitális frekvenciaszintézerrel. Az adás és vétel lebonyolításához 2 USRP2-t használtam fel melyeket kábellel kötöttem össze. Az adó blokkvázlata a 3.2. ábrán látható.



3.1. ábra. Az USRP1 [9]

Az alkalmazás során számos jelfeldolgozási feladat kerül megvalósításra, melyek jellemzően vektor, vagy mátrix műveletek, összegzés, elemenkénti szorzás, illetve az OFDM sé-mára jellemző FFT alkalmazása. Mivel a cél egy valós időben működő rendszer létrehozása ezért ezek elvégzése időkritikus feladat. Annak érdekében, hogy minél hatékonyabb legyen a program, az összehasonlításokban legjobban szereplő Armadillo[10] illetve FFTW[11] könyvtárakat használtam a C++ alkalmazás megírásához. Az armadillo egy lineáris algebra könyvtár a C++ -hoz, mely gyorsasága mellett szintaxisában a Matlabhoz hasonlít, ami segíti a két platformon történő párhuzamos fejlesztést. Az FFTW pedig egy DFT-t megvalósító könyvtár, mely a mérések alapján az egyik leghatékonyabb algoritmust kínálja.



3.2. ábra. Az USRP2 adójának blokkvázlata

3.2. Az adás menete

A teljes adatátviteli ciklus első lépéseként egy OFDM keret adásának létrehozásával foglalkoztam. Az adás hardveres részét az USRP-vel valósítom meg, melyet az UHD segítségével egyszerűen lehet programozni. Így az adóban választható a sáközépi frekvencia, a jel mintavételezésének frekvenciája a felkeverés előtt, a kimenő buffer hossza. Az adás másik része a szoftverrel előállított adattartalom (ami bekerül az USRP bufferébe). A program megírásánál törekedtem a moduláris kialakításra, és arra hogy minél több paraméter állítható legyen. Így paraméterként adhatjuk meg az alvívök számát (64,256,1024), a ciklikus előtag hosszát, a modulációs sémát (QPSK,QAM), a jel túlmintavételezésének mértékét, az adatszimbólumok számát. A szimulációs eredményekből levont következtetések alapján megalkotjuk a szinkronizációs jeleceket. Az időzítéshez ezért az S&S -ben javasolt [+B +B -B +B] alakú pseudo-random sémát választottam, a frekvencia-becslő jejléhez pedig a [A A] alakú M&M alapján megalkotott jelet használom fel. Ezt követően a beállított mennyiségű adatszimbólum következik, melynek adatait a teszteléshez egy véletlen generátor segítségével állítom elő. A keret előállítása valós időben történik, és a megadott adatszimbólum szám kiadása után újra a szinkronizációs jelecek következnek.

3.3. A vétel menete

Az adóhoz hasonlóan a vevő USRP-ben is be kell állítani a névleges vivőfrekvenciát, a mintavételezési frekvenciát, valamint meg kell adni a vevő buffer hosszát. Az adatok feldolgozásakor a buffer tartalmából egy keretnyi adatot vesz ki a program és ezen hajtja végre a szinkronizációs algoritmusokat. Először értelemszerűen az időzítést végzi el a program, majd a frekvenciabecslést, eltávolítja a ciklikus előtagot és adatszimbólumokra bontja a vett keretet. A következő lépés a demoduláció, és az ebből nyert konstellációs ábra felrajzolása. A C++-ban írt programmal azonos lépéseket végrehajtó Matlab referenciakóddal lehetőség van az eredmények ellenőrzésére, illetve grafikus megjelenítésre.

3.4. A megvalósított rendszer

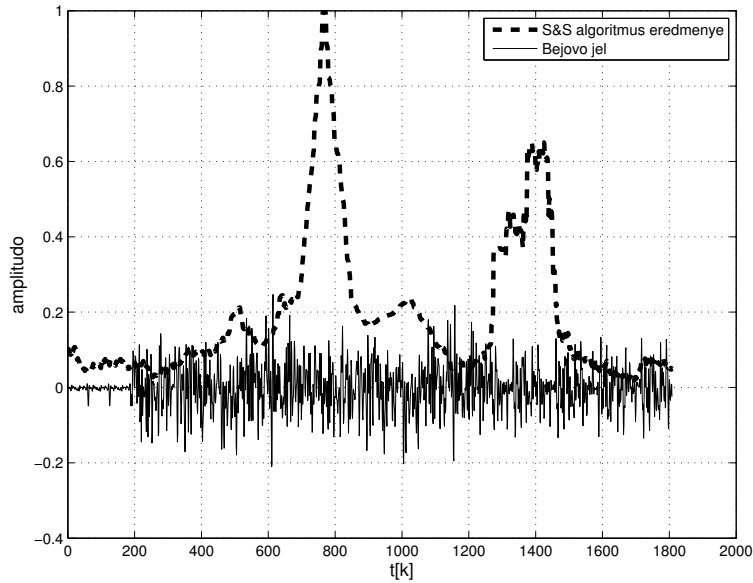
A valós rendszer paraméterei: az alvivők száma $N = 256$, a ciklikus előtag hossza $N_{CP} = 16$, a túlmintavételezés 2-szeres, és QPSK modulációt használtam. A vivőfrekvencia 15 MHz, a mintavételezési frekvencia az USRP-s felkeverés előtt 1 MHz. Az USRP a szoftverben létrehozott jelet mintavételezi, majd a CIC szűrőkkel interpolálja (3.2. ábra). A CIC szűrő karakterisztikájából adódóan az $F_s/2$ nél nagyobb frekvenciájú jelekben átlapolódást okoz, amit túlmintavételezéssel, vagyis a mintavételezés előtt a relatív sáv szélesség csökkentésével (praktikusan $\ll 1/2$) tudunk mérsékelni. A CIC szűrő hatásait a vevőben a csatornakiégénylítéssel tudjuk ellensúlyozni.

Első lépésben tehát az időzítést állítjuk be. A 3.3. ábrán láthatjuk az S&S algoritmus eredményét a bejövő jel –egy teljes keret– függvényében. Jól beazonosítható a 2.2. fejezetben szimulációval kapott eredmény. Megfigyelhető továbbá egy másik –jóval kisebb– csúcs is a bejövő jelben. Ez a frekvenciahiba becsléséhez használt szimbólum miatt alakul ki, hiszen ez a fejléc is két időben azonos részből áll. Hogy véletlenül se okozzon hibát az időzítésben ez a csúcs, be lehet állítani egy küszöbértéket, illetve az időzítési algoritmus eredményét meghatározott ideig – a fejlécből nyert csúcs után egy keret hosszáig – figyelmen kívül lehet hagyni.

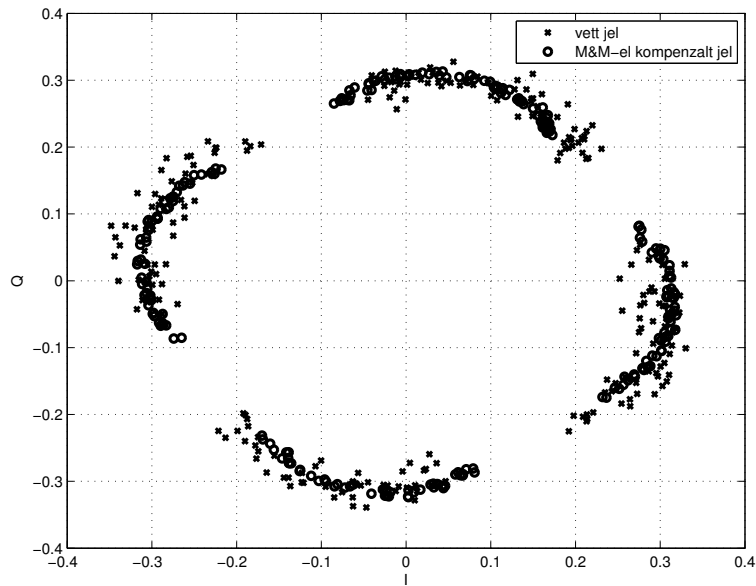
Miután az időzítés megtörtént, ismerjük az egyes szimbólumok határait, konstellációs ábrán láthatjuk a beérkező adatszimbólumokat. A 3.4. ábrán jól látható, hogy az ideálistól mind fázisukban, mind amplitúdójukban eltérnek a konstellációs pontok a kompenzálatlan bejövő jel esetében. Ahogy azt a 2.4 fejezetben láttuk, a frekvenciahiba fáziseltolást okoz, ezért nézzük meg milyen eredményt kapunk a M&M becslő alkalmazásával.

A kompenzáció eredményét a 3.4. ábrán láthatjuk. Jól látszik, hogy az egyes alvivők képzetes és valós része közötti fáziskülönbség gyakorlatilag megszűnt, hiszen a konstellációs pontok egy köríven helyezkednek el, tehát az I és Q ág amplitúdója megegyezik.

A fennmaradó hiba okaira a 3.5. ábrából vonhatunk le következtetést. Itt azt láthatjuk, hogy két egymást követő szimbólum konstellációs pontjai ν fázisforgatással eltolva jelennek meg (a további szimbólumok hasonló hibával terhelve, így a konstelláció körbe forog). A hiba tehát egy lineáris fázisforgatást eredményez, és oka a következőre vezethető vissza. Az USRP a mintavételezéshez a lekeverés órajelét használja fel úgy, hogy előtte azt leosztja.



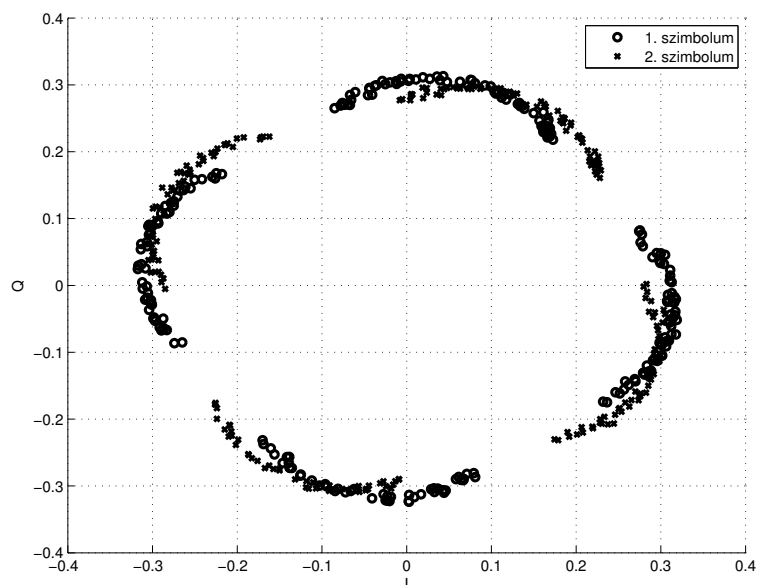
3.3. ábra. S&S algoritmus eredménye a bejövő jel függvényében



3.4. ábra. Bejövő jel és a frekvencia kompenzált jel konstellációja

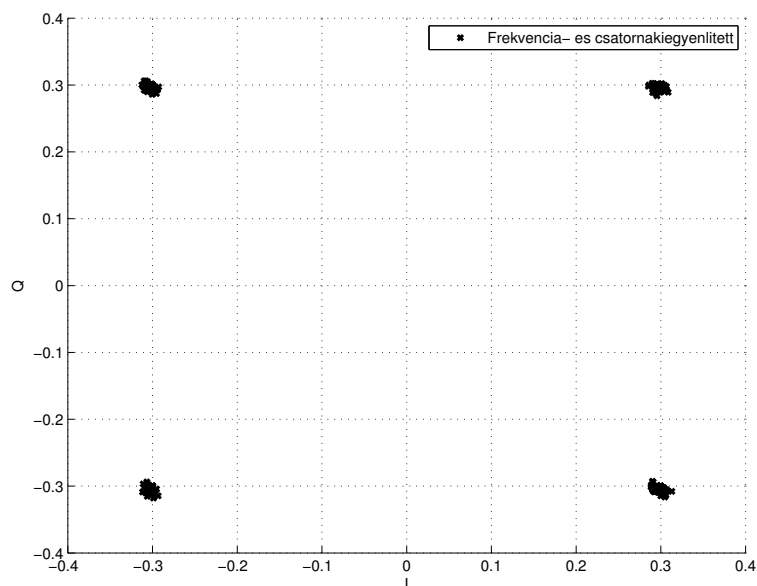
A lekeverés frekvenciájának hibája tehát tovább terjed a mintavételezésre is, így az adó és vevő mintavételezési frekvenciája a névlegestől eltér. Az ebből adódó hiba egy példával szemléltetve úgy képzelhető el, hogy az adóban egy 512 mintás jel a vevőben 511 minta hosszúig tart. Azonban a vevőben is 512 mintára számítunk 1 szimbólum alatt, így a fennmaradó 1 minta különbséget úgy foghatjuk fel, mintha egy 0 értékű mintát szűrtünk volna a szimbólum valamely helyére. Így egy interpoláció jellegű műveletet hajt végre a vevő, mikor a jelet az FFT-be küldi. Ennek hatása pedig egy lineáris fázistolás a frekvencia függvényében.

További hatásként egy aluláteresztő szűrő jelleget is észrevehetünk, amely a köríven elhelyezkedő pontok „legörbüléséből” vehető észre. Mivel a két probléma nagyon hasonlít



3.5. ábra. Két egymást követő szimbólum konstellációja

egy csatorna jelenlétére ezért megoldásként egy csatornabecslés és kompenzálás folyamatát hajtottam végre. A becsléshez minden 4-ik alvivőre ismert adatszimbólumot tettem, és ezekből interpoláltam a többi alvivőre vonatkoztatott amplitúdó- és fázismenetet, majd a becsült értékekkel kompenzáltam a vett jelet. Az eredmény a 3.6. ábrán látható.



3.6. ábra. Frekvencia- és „csatornakiigyenített” szimbólumok

Összességként elmondható, hogy a gyakorlati rendszerben a szimulációkat alapul véve sikerült az adatátviteli rendszer szinkronizálása, azaz a gyakorlatban is működnek a leírt algoritmusok. A további hibák kompenzálásával pedig egy megbízható adatátvitelt sikerült létrehozni.

4. fejezet

Az FBMC

Ebben a fejezetben egy elterjedőben lévő új többvívős modulációs sémát, az FBMC-t (Filter Bank Multicarrier) ismertetem. Az FBMC előnye az alacsony szomszédos csatornás szivárgása, a kognitív rádiók körében jó alkalmazhatósága, hatékony sávzélesség kihasználása ami miatt számos területen alternatívája lehet az OFDM rendszereknek. Mivel kevésbé elterjedt, gyakorlati megvalósítására is kevés példa van. Az alábbi fejezetben az alapismertetek mellett egy FBMC adás megvalósításának eredményeit is ismertetem.

4.1. Az FBMC alapjai

Az FBMC bemutatását az általános többvívős rendszerek felől közelíthetjük meg (melynek speciális esete az OFDM séma). A többvívős rendszerek általánosan [12] alapján a következőképpen írhatók le:

$$s(t) = \sum_n \sum_{k \in \kappa} c_k[n] p_T(t - nT) e^{j2\pi(t-nT)f_k}, \quad (4.1)$$

ahol κ a felhasznált alvívők halmaza, $c_k[n]$ az alvívőkhöz tartozó adatszimbólum és $p_T(t)$ az adó oldal szűrője. Egy általános OFDM rendszerben $p_T(t)$ egy négyszögimpulzus. A szűrő előnye az OFDM sémában, hogy a szimbólumok időben függetlenek lesznek egymástól, és a ciklikus előtag segítségével az ISI is megakadályozható, ugyanakkor a négyszögjelek *sinc*-es spektruma minden alvívőnél megjelenik, és összege a spektrumban a sávzéleknél, a spektrum szomszédos csatornás szivárgáshoz vezet. A hatás csökkentésére találták ki a szűrt OFDM jelet, melynél az n -edik szimbólum ciklikus előtagja és az $(n-1)$ -ik szimbólum végét egy ún. roll-off periódusban átkeverik. Ennek hatása a spektrumra egy emelt koszinuszos szűrő hatásával azonos. A hatékony adás megvalósításához azonban a roll-off periódus megválasztása szűk keretek között reális, ezért drasztikus javulást nem lehet vele elérni. Az FBMC megalkotásához az a cél vezetett, hogy olyan szűrőt – vagy szűrőbankot – alakítsanak ki, mely az alvívők függetlenségének megtartása mellett kiküszöböli az OFDM spektrumának nem kívánt szivárgását. [12] alapján láthatjuk, hogy a függetlenség feltételét az adó és vevő oldali szűrő ambiguitás függvényének vizsgálatával lehet megállapítani. A kritérium alapján a szimbólumoknak és az alvívőknek függetleneknek kell lenniük, így

megőrizve a jel rekonstruálhatóságát.

$$A_p(\tau, \nu) = \int_{-\infty}^{+\infty} p(t + \tau/2)p^*(t - \tau/2)e^{-j2\pi\nu t} dt, \quad (4.2)$$

ahol τ az időbeli eltolás és ν a frekvencia-tartománybeli eltolás. Amennyiben az adó és vevő oldali szűrő megegyezik [12], és $f_k = kF$ az alvivők frekvenciái, a két szűrő skalárszorzata

$$\begin{aligned} \langle p_k(t - mT), p_l(t - nT) \rangle &= \int_{-\infty}^{+\infty} p(t - mT)e^{j2\pi kFt} p(t - nT)e^{-j2\pi kFt} dt \\ &\sim A_p((n - m)T, (l - k)F), \end{aligned} \quad (4.3)$$

ahol \sim az egyenes arányosságot jelöli. $\nu = 0$ esetén A_p az időbeli korrelációs függvényt adja meg, és a Nyquist-kritérium a szűrőre nézve leegyszerűsödik:

$$A_p(nT, 0) = \begin{cases} 1, & n = 0 \\ 0, & \text{egyébként} \end{cases} \quad (4.4)$$

Amennyiben a Nyquist-kritériumnak megfelelő szűrőt alkalmazunk, megmarad tehát – ideális esetben – az alvivők és a szimbólumok függetlensége is. Azzal a kritériummal, hogy az adóban és vevőben ugyanazt a szűrőt használjuk, kizártuk a ciklikus előtag lehetőségét. (Az OFDM rendszerekben ebben különbözik az adó és vevő oldali szűrő, az egyik T_{FFT+CP} a másik T_{FFT} hosszú négyszögjel). Időben diszperzív csatorna esetén ezért az FBMC rendszerek érzékenyebbek az ISI-re. Az FBMC jel szimbólumainak előállítása is eltér az OFDM sémában alkalmazottól. Az OFDM esetén ugyanis az egy alvivőre modulált szimbólum egyszerűen a valós és képzetes rész összegéből áll. Az FBMC-re jellemző szűrő prototípusok frekvenciatartományban csak 2ν relatív frekvencia távolságában függetlenek. Az FBMC ezért a staggered multitone (SMT) modulációs eljárást alkalmazza. Ennek lényege, hogy a páratlan szimbólumok valós, illetve képzetes részei j -vel szorzás hatására átkerülnek a képzetes, illetve valós tartományba. A képzetes részek pedig időben $N/2$ -vel eltolva kerülnek kiküldésre, ahol N az egy szimbólumhoz tartozó alvivők száma. Így egy szimbólum hossza valójában $\frac{3}{2}N$ hosszú, ami látszólag sávzélesség veszteséget okoz. SMT szimbólum [13] alapján a következő képpen írható le:

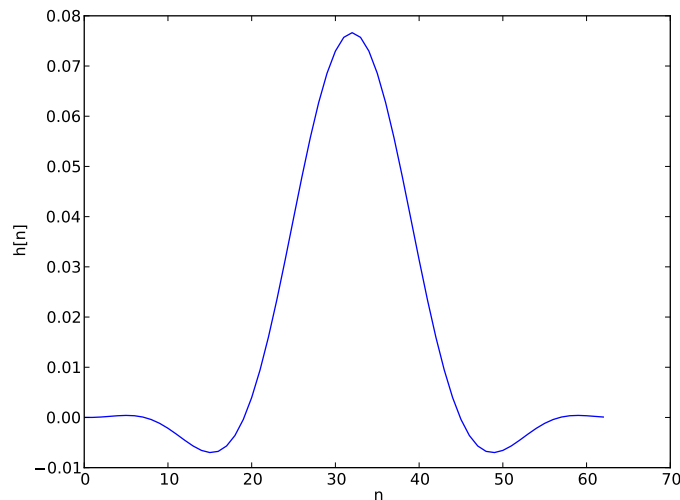
$$\begin{aligned} s(t) &= \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \sum_{m=0}^{M-1} (c_{2m,n}^R p(t - nT) + jc_{2m,n}^I p(t - T/2 - nT)) e^{j2\pi(2m)f_0 t} + \\ &\quad (c_{2m+1,n}^I p(t - nT) + jc_{2m+1,n}^R p(t - T/2 - nT)) e^{j2\pi(2m+1)f_0 t}, \end{aligned} \quad (4.5)$$

ahol T a szimbólum hossza, $f_0 = 1/T$ az alvivők távolsága, $c_{m,n}^R$ és $c_{m,n}^I$ az adatszimbólum valós és képzetes része, $p(t)$ pedig a prototípus szűrő. Nyquist szűrők alkalmazásával a szimbólumok időben átlapolódhatnak, így az adatfolyam pipeline jelleget ölt, amivel az $N/2$ -es többlet csak az adás végén jelenik meg, ez pedig egy teljes ciklusra nézve elenyésző

veszteség.

4.2. Eredmények, összehasonlítás

Az elméleti alapokban leírtak alapján a gyakorlati rendszerhez meg kell választani a megfelelő szűrőt. Ez egy tervezési feladat, mellyel nem foglalkoztam, a prototípus szűrőt a [14]-ban leírtak alapján választottam meg. Ebből a prototípusból generálok frekvenciaeltolással a többi szűrőt. A szűrő impulzusválasza a 4.1. ábrán látható. A lényeges különbség az FBMC és OFDM jelek spektrális tulajdonságaiban jelennek meg. Erre szemléltetésül a 4.2. ábra szolgál. Az ábrán három szomszédos alvivő átlapolódásai látszanak OFDM és Nyquist szűrővel megvalósított FBMC jel esetén (az FBMC esetében a szomszédos alvivőket az interferencia elkerülése érdekében képzetes illetve valós tartományba képezzük). Jól látható ez alapján, hogy az OFDM alvivőinek nagyobb a szivárgása.

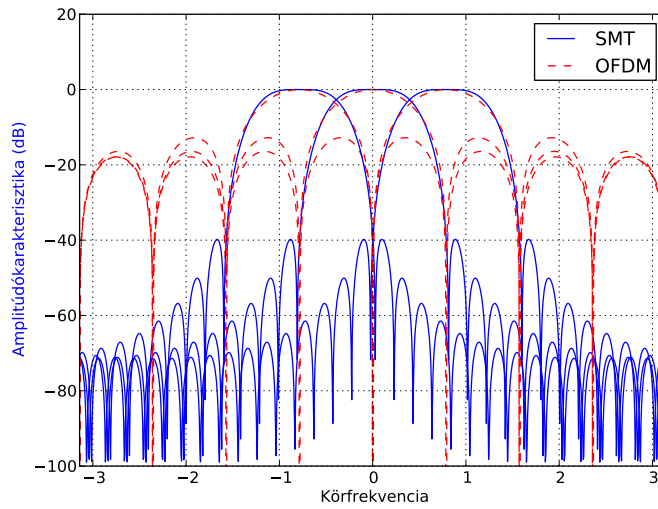


4.1. ábra. Prototípus szűrő impulzusválasza

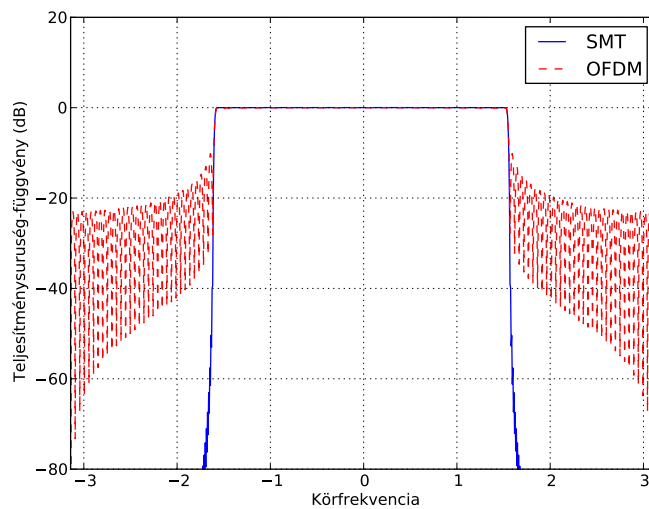
A [15]-ban leírt analitikus számítások alapján előállított jelek spektrumát a 4.3. ábrán láthatjuk. Itt $N = 64$ alvivő esetén látható OFDM és SMT jelek spektrumának összehasonlítását láthatjuk. Látható, hogy SMT jelek esetén az oldalszivárgás jóval kisebb, és a gyakorlati megvalósítástól lényegében ennek igazolását várjuk.

A 4.4. ábrán az OFDM és FBMC jelek teljesítményének eloszlásfüggvényét láthatjuk. Az ábrák az hangsúlyozzák a két séma közötti – a többvivős rendszerekre jellemző – hasonlóságot az időtartománybeli szimbólumok esetében. Látható hogy mindkét esetben a 1.6 fejezetben leírt PAPR problémával kell számolni, mely az erősítők kivezérlésében jelenthet gondot.

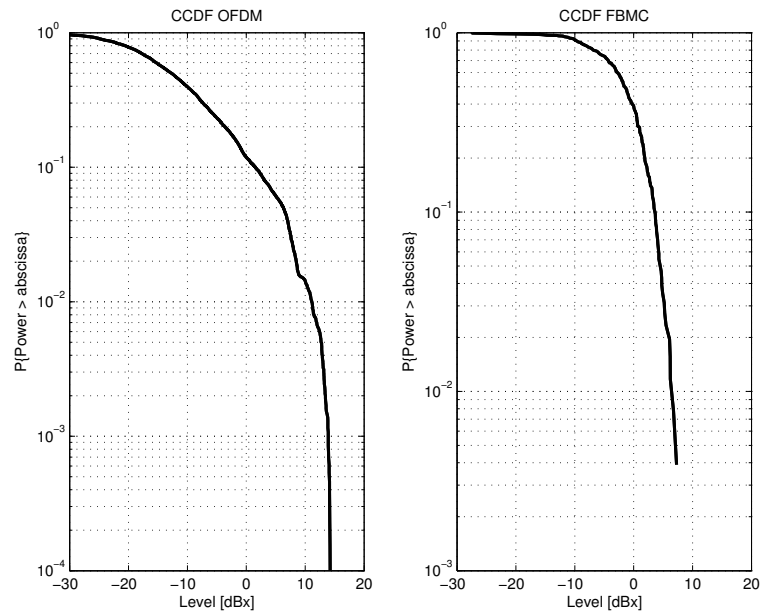
A leírtak alapján előállított FBMC jelet USRP segítségével felkeverve összehasonlíthatóvá vált az OFDM jellel. A két spektrum a 4.5. ábrán látható. Mindkét esetben 64 alvivő, kétszeres túlmintavételezés, 1 MHz-es mintavételi frekvencia, 15 MHz-es vivőfrekvencia, valamint az OFDM jelnél 10 mintányi ciklikus előtagot használtam. Jól látszik, hogy az



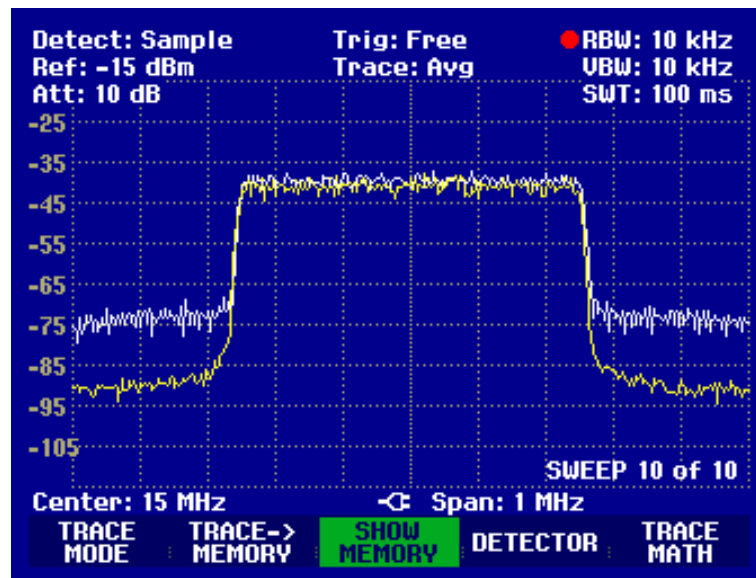
4.2. ábra. OFDM és FBMC alvivők amplitúdókarakterisztikája

4.3. ábra. OFDM és FBMC jelek spektruma $[N = 64]$ alvivőre

FBMC jel szivárgása a sávszéleken mintegy 20 dB-rel alacsonyabb, mint az OFDM-é ami igazolja a kedvezőbb szomszédos csatornás szivárgáshoz fűzött várakozásokat. A 4.5. ábrán látható FBMC jelet összehasonlítva a 4.3. ábrán látható elméleti értékekkel megállapítható, hogy a sávszéleken a megvalósított rendszer eléri a -40dB -s elméleti értéket, ám a további csökkenése elmarad a várakozásoktól. Ennek oka lehet a PAPR miatti nemlineáris torzítás, illetve az USRP által okozott torzítások (pl. CIC szűrő).



4.4. ábra. OFDM és FBMC jel teljesítményének eloszlásfüggvénye



4.5. ábra. OFDM és FBMC jelek spektrumai $N = 64$ alvivő estén

Összefoglalás

Eredmények összefoglalása

A dolgozat elején ismertettem az OFDM rendszer működését, a rendszer alapsávi modelljét. Bemutattam az OFDM átviteli út során az analóg eszközök hibái miatt fellépő szinkronizációs problémákat.

A következő fejezetben a két legjelentősebb problémára, az idő- és frekvenciahiba kiküszöbölésére mutattam be az általam megvalósított megoldásokat, melyeket elsősorban [6] alapján készítettem. Ezeket Matlab környezetben valósítottam meg és szimulációk segítségével additív gaussi zajos csatornán vizsgáltam. Összehasonlítottam az időzítésre megoldást nyújtó S&C és S&S algoritmusokat, valamint bemutattam az M&M algoritmus érvényességi tartományát S görbéje segítségével. Vizsgáltam továbbá az M&M algoritmus pontosságát az SNR függvényében, és ismertettem egy zárt hurkú frekvenciahiba követő eljárást.

A szimulációs eredmények vizsgálata alapján javasoltam egy konkrét fejléc-szerkezetet, mely segítségével a szinkronizáció megvalósítható. A javasolt struktúrát valós rendszeren USRP segítségével meg is valósítottam, és az eredmények igazolták az elméleti módszerek helyességét.

Bemutattam a kevésbé ismert FBMC séma elméleti alapjait és működését. Ezt követően az USRP segítségével létrehoztam valós környezetben egy FBMC adást. Spektrumanalizátor segítségével így jól összehasonlíthatóvá váltak az OFDM és az FBMC sémák spektrális tulajdonságai, és az FBMC elméleti előnyei a gyakorlatban is megmutatkoztak.

Továbbifejlesztési lehetőségek

A TDK munka keretében megvalósított rendszer továbbfejleszthető több irányba is. Az egyik irány lehet az OFDM rendszer fejlesztése. Ennek részeként az irodalomban szereplő további szinkronizációs algoritmusok szimulálása és implementálása valós környezetben. A rendszert továbbfejlesztve lehetőség nyílik BER görbék vizsgálatára. Ezen kívül komplexebb csatornabecslési eljárások implementálása, illetve az USRP kiegészítőkártyáinak segítségével akár vezeték nélküli kapcsolat megvalósítása.

A további munkák másik iránya az FBMC-vel kapcsolatos fejlesztések lehetnek. Mivel ez egy kevésbé ismert séma, a szinkronizációs és csatornabecslő eljárások kevésbé kipróbáltak, mint az OFDM rendszereknél, ezért ezek megvalósítása és összehasonlítása egy továbbfejlesztési irányt jelenthetnek. Lévén az FBMC jel megalkotása komplex művelet, ezért további feladatot jelent egy valós idejű folytonos FBMC adó megvalósítása is.

További célok között szerepel egy hallgatói mérés összeállítása az USRP-k segítségével. Ennek során lehetőség nyílna a hallgatóknak az elméletben tanult OFDM rendszert a gyakorlatban is jobban megismerni. A mérésen keresztül vizsgálhatóak lennének az OFDM jel spektrális tulajdonságai, a csatorna átviteli karakterisztikája, csatornabecslési és szinkronizációs eljárások.

Ábrák jegyzéke

| | | |
|------|---|----|
| 1.1. | Az átlapolódó alvivők spektruma | 6 |
| 1.2. | OFDM adó és vevő blokkvázlata | 7 |
| 1.3. | Lineáris csatorna additív gaussi zajjal | 7 |
| 1.4. | OFDM szimbólumok ciklikus előtaggal | 8 |
| 1.5. | OFDM rendszer diszkrét alapsávi modellje | 8 |
| 1.6. | OFDM jel átlagteljesítményének eloszlásfüggvénye | 9 |
| 1.7. | A ciklikus előtag szerepe időzítési hiba esetén | 12 |
| 2.1. | S&C időzítési algoritmus kimenete | 15 |
| 2.2. | S&S időzítési algoritmus kimenete | 16 |
| 2.3. | Zárt hurkú szabályzó a frekvenciahiba követésére | 18 |
| 2.4. | M&M hibabecslő és a hurokhoz tartozó becslő S görbéje [SNR = 20 dB] | 18 |
| 2.5. | M&M becslő négyzetes hibája az SNR függvényében | 19 |
| 3.1. | Az USRP1 [9] | 22 |
| 3.2. | Az USRP2 adójának blokkvázlata | 22 |
| 3.3. | S&S algoritmus eredménye a bejövő jel függvényében | 24 |
| 3.4. | Bejövő jel és a frekvencia kompenzált jel konstellációja | 24 |
| 3.5. | Két egymást követő szimbólum konstellációja | 25 |
| 3.6. | Frekvencia- és „csatornakigyenlített” szimbólumok | 25 |
| 4.1. | Prototípus szűrő impulzusválasza | 29 |
| 4.2. | OFDM és FBMC alvivők amplitúdókarakterisztikája | 30 |
| 4.3. | OFDM és FBMC jelek spektruma [N = 64] alvivőre | 30 |
| 4.4. | OFDM és FBMC jel teljesítményének eloszlásfüggvénye | 31 |
| 4.5. | OFDM és FBMC jelek spektrumai N = 64 alvivő esetén | 31 |

Irodalomjegyzék

- [1] „IEEE draft standard for information technology-telecommunications and information exchange between systems-local and Metropolitan networks-specific requirements-Part II: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and physical layer (PHY) specifications amendment 8: IEEE 802.11 wireless network management,” pp. 1–392, 2010, IEEE Std P802.11v/D10.0, Mar2010 (Amendment to IEEE Std 802.11-2007).
- [2] R. Prasad, *OFDM for Wireless Communications Systems*. Artech House, Inc., 2004.
- [3] L. Litwin and M. Pugel, „The principles of OFDM,” RF signal processing, jan 2001.
- [4] S. Mirabbasi and K. Martin, „Classical and modern receiver architectures,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 38, no. 11, pp. 132–139, 2000.
- [5] Zs. Kollár and P. Horváth, „Modulation schemes for cognitive radio in white spaces,” *Radioengineering*, vol. 19, no. 4, pp. 511–517, Dec. 2010.
- [6] M. Morelli, C.-C. J. Kuo, and M.-O. Pun, „Synchronization techniques for orthogonal frequency division multiple access (OFDMA): A tutorial review,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 95, no. 7, pp. 1394–1427, 2007.
- [7] T. M. Schmidl and D. C. Cox, „Robust frequency and timing synchronization for OFDM,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 45, no. 12, pp. 1613–1621, 1997.
- [8] K. Shi and E. Serpedin, „Coarse frame and carrier synchronization of OFDM systems: a new metric and comparison,” *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 3, no. 4, pp. 1271–1284, 2004.
- [9] „USRP2 datasheet,” http://www.ettus.com/downloads/ettus_ds_usrp2_v5.pdf.
- [10] „Armadillo C++ linear algebra library,” <http://arma.sourceforge.net/>.
- [11] „Fastest fourier transform in the west,” <http://www.fftw.org/>.
- [12] B. Farhang-Boroujeny, „OFDM versus filter bank multicarrier,” *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. 28, no. 3, pp. 92–112, 2011.
- [13] P. Siohan, C. Siclet, and N. Lacaille, „Analysis and design of OFDM/OQAM systems based on filterbank theory,” *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 50, no. 5, pp. 1170–1183, 2002.

- [14] M. Bellanger, „Physical layer for future broadband radio systems,” in *Proc. IEEE Radio and Wireless Symp. (RWS)*, 2010, pp. 436–439.
- [15] L. Baltar, D. S. Waldhauser, and J. A. Nossek, „Out-of-band radiation in multicarrier systems: a comparison,” *Multi-Carrier Spread Spectrum 2007, Lecture Notes in Electrical Engineering*, vol. 1, pp. 107–116, 2007.