



M Ű E G Y E T E M 1 7 8 2

Budapesti Műszaki és Gazdaságtudományi Egyetem

Villamosmérnöki és Informatikai Kar

Szélessávú Hírközlés és Villamosságtan Tanszék

Rohde & Schwarz Referencialabor

Átviteli hibák becslése és kompenzálása a 802.11ad rendszerekben

TDK-DOLGOZAT

Csuka Barna

KGLR5B

Konzulens:

Dr. Kollár Zsolt

egyetemi tanársegéd



2015. október 26.

Kivonat

Az elektronika fejlődése ma már lehetővé teszi az eddig még nem használt, szabad frekvenciasávok kihasználását a több tíz GHz-s tartományban civil kommunikációs célokra is. Éppen ezért a WiGig rendszer (és az azt leíró IEEE 802.11ad szabvány) a jelenleg még ritkán alkalmazott 60 GHz-es frekvenciasávban működik a nagy átviteli sebesség biztosítására. A szabvány megoldásaival lehetővé válik, hogy a WiGig egymagában helyettesítsen minden vezetékes és vezeték nélküli adatátvitelt a beltéren, 10-15 méteres körön belül található eszközök között.

A 802.11ad szabvány csak az adó működését specifikálja, ezért a vett adatok feldolgozására használt szinkronizációs eljárások megválasztása nem egyértelmű. Ebben a dolgozatban ilyen eljárásokat mutatok be. A dolgozatom elején kitérek az adó oldalra is természetesen, amelyet a szabvány alapján implementáltam: a nyers bináris adatokból egy szabványosan kódolt, modulált adatfolyamot állítok elő, ami már továbbítható az adó analóg fokozatai felé.

A dolgozatomban az alkalmazott átviteli csatorna modellje különböző hibákat és torzító hatásokat is figyelembe vesz, ezen hibák paramétereit a vételi oldali feldolgozás előtt meg kell becsülni, hogy a hatásuk kompenzálható lehessen. Ezek következő hibák: időzítési hiba, frekvencia- és fázisoffset, továbbá figyelembe veszem a rádiós csatorna lineáris torzítását és a csatornában megjelenő additív zajt is. A hibák becslésére és kompenzálására a szakirodalomban már találhatóak megoldások. Ezeket az eljárásokat részletesen vizsgálom, illetve javaslatot teszek ezek továbbfejlesztésére, hogy ezáltal pontosabb, kisebb varianciájú becslést kapjak.

A vételi oldalon az adás műveleteit fordított sorrendben kell elvégezni: először demodulálni, majd dekódolni kell az adatokat, így visszakapható az eredetileg átvinni kívánt bináris adattartalom. Ha a vett jelet nem kompenzáljuk demodulálás előtt, az drasztikus bithibaarányromláshoz vezethet. Amennyiben ismerjük a hibák becselőit, egy többlépcsős folyamaton keresztül kompenzálható a vett jel, így csökkenthető a bithibaarány.

Az átviteli lánc szimulációs környezetét Matlab-ban implementáltam, egy moduláris keretrendszert készítettem el. Ennek segítségével először csak az adó-vevő kapcsolatot készítettem el, majd az átviteli csatorna modelljét bővítettem lépésenként. A vevőt kiegészítettem korrekciós eljárásokkal, majd beépítettem a becselő eljárásokat is. A keretrendszerben a hibák kézben tarthatóak, a becselő és a kompenzáló eljárások kvantitatív módon összehasonlíthatóak.

A szimulációkat követően az eljárásokat a gyakorlatban is teszteltem. Egy megfelelő jelgenerátor és oszcilloszkóp segítségével egy mérési tesztkörnyezetet is összeállítottam. A jelgenerátor a betöltött adatokat adóként kisugározta, amelyet az oszcilloszkóp vett, és a jelmintákat lementette. A kapott jelfolyamokat a korábban említett, Matlab-os keretrendszer segítségével dolgoztam fel és értékeltem ki a kiválasztott becselési eljárások alkalmazásával.

Abstract

The evolution of electronics allows nowadays the usage of the unused, free frequency bands at 10-100 GHz for commercial purpose. One of these systems is the WiGig (and the IEEE 802.11ad standard, which describes the WiGig) which operates at the yet rarely used 60 GHz frequency band to ensure high data transfer rate. The standard aims that the WiGig can alone substitute all wired and wireless transmission between indoor devices, within a 10-15 m radius.

The 802.11ad standard only specifies the behavior of the transmitter, so that is not obvious to choose the synchronization methods for processing and compensating the received data. At the beginning of my work, I describe the transmitter as well, which was implemented based on the standard. I create a coded, modulated data stream which can be sent to the analog frontend of the transmitter.

The model for the radio channel, which I applied in my work, contains different failures and distorting effects. The parameters of these errors have to be estimated before processing the received data at the receiver-side to compensate the influences of the imperfections. These considered errors are the following: timing error, frequency and phase offset. Furthermore I take into consideration, that the radio channel has linear distortion and contains additive gaussian noise as well. There are already many solution in the literature to estimate and compensate these errors. I investigate these methods in details and propose improvements to get more accurate estimations e.g. estimators with lower variance.

At the receiver side, the signal processing steps of the transmitter have to be performed in a reverse order. The data are demodulated first, then decoded so the originally transmitted binary data can be retried. If the received signal containing errors is not compensated before the demodulation, the bit error rate may drastically increase. In case the estimates of the errors are known, the received signal can be compensated through a multi-stage process to decrease the bit error rate.

The simulation environment of the transmission chain was implemented using Matlab, I created a modular framework. With this simulator I prepared first the transmitter–receiver connection, then the model of the transmission channel was expanded step by step. The receiver was extended with the estimation and the correction algorithms. Using this framework the errors can be easily handled, and the investigated methods can be compared quantitative as well.

After the simulations, the methods were tested in practice as well. The test environment for the measurements consisted of a suitable arbitrary signal generator and an high performance oscilloscope. The signal generator transmitted the loaded data samples, which were received and stored by the oscilloscope. The data was retrieved, processed and evaluated using the previously mentioned Matlab framework, also the estimation and compensation algorithms were verified.

Tartalomjegyzék

1. Bevezetés	6
2. Az IEEE 802.11ad története	8
2.1. Előzmények	8
2.2. Első lépések és a szabványosítás	8
2.3. Jelenlegi helyzet	9
3. Az IEEE 802.11ad tulajdonságai és felépítése	10
3.1. Fizikai réteg	10
3.2. Keretformátum	11
3.2.1. A preambulum felépítése	11
3.2.2. A fejléc felépítése	12
3.3. Az adatcsomag összeállítása	12
4. Diszkrét jelek spektrális felbontása	13
4.1. Diszkrét Fourier-transzformáció	13
4.2. Csúszóablakos diszkrét Fourier-transzformáció	13
4.3. Rekurzív diszkrét Fourier-transzformáció	14
4.4. Az FFT és az R-DFT komplexitása	14
5. Átviteli paraméterek becslése	17
5.1. Átviteli lánc felépítése és hibái	17
5.1.1. Időzítés	18
5.1.2. Frekvencia offset becslése	18
5.1.3. Csatornakarakterisztika becslése	19
5.1.4. Fázishiba	22
6. Szimulációk	23
6.1. Az átviteli csatorna szimulációja	24
6.2. Az átviteli paraméterek meghatározása	24
6.2.1. Időzítés	24
6.2.2. Frekvencia offset becslése	26
6.2.3. Átviteli csatorna becslése	26
6.2.4. Jel-zaj viszony becslése	27

6.3. A kapott szimulációs eredmények kiértékelése	29
7. Mérési eredmények	31
7.1. Kísérleti elrendezés és a mérések felépítése	31
7.2. Alapsávi mérések	32
7.3. Rádiófrekvenciás mérések	33
7.4. A kapott mérési eredmények kiértékelése	34
8. Összefoglalás	40
Függelék	42
F.1. Komplementis Golay-szekvenciák	42
F.2. Egyvívós átvitel lehetséges modulációs és kódolási sémái	43
F.3. CRC-számítás a CRC 16-CCITT módszerrel	44
Köszönetnyilvánítás	45
Ábrák jegyzéke	47
Irodalomjegyzék	49

1. fejezet

Bevezetés

Az utóbbi évek fejlesztéseit megvizsgálva az látható, hogy egyre inkább az önállóan működő ún. okoseszközök felé halad a világ. Ezek a készülékek egymással szorosan együttműködnek vagy egymással laza függőségben vannak valamilyen vezeték nélküli összeköttetésen keresztül.

Ez a fejlődés magával hozta azt, hogy egyre újabb és újabb adatátviteli eljárások jelentek meg vezeték nélküli átvitelre: így született meg az infravörös átvitel, a Bluetooth és az IEEE 802.11 szabvány különböző megoldásai [1]. Időközben az átvinni kívánt adatmennyiség is növekedett (nagyfelbontású videók streamelése, másolása), így sorra jelentek meg az egyre gyorsabb átviteli eljárások: USB, FireWire, HDMI, USB 3.0 stb.; ám ezek elsősorban vezetékes technológiák.

Jelenleg az tapasztalható, hogy a mobil okoseszközök robbanásszerűen betörték a mindennapokba, viszont az átviteli megoldásokkal egyenlőre csak próbáljuk utolérni a fejlődést. A hardveres nehézségeken (hely- és energiaigény) túl a mobilitási igény miatt is cél a vezeték nélküli adatátviteli megoldások javítása. A fejlesztések két irányba folynak: egyik oldalon az alacsony átviteli sebességű, egyszerű megoldások állnak, amelyekkel sok kliens, szenzor szolgálható ki egyszerre (pl. MiWi, ZigBee); míg másik oldalon a cél a lehető legnagyobb átviteli sebesség elérése és több kliens egyidejű kiszolgálása. Ilyen a vezeték nélküli HDMI átvitel (WirelessHD), vagy a WiGig (Wireless Gigabit Alliance), ami az IEEE 802.11ad szabványát takarja [2]. Dolgozatom egyik súlypontját az ezen szabvány során alkalmazható paraméterbecslési és időzítési eljárások alkotják.

Azonban ezek a vezeték nélküli, magas átviteli sebességű kommunikációs protokollok gyors és pontos paraméterbecslést igényelnek, hogy megfelelően kompenzálhatóak legyenek az átviteli lánc hibái, és ezáltal a bithiba-arány is csökkenjen. Többek között ilyen hiba a frekvencia- illetve a fázisoffset, vagy az átviteli csatorna nem ideális átviteli karakterisztikája. Ezenfelül további elvárás a nagyfrekvenciás rendszerek esetében – mint pl. a 60 GHz-es WiGig – az is, hogy az algoritmusok komplexitása alacsony legyen, de eközben a pontosságukból ne veszítsenek; továbbá a magas adatátviteli sebességet alacsony energiafogyasztás mellett biztosítsuk.

Éppen ezért a dolgozatom másik súlypontja a rekurzív diszkrét Fourier-transzformáció (R-DFT) [3] adatátviteli rendszerekben történő alkalmazhatóságának bemutatása. Az eljárás egy jelenleg még kevésbé ismert megoldás egy jel diszkrét Fourier-transzformáltjának (DFT) valós idejű kiszámítására. A konvencionális, közvetlenül a DFT-ből képzett szűrőstruktúra, a

csúszóablakos diszkrét Fourier-transzformáció (Sliding DFT – S–DFT) a véges felbontásból származó kvantálási hiba miatt instabil állapotba kerülhet, és így rossz eredményt adhat [4, 5]. Ezzel szemben az R–DFT esetén bizonyított tény, hogy az eljárás adott beállási idő és lépésszám után biztosan konvergens eredményt ad [3].

Mostanáig elsősorban kifejezetten mérés technikai célokra használták az R–DFT-t [6, 7]. Vezetékes és vezeték nélküli kommunikációs alkalmazások esetén – kifejezetten az OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) esetén is – a leggyakrabban alkalmazott megoldás spektrumfelbontási és paraméterbecslési célokra az FFT (Fast Fourier Transform) volt. Azonban annak ellenére, hogy az FFT a legerjedtebb algoritmus, az R–DFT néhány alkalmazása már megtalálható a vezeték nélküli hálózatok esetén is [5, 8–10].

A két eljárás, az FFT és az R–DFT közti fő különbség a számítási mód. Az FFT blokkonként számol, egy N pontos spektrumot N időtartománybeli mintából határoz meg. Ezzel szemben az R–DFT pontonként, minden egyes bejövő ponthoz kiszámolja a spektrumot; N lépés után pedig ugyanazt az eredményt adja, mint az FFT.

Dolgozatomban két paraméter becslésével foglalkozok kiemelten: a frekvenciaoffset-tel és a csatorna átviteli karakterisztikával. Általános vezérelvként először mindig bemutatom a jelenlegi megoldásokat, majd utána adok másfajta, bővített megoldásokat.

A Moose által megadott frekvenciaoffset-becslő FFT-t használ [11]. Az általam bemutatásra kerülő eljárás szintén Moose becslő algoritmusát alkalmazza, azonban az FFT-t R–DFT-vel helyettesítem, így a becslés varianciáját csökkenteni tudom. A konvencionális csatornabecslő eljárások az üzenetben található komplementes szekvenciák [12, 13] felhasználásával időtartományban adják meg a becslést, mivel a szekvenciák korrelációinak összege tartalmazza a csatorna impulzusválaszát [14, 15]. Dolgozatomban áttekintem ezeket az eljárásokat, továbbá megmutatom, hogy frekvenciatartományban is ki lehet számolni a csatorna becslőjét, ami azért fontos, mert a kompenzációt mindenképp frekvenciatartományban hajtjuk végre.

A frekvenciaoffset- és a csatornabecslő eljárásokat a 802.11ad rendszer használatán keresztül mutatom be [2], amely a preambulumban komplementes Golay-szekvenciákat tartalmaz [12]. Természetesen más kommunikációs megoldások esetén is alkalmazhatóak ezek a megoldások, amennyiben az üzenetek keretformátuma bizonyos feltételeknek megfelel.

A dolgozatom felépítése a következő: először a 2. fejezetben egy rövid történeti kitekintést adok, hogy honnan indult a 802.11ad fejlesztése, és hogy hol tart ma. Ezt követően a 3. fejezetben ismertetem a rendszer főbb jellemzőit. A 4. fejezetben röviden áttekintem a diszkrét jelek spektrumszámítását, a konvencionális DFT-ből/FFT-ből kiindulva bemutatom az S–DFT-t és az R–DFT-t, illetve összehasonlítom őket komplexitásuk, előnyeik és hátrányaik szerint. Az 5. fejezetben bemutatom, hogy milyen átviteli hibákkal kell foglalkozni az üzenetküldés során, és azok becslésére javaslok megoldásokat. Ezt követően a 6. fejezetben bemutatom az elvégzett szimulációkat, végül pedig a 7. fejezetben a szimulációk alapján végzett kísérleteket ismertetem. Dolgozatom végén összefoglalom az elért eredményeimet, és röviden bemutatom a lehetséges továbbfejlesztési irányokat a 8. fejezetben.

2. fejezet

Az IEEE 802.11ad története

2.1. Előzmények

Az IEEE 802.11-es szabványcsoportja a helyi, vezeték nélküli hálózatokat (WLAN) írja le [1], melyeket eredetileg időleges adatátvitelre terveztek egy fő hálózati eszköz és több végpont között viszonylag nagy lefedettség biztosítása mellett. Ezzel pont ellentétesek a mai követelmények: folyamatos kapcsolatra van szükségünk, amely Gbps nagyságrendű sebességet garantál nagyon kicsi késleltetéssel, továbbá a hálózatnak elosztott jellegűnek kell lennie, hogy két kliens közvetlenül egymással is tudjon kommunikálni (pl. televízió irányítása mobileszközzel, vagy videó streamelése egyik készülékről a másikra).

Az IEEE sorozatos fejlesztésekkel (802.11b, 802.11g, 802.11n) illetve a használt frekvenciasávok bővítésével (2,4 GHz, 5 GHz) próbálta követni az igényeket. Azonban azt a tényt ezek a javítások sem tudták kiküszöbölni, hogy telítődtek a frekvenciasávok, egyre több eszköz osztozik ugyanakkora sáv szélességen. Emiatt az elérhető elméleti adatátviteli sebességnek csupán a töredéke áll rendelkezésre egy-egy felhasználó számára, így nem garantálható a folyamatos, nagysebességű adatátvitel.

2.2. Első lépések és a szabványosítás

A WiGig kidolgozását, az első prototípusok tervezését és gyártását a Wilocity végezte el a Qualcomm Atheros-szal közösen. Előbbi céget 2007-ben, Kaliforniában alapította a korábban az Intelnek is dolgozó mérnökök egy csoportja, majd a Qualcomm Atheros felvásárolta 2014-ben. A projektbe egyre több nagy fejlesztő- és gyártó cég kapcsolódott be, így a WiGig nem csak a szabványt jelenti, hanem az azt fejlesztő csoportosulás, a Wireless Gigabit Alliance rövidítése is. A teljesség igénye nélkül a fenti kettőn kívül a következő cégek tagjai az együttműködésnek: Agilent, Apple, Dell, Huawei, Intel, Microsoft, Nokia, Panasonic, Rohde & Schwarz, Sony, Samsung, Texas Instruments.

A szervezet a szabvány kidolgozása során szorosan együttműködött az IEEE 802.11 szabványt gondozó Wi-Fi Alliance szövetséggel is, és az új szabványt a meglévő, az IEEE 802.11 által megadott keretrendszerekhez igyekeztek igazítani. Az első verzió, a WiGig 1.0 2009-ben jelent meg, amit 2011-ben követett a végleges, 1.1-es változat. A közös munka eredményeként az IEEE adoptálta a WiGig 1.1-es szabványt, felülírva a fejlesztés alatt álló 802.11ad kiegészí-

tést. Így akadálytalanul sikerült a WiGig-et az IEEE 802.11 szabványcsalád részévé tenni úgy, hogy csak a fizikai és a MAC-réteget tekintve jelent változást a specifikációban, a többi réteg változatlan maradt az IEEE korábbi szabványainak megfelelően. Az IEEE 802.11ad véglegesen az IEEE 802.11-2012-es szabványverzióba került bele [2], ezt követően a WiGig szervezet bele is olvadt a Wi-Fi Alliance szervezetbe, így azóta együtt felügyelik, tesztelik, minősítik, hogy az azóta megjelent termékek megfelelnek-e a szabványnak [16].

2.3. Jelenlegi helyzet

Azután, hogy a WiGig az IEEE 802.11 része lett, definiálták az FST (Fast Session Transfer) protokollt, amely segítségével az arra felkészített, háromsávú készülékek hardverszinten váltanak a Wi-Fi korábbi, 2,4/5 GHz-es és a WiGig 60 GHz-es frekvenciái között. Ezzel a megoldással az eszközök folyamatosan képesek az elérhető legjobb hálózathoz kapcsolódni, és az átkapcsolás idejére se szakad meg a kapcsolat.

A szabvány megoldásai és tulajdonságai miatt (nagy sebesség, kicsi késleltetés) lehetővé vált, hogy különböző adaptációs rétegek segítségével a korábban csak vezetékes összeköttetések vezeték nélküli változatát is definiálják. Jelenleg a következő megoldások érhetőek el: Wireless Bus Extension (PCIe alapján), Wireless Serial Extension (USB alapján), Wireless Display Extension (HDMI és DisplayPort alapján) és Wireless SDIO Extension (SDIO alapján). Ezekkel a protokollokkal teszi lehetővé a szabvány a vezetékek kiváltását úgy, hogy a készülékek felé marad a korábbi csatolófelület (pl. USB, HDMI), csupán annyi a változtatás, hogy a csatlakozó másik végén a vezeték helyett egy 802.11ad adóvevő található, amely kapcsolódni tud bármilyen másik 802.11ad klienshez, és ezáltal egy másik eszközhöz.

Az első chipcsalád a Wilocity 6100-as családja volt, amit a 6200-as és a 6300-as követett; utóbbi már mobileszközök számára készült. A 6100-as és a 6200-as család megoldásaira épített a Dell, amikor megjelent az első, kereskedelmi forgalomban kapható, 802.11ad-vel szerelt laptop, a Dell 6430u és a hozzá tartozó D5000-as vezeték nélküli dokkoló (2.1. ábra). A dokkolóval egyetlen egy WiGig linken keresztül a laphoz csatlakoztatható három USB 3.0, egy HDMI-, egy DisplayPort- és egy LAN-készülék, továbbá sztereó audió összeköttetés is a rendelkezésre áll.

2014-ben a Qualcomm Atheros jóvoltából megjelent az első, mobileszközökbe szánt alaplap, a Snapdragon 810, amely már WiGig-hálózathoz is tud csatlakozni. A már megjelent megoldások mellett folyamatosan fejleszti számos gyártó (pl. Intel, Panasonic, Samsung, Sony) a saját eszközét, melyek megjelenése az elkövetkező időszakban várható [16].



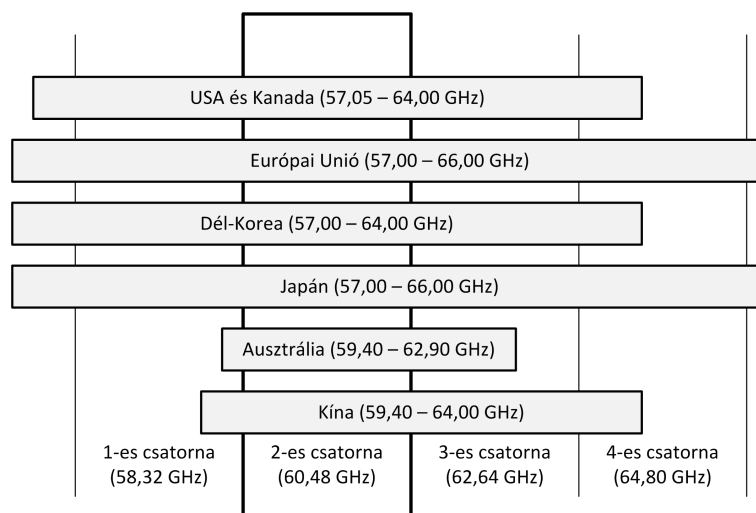
2.1. ábra. A Dell D5000-es dokkolóállomása

3. fejezet

Az IEEE 802.11ad tulajdonságai és felépítése

3.1. Fizikai réteg

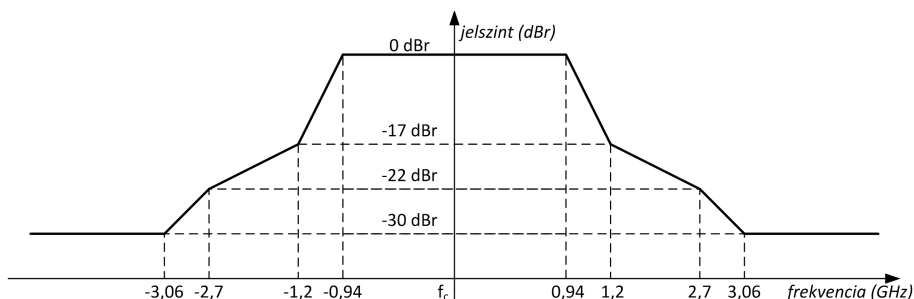
A WiGig alapsávi sávszélessége 2 GHz, amit 60 GHz-es vivőfrekvenciára kevernek fel, vagyis milliméteres hullámtartományban üzemel a rendszer, melynek az elméleti maximális átviteli sebessége 7 Gbps. A Nemzetközi Távközlési Egyesület Rádiókommunikációs Osztálya (ITU–R) az 57–66 GHz közötti frekvencián 4, egyenként 2,16 GHz sávszélességű csatornát rögzített. Ezen csatornák közül a 2-es csatorna érhető el az egész világon, aminek 60,48 GHz a sávközépi frekvenciája, ezért ez lett alapértelmezettként rögzítve a WiGig szabványban, ahogy a 3.1. ábra is mutatja. Az egy csatornára vonatkozó, betartandó spektrummaszkot a 3.2. ábra mutatja [17, 18].



3.1. ábra. A 60 GHz-es tartományban rögzített csatornák és sávközépi frekvenciájuk

A WiGig a fizikai rétegében az átvitel során egy- illetve többvívős digitális modulációt alkalmaz. Az egyvívős átvitel során az alapsávi jel egy komplex, digitálisan modulált jel, ahol szabvány a vivők három lehetséges modulációját támogatja: BPSK, QPSK és 16-QAM. A

többvívős, OFDM átvitel esetén az alapsávi jelet, az ún. OFDM-szimbólumot 512 pontos inverz Fourier-transzformációval állítják elő, és az átvitel során 355 alvívöt alkalmaznak. Az alvívökön a következő modulációk használhatóak: QPSK, SQPSK, 16-QAM és 64-QAM [2,16]. Jelen dolgozatban az egyvívős modulációt fogom részletesen tárgyalni.



3.2. ábra. Egy csatornához tartozó spektrummaszk a sávközéphez viszonyítva

3.2. Keretformátum

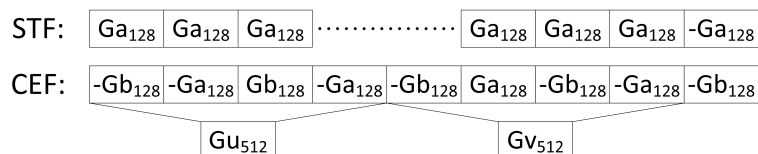
Az adatsomag, ahogy a 3.3. ábra mutatja, a következő részekből épül fel egyvívős átvitel esetén: preambulum, fejléc, adatrész illetve a nyálábformálási adatok [2]. Mivel a munkám során végig az egyvívős átvittel foglalkoztam, ezért a folytatásban csak ehhez az átvitelhez tartozó adatsomag-részeket mutatom be a nyálábformálási adatok kivételével, mert nyálábformálást nem alkalmaztam.

Preambulum		Fejléc	Adatrész	Nyálábformálási rész
STF	CEF			

3.3. ábra. A 802.11ad csomagszerkezete

3.2.1. A preambulum felépítése

A preambulum az ún. rövid szinkronizációs részt (Short Training Field – STF) és az ún. csatornabecslő részt (Channel Estimation Field – CEF) tartalmazza. Ezen mezők építőelemei az ún. komplementis Golay-szekvenciák [12, 13], melyeknek négy típusa van: Golay-A (Ga), Golay-B (Gb), illetve ezek negált változatai. Ebben az esetben a szekvenciák 128 minta hosszúságúak, melyeket ezért a következőképpen jelöltem: Ga_{128} , $-Ga_{128}$, Gb_{128} és $-Gb_{128}$. Ezek a szekvenciák könnyen generálhatóak az ún. Golay-generátorral (F.1. függelék), ahol az $N = [64; 128]$ esetekre megadtam a szükséges beállítási paramétereket is.



3.4. ábra. Az STF és a CEF felépítése

Az STF és a CEF mezők felépítése a 3.4. ábrán látható. Az STF egy periódikus jel, amelyben 20-szor ismétlődik meg a Ga_{128} , majd egy $-Ga_{128}$ mezővel zárul. Ezzel szemben a CEF nem periódikus, viszont komplementis szekvenciákat tartalmaz, így ez a rész a csatornabecsléshez használható fel. Három fő része van: egy Golay-U (Gv_{512}), egy Golay-V (Gv_{512}) és egy $-Gb_{128}$ szekvencia.

3.2.2. A fejléc felépítése

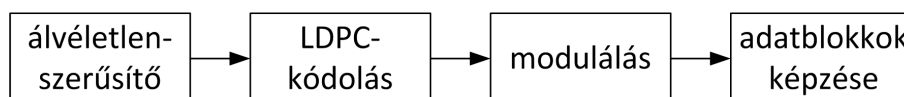
A preambulomot minden esetben a fejléc követi, amely az adatcsomag hátralévő részének a beállításait tartalmazza. 12 mezőből áll, melyek teljes hossza 64 bit. Munkám során csak négy mező beállítására volt szükség, a többi mező értéke végig zérus volt. A következő négy mezőt használtam fel:

- **álvéletlenszerűsítő (scrambler) inicializáló mintája** (0–7. bit): megadja az álvéletlenszerűsítő kezdeti állapotát;
- **modulációs és kódolási séma** (7–11. bit): megadja az átvitel során alkalmazott modulációt és kódolást (lehetséges kombinációkat lásd az F.2. függelékben);
- **üzenet hossza** (12–29. bit): megadja az üzenet méretét oktetben (1 oktet=8 bit), maximálisan 262 143 oktet továbbítható egyszerre;
- **ellenőrző szekvencia** (48–63. bit): a fejléchez tartozó, 16 bites CRC-kód, melyet a CRC 16-CCITT metóduddal kell kiszámolni (F.3. függelék) [2].

3.3. Az adatcsomag összeállítása

A 3.3. ábrának megfelelő adatcsomag összeállítása a preambulom generálásával kezdődik. Ez egy rögzített, fix adatsor (lásd 3.2.1. fejezet), amit egy $\pi/2$ -es forgatással „modulálunk”. A fejléc és az adatrész elkészítése négy fő lépésből áll: álvéletlenszerűsítés, LDPC-kódolás, modulálás és blokkosítás (3.5. ábra).

Az álvéletlenszerűsítés célja, hogy a rendelkezésre álló spektrumot egyenletesen használjuk ki. Az LDPC-kódolás hibadetektálást és -javítást biztosít az átvitel során. A 802.11ad esetében 672 bites kódszót használunk, amelyben az üzenetszó és a paritásbitek arányát a kódarány adja meg (F.2. fejezet). A kódolt üzenetet moduláljuk, majd a kapott szimbólumsorozatot 448-asával blokkokra osztjuk. Az így kapott blokkok közé Ga_{64} szekvenciákat (F.1. fejezet) szúrunk be védelmi időnek – amelynek a csatornakompensálás során lesz jelentősége – így az átvitel során egy elemi blokk 512 szimbólumból fog állni.



3.5. ábra. A fejléc és az adatrész összeállítási folyamata

4. fejezet

Diszkrét jelek spektrális felbontása

4.1. Diszkrét Fourier-transzformáció

Ha adott a valós (vagy akár komplex) értékű $x = x[k]$ diszkrét időben értelmezett jelünk, akkor – amennyiben a jel abszolút összegezhető, azaz $\sum_{k=-\infty}^{\infty} |x[k]| < \infty$ – definiálhatjuk a következő, $\mathbb{C} \rightarrow \mathbb{C}$ alakú, (4.1) függvényt:

$$X(e^{j\vartheta}) = \mathcal{F}\{x[k]\}, \quad (4.1)$$

ahol j a komplex egységgyök, vagyis $j = \sqrt{-1}$ valamint ϑ a komplex körfrekvencia.

Ez a (4.1) függvény lesz a jelnek a diszkrét Fourier-transzformáltja (vagy másképp a spektruma). Az $X(e^{j\vartheta})$ értékét a (4.2) kifejezés adja meg:

$$X(e^{j\vartheta}) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x[k] \cdot e^{-j\vartheta k}. \quad (4.2)$$

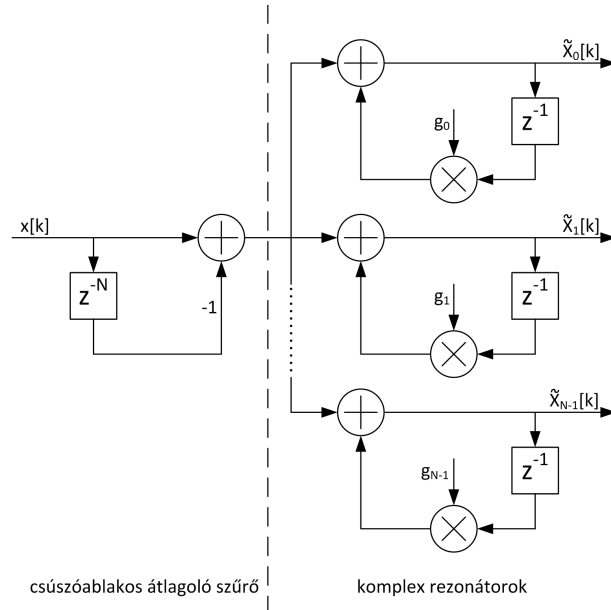
A hagyományos DFT-t, illetve hardveres és szoftveres implementációját, a gyors Fourier-transzformációt (FFT) a gyakorlatban N hosszúságú adatblokkon alkalmazzuk a $k \in [0; N-1]$ intervallumon. Az eljárásnak ebben az esetben mindig várnia kell N bejövő adatra, és csak ezek beérkezése után tudja az N pontos spektrumot kiszámolni. Ez a várakozás késleltetéseket okoz a rendszer működése során, miközben a valós idejű alkalmazásokban akár olyan eljárásokra lehet szükségük, amely minden egyes bejövő adat után tud N pontos spektrumot számolni.

4.2. Csúszóablakos diszkrét Fourier-transzformáció

A DFT folyamatos, pontonkénti számolására a szakirodalomban a csúszóablakos DFT-t, az S-DFT-t javasolják [4], amely Lagrange-struktúrán alapuló szűrőbankkal oldja meg ezt a problémát. Az S-DFT struktúrája a 4.1. ábrán látható. Az alap gondolat a csúszóablakos átlagoló szűrőből indul, amit komplex rezonátorokkal egészítünk ki. A rezonátor a jelet $g_i = e^{j\frac{2\pi}{N}i}$ -vel modulálja, így eredményként az $X_i[k]$ megadja az i . spektrális komponenst k időpillanatban a $\frac{2\pi}{N}i$ frekvencián, ahol a mintavételi frekvencia egységnyi, és i az aktuális szűrőnek, a frekven-

ciabinnek a sorszáma. Amennyiben N ilyen szűrőt alkalmazunk, akkor ez a szűrőbank mindig az utolsó N minta spektrumát adja meg.

Az S-DFT eljárás hátránya, hogy működése során kritikus a stabilitása, mivel a szűrő pólusai a komplex egységkörön helyezkednek el. Amennyiben az alkalmazott aritmetikai egység kvantált számábrázolással dolgozik, előfordulhat, hogy a rezonátorok abszolút értéke nem pontosan egységnyi. Ilyen esetben a rendszer vagy a végtelenbe divergál, vagy pedig a nullába konvergál [4, 5], így pontatlan eredményt szolgáltat.



4.1. ábra. Az S-DFT blokkvázlata

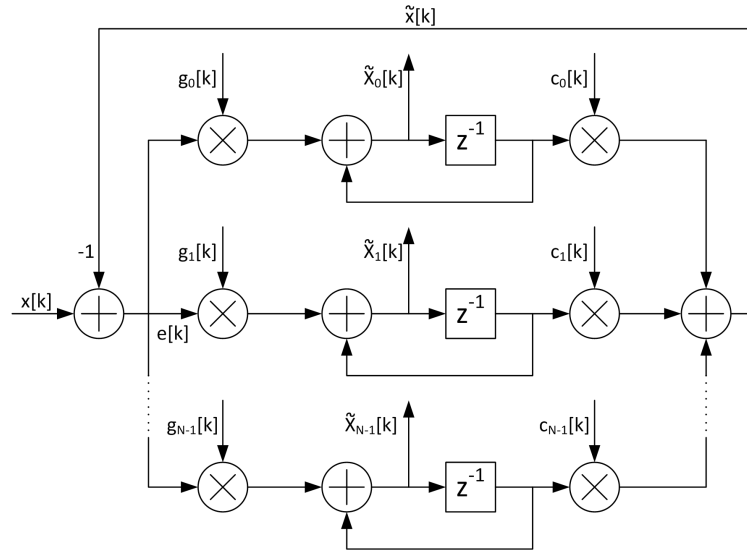
4.3. Rekurzív diszkrét Fourier-transzformáció

Másik megoldás a pontonkénti spektrumszámítás problémájára a Péceli által javasolt R-DFT [3]. A megfigyelő elméleten alapuló struktúra a 4.2. ábrán látható. Ez a megoldás egy hibajel modulál úgy, hogy az i . rezonátor értéke k időpillanatban $g_i[k] = \frac{1}{N}e^{-j\frac{2\pi}{N}ki}$. A zárt szabályozási kör létrehozása céljából a becsült spektrális értékeket $(\tilde{X}_0 \dots \tilde{X}_{N-1})$ demoduláljuk a komplex konjugált rezonátorokkal, vagyis $c_i[k] = e^{j\frac{2\pi}{N}ki}$ -vel. Az így előállított, majd visszacsatolt jel $(\tilde{x}[k])$ a bemeneti jelnek lesz a becslője. A bemeneti jel és a becsült jel különbsége lesz a bemeneti hibajel $(e[k])$ a rendszer számára.

Péceli azt is megmutatta, hogy ez a megfigyelő struktúra ekvivalens a Lagrange-struktúrával, és az N lépéses konvergencia mindig elérhető [3]. A struktúra további előnye még, hogy az S-DFT-vel szemben a pólusok pontatlansága nem okoz divergenciát.

4.4. Az FFT és az R-DFT komplexitása

Amennyiben diszkrét jelek spektrális felbontására van szükségünk, a lehető legkisebb hardver komplexitású megoldást kell választani. Ebben a fejezetben az FFT és az R-DFT hardveres



4.2. ábra. Az R–DFT blokkvázlata

követelményeit hasonlítom össze, amiket mindig figyelembe kell venni, amikor DFT-t akarunk számítani.

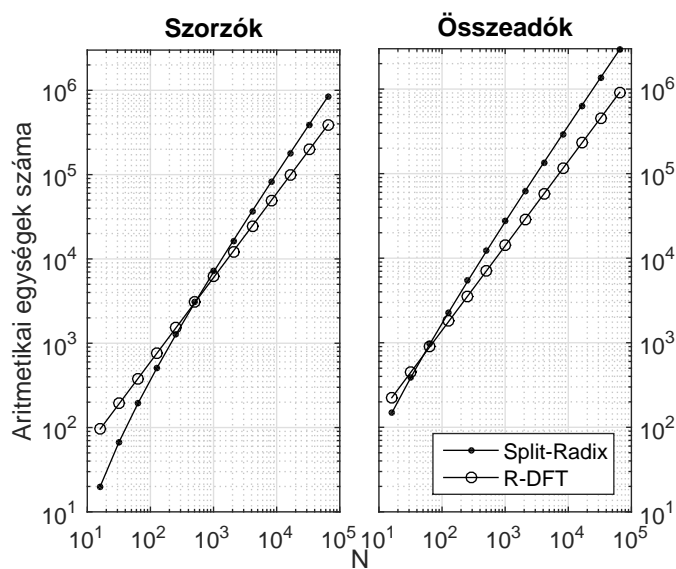
Az alkalmazott adatok komplex jelkésztűek, azonban a hardveres összeadók és a szorzók valós értékű számokkal dolgoznak. Egy komplex összeadás két valós összeadót igényel, azonban a szorzás már összetettebb: legjobb esetben is öt valós összeadóra és három valós szorzóra van szükségünk. Ezenfelül egy komplex szám mentéséhez is két memóriacella kell: egy a valós, egy pedig a képzetes rész számára. A folytatásban következő hardveres követelményeket tehát ezen értékek figyelembe vételével számítom ki, mivel az alkalmazott aritmetikai egységek valós értékűek.

Duhamel a munkájában összehasonlította különböző FFT eljárások komplexitását [19]. Munkámban a leghatékonyabb megoldást, a Split-Radix FFT-t veszem figyelembe az összehasonlítás során. A Split-Radix FFT követelményei $N \log_2 N$ -nel arányosak. Ezzel szemben az R–DFT (felépítését a 4.2. ábra mutatja) csak lineárisan függ az N -tól. Az R–DFT áganként két komplex szorzót, egy komplex összeadót és egy komplex memóriacellát tartalmaz, továbbá egy komplex összegző van a bemenetén, és $N - 1$ komplex összegző a kimenetén. Mivel az R–DFT egy késleltetőt is tartalmaz, ezért az aritmetikai egységeken túl még $2N$ memóriacellát is igényel. A 4.3. ábrán az FFT és az R–DFT követelményeit hasonlítottam össze grafikusán az $N = 2^4 \dots 2^{16}$ esetre, illetve táblázatosan is megadtam a 4.1. táblázatban az $N = 512$ esetre.

4.1. táblázat. DFT komplexitása 512-pontos felbontás esetén

	Split-Radix FFT	R–DFT
Szorzó	3 076	3 072
Összeadó	12 292	7 168
Memóriacella	0	1 024

Az FFT-pillangó $\log_2 N$ szintet tartalmaz, ami megfelel a számítás késleltetésének. Ezzel szemben az R-DFT egyszintű, a számítások párhuzamos ágakon futnak. A késleltetést ezek alapján csak az egy ágban található egységek befolyásolják. Ez azonban elhanyagolható a blokk végén található N -bemenetű összegző késleltetéséhez képest, ami az R-DFT megvalósításának talán legnagyobb nehézsége. Éppen ezért a felsorolt megfontolások inkább elméleti értékek, pontos számokat csak tényleges hardveres implementáció után kaphatunk.



4.3. ábra. A DFT-számítás követelményei N függvényében

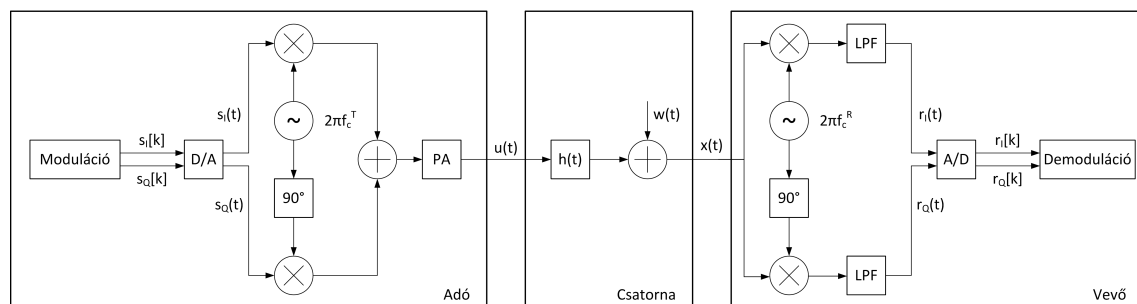
5. fejezet

Átviteli paraméterek becslése

5.1. Átviteli lánc felépítése és hibái

Egy általános digitális adatátviteli lánc felépítése látható az 5.1. ábrán. Az adó oldalon a moduláció után az alapsávi jeleket egy D/A-konverterrel analóg jellé alakítjuk, majd pedig a helyi oszcillátor segítségével felkeverjük a vívósávi frekvenciára. A valós és a képzetes részt ezt követően összegezzük és egyetlen rádiós jelként adjuk ki az erősítést követően (jelen esetben az erősítőt lineárisnak tekinthetjük).

A rádiós csatorna egy idővariáns, frekvenciaszelektív átviteli függvényvel jellemezhető. A kiadott jel ezen a rádiós csatornán áthaladva lineáris torzítást szenved, a torzított jelhez a különféle környezeti hatások miatt zaj is adódik. A vételi oldalon a torzított, zajjal terhelt jelet a helyi oszcillátor segítségével az alapsávra lekeverjük és egy aluláteresztő szűrővel szűrjük. Ezt követően tudjuk digitalizálni, demodulálni és feldolgozni a kapott jelmintákat. Az adatok helyes demodulálása érdekében az átviteli út során fellépő hibákat kompenzálni kell; ehhez az azokat jellemző paramétereket meg kell becsülni. Munkámban, a következő fejezetben a teljesség igénye nélkül a következő paraméterbecslésekkel foglalkozom: időzítés, frekvencia- és fázisoffset illetve az átviteli csatorna karakterisztikája. A becslések elvégzéséhez az STF és a CEF mezőket fogjuk használni.



5.1. ábra. Egy általános átviteli lánc felépítése (PA – power amplifier: erősítő, LPF – low-pass filter: aluláteresztő szűrő)

5.1.1. Időzítés

A legelső probléma, amivel szembesülünk a vételi oldalon, hogy meg kell állapítanunk, hogy mikor kezdődik az adás, mikortól használhatóak a vett jelminták demoduláláshoz. A vevőantenna mindig vesz valamennyi környezeti háttérzajt, ezenfelül az utána következő erősítőknek, szűrőknek is van valamekkora elektromos zaja. Ezen okok miatt a jelfeldolgozó egység bemenetén mindig lesz valamilyen mérhető nagyságú jel, legyen az akár hasznos, akár nem. Ezt kiküszöbölendő, szükségünk van egy időzítési megoldásra, algoritmusra, amely megadja, hogy hanyadik vett minta után kezdődött az adás, ami után már a demodulációt elkezdhetjük.

Erre a problémára a következő megoldást az STF felhasználásával adta Li et. al [20]. Az STF periódikus felépítését kihasználva a következő, (5.1) és (5.2) kifejezések kiszámolhatóak mindegyik k -adik bejövő jelmintára:

$$P[k] = \sum_{l=1}^6 \sum_{m=0}^{M-1} x[k+m] \cdot \bar{x}[k+m+M \cdot l] + \sum_{m=0}^{M-1} x[k+m+M] \cdot \bar{x}[k+m+6M], \quad (5.1)$$

$$R[k] = \sum_{l=1}^6 \sum_{m=0}^{M-1} |x[k+m+M \cdot l] - x[k+m]|^2 + \sum_{m=0}^{M-1} |x[k+m+6M] - x[k+m+M]|^2, \quad (5.2)$$

ahol $x[k]$ az k -adik mintát jelenti, M az egységnek választott blokkhosszúság (ami jelen esetben 256 volt) és \bar{x} pedig x komplex konjugáltja. Az (5.1) egy keresztkorrelációs jellegű eredményt ad, az (5.2) pedig egy teljesítmény jellegű eredményt szolgáltat. Ha ezt a két kifejezést kiszámoltuk, akkor ezek segítségével már képezhető a következő, (5.3) időzítési metrika, amely segítségével a csomag kezdetének k időpontja meghatározható:

$$S[k] = \frac{|P[k]|}{R[k]}. \quad (5.3)$$

Az (5.3) kifejezést a számítások legvégén a könnyebb kezelhetőség érdekében célszerű normalizálni, és így egy olyan korrelációs függvény adódik, amely ott veszi fel a maximális értékét, ahol a küldött csomag elkezdődik. Minden másik helyen közel nulla az értéke, vagyis a függvény egy nagyon meredek felfutású csúcsot tartalmaz, amely csúcsának helye megadja a megfelelő időzítést.

5.1.2. Frekvencia offset becslése

Mivel az adó és a vevő egymástól független, ezért az oszcillátoruk frekvenciái eltérhetnek egymástól. Amennyiben tényleg nem egyenlők, akkor a vett jelminták elkezdenek forogni a komplex síkon $\omega_c = 2\pi\Delta f_c$ szögsebességgel, ahol a Δf_c az oszcillátorok frekvenciakülönbsége. Ezt a különbséget a modellünkben egy csomagra nézve állandónak tekintjük.

A szakirodalomban található megoldás kifejezetten a 802.11ad esetében alkalmazható [21], azonban egy már ismert, Moose által megadott eljárás is átalakítható a WiGig-hez. Moose bebizonyította [11], amennyiben az egymás után küldött adatblokkok tartalma megegyezik, akkor a Δf_c maximum likelihood becslője megadható a következő kifejezéssel, ha a csatorna átviteli függvénye állandónak tekinthető az adott jelszakaszra:

$$\Delta \tilde{f}_c = (1/2\pi) \arctan \left\{ \frac{\left(\sum_{i=0}^{N-1} \Im \{ X_{2i} \bar{X}_{1i} \} \right)}{\left(\sum_{i=0}^{N-1} \Re \{ X_{2i} \bar{X}_{1i} \} \right)} \right\}, \quad (5.4)$$

ahol X_{1i} és X_{2i} két, egymás után fogadott, azonos tartalmú adatblokk spektrumának az i -edik binjei, X komplex konjugáltját pedig \bar{X} jelöli; továbbá \Re illetve \Im a valós valamint a képzetes rész képzését jelölik.

R–DFT alapú becslés

Egy N pont felbontású R–DFT pontról pontra kiszámítja egy adott jelnek a spektrumát, ahol N a jelnek a periódusa, hogy teljesüljön a konvergenciakritérium [3]. Moose eljárása (5.4) elvégezhető R–DFT-vel is, így a $\Delta \tilde{f}_c$ minden egyes bejövő adatra kiszámolható, ha \mathbf{X}_2 a legutolsónak becsült spektrum: $\mathbf{X}_2 = (\tilde{\mathbf{X}}_0[k], \tilde{\mathbf{X}}_1[k], \dots, \tilde{\mathbf{X}}_{N-1}[k])$. \mathbf{X}_1 pedig az \mathbf{X}_2 periódikus, N -nel való eltolásával kapható meg, vagyis az R–DFT korábbi, $k-N$ -edik kimeneti értékeit tartalmazza: $\mathbf{X}_1 = (\tilde{\mathbf{X}}_0[k-N], \tilde{\mathbf{X}}_1[k-N], \dots, \tilde{\mathbf{X}}_{N-1}[k-N])$.

A kiszámolt $\Delta \tilde{f}_c$ értékek egy, a bejövő adatokkal megegyező hosszúságú adatsort alkotnak. A becsült értékek megadják a frekvencia offset változásának nagyságát N adatbit átvitele alatt, és a $\Delta \tilde{f}_c$ felhasználásával akár egy zárt szabályozási kör is készíthető a hiba javítására. Amennyiben egyetlen egy becsült offset érték kell, a $\Delta \tilde{f}_c$ átlagolásával kapható egy, a vett jel kompenzálására használható frekvenciaoffset-becslés.

5.1.3. Csatornakarakterisztika becslése

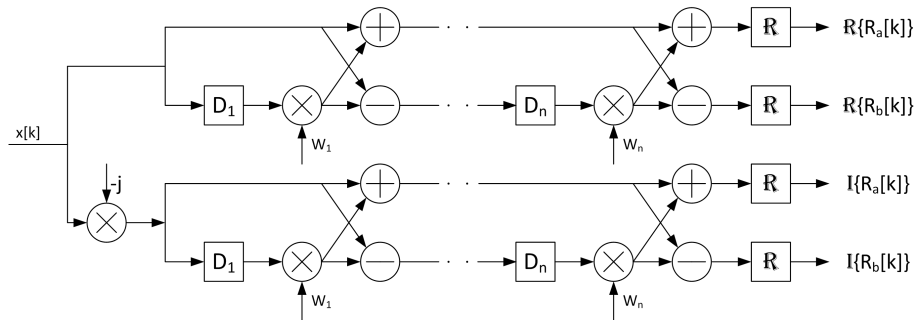
A rádiós csatorna frekvencia-szelektivitása miatt kompenzálni kell a vett jelet a demoduláció előtt. Ennek elvégzéséhez meg kell becsülni az átviteli csatorna komplex átviteli karakterisztikáját. Ebben a részben a preambulum alapján becslő eljárásokat mutatok be: először a korrelációs eljárást, majd pedig az FFT-alapú becslőt, legvégén pedig egy újszerű, ún. bővített, FFT-alapú eljárást. A szakirodalomban jelenleg a korrelációs megoldás található meg [14, 15], azonban ezek a megoldások csak tisztán valós értékészletű karakterisztikát tételeznek fel, ezért ezt kibővítettem úgy, hogy képes legyen komplex átviteli karakterisztika becslésére is. Ezenfelül a pontosabb becslés érdekében a jel-zaj viszonyt is megbecsülöm, így a későbbiekben bemutatásra kerülő kompenzáló karakterisztikát pontosabban lehet megadni.

Korrelációalapú becslés

Ahogy a 3.2.1. fejezetben említettem, a CEF részei egymás komplementerei illetve negáltjai, ami a korrelációs számítás szempontjából kedvező tulajdonság. Először a CEF-nek a Ga_{128} illetve a Gb_{128} szekvenciákkal vett korrelációját kell kiszámolni. A kapott értékeknek éles

csúcsuk van, így ezeket a korrelált sorozatokat megfelelő pozícióba tolhatjuk úgy, hogy a csúcsok egymásra lapolódjanak. Ebben az esetben – mivel a sorozatok értékei egymás negáltjai – a csúcs körüli értékek zérusok lesznek, kivéve magát a csúcsot. Így a csúcs, és az utána következő pontok tartalmazzák a csatorna impulzusválaszát (amennyiben az nem egységnyi hosszú impulzus).

Ezen korrelációk hardveres kiszámítására jó megoldást nyújt a Golay-korrelátor. Ennek több változata ismert, jelen esetben az ún. gyors Golay-korrelátort használjuk [22]. Az eljárás ugyanúgy működik, mint a generátor (F.1. függelék), csupán a kezdeti értékek (a_0 és b_0) nem a Kronecker-féle deltafüggvény értékét veszik fel, hanem az aktuálisan fogadott adatét.



5.2. ábra. A C-FGC sematikus felépítése

Ahhoz, hogy komplex csatorna esetén is helyes eredményt kapjunk, módosítani kell a gyors Golay-korrelátort, hogy külön-külön tudja számolni a valós és a képzetes résszel vett korrelációkat. A képzetes ággal bővített korrelátor, a komplex gyors Golay-korrelátor (Complex Fast Golay Correlator – C-FGC) felépítése az 5.2. ábrán látható.

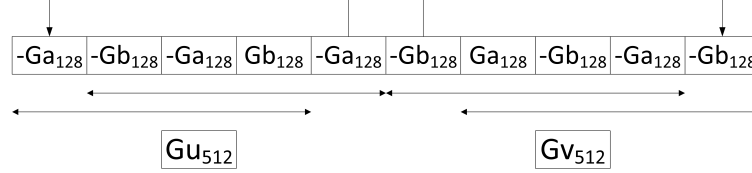
Fourier-transzformáció alapú becslés

Másik eljárás a csatorna becslésére a Fourier-transzformáció alapú eljárás. Ebben az esetben a Gv_{512} és a Gv_{512} (lásd 3.2.1. fejezet) becsült spektrális megfelelői \tilde{X}_U és \tilde{X}_V lesznek, melyek FFT-vel számíthatóak. Az elméleti, ideális spektrális értékek legyenek X_U és X_V , melyeket korábban már kiszámítottunk és elmentettük referenciaértékeként.

A csatorna átviteli függvénye (\tilde{H}) a következő módon fejezhető ki: $\tilde{H}_U = \tilde{X}_U/X_U$ és $\tilde{H}_V = \tilde{X}_V/X_V$. Ehhez azt használjuk ki, hogy a $-Ga_{128}$ ciklikusan ismétlődik (lásd 5.3. ábra), amivel az OFDM ciklikus prefixéhez hasonlóan az átviteli csatorna tranzienseinek hatásai kiküszöbölhetőek. Ez a két becslés összevethető, és a becsült átviteli függvény, a \tilde{H}_{ch} megadható a \tilde{H}_U és a \tilde{H}_V átlagolásával, végül a \tilde{H}_{ch} -ből inverz diszkrét Fourier-transzformációval kiszámítható a csatorna impulzusválasza is. Fontos megjegyzés: az X_U spektrumának az első binje zérus, ezért a nullával való osztás elkerülése végett a \tilde{H}_U első binjét interpolálni kell, vagy pedig a \tilde{H}_V megfelelő értékével kell helyettesíteni.

A 4.3. fejezetben már bemutatott R-DFT szűrőblokk alkalmazása más átviteli paraméterek becslésére kifejezetten előnyös (5.1.2. fejezet), így célszerű a folyamatosan működő blokk eredményeit felhasználni a csatorna átviteli függvényének becslésére is. A CEF két fő része a Gv_{512} és a Gv_{512} , melyek 512-512 pont hosszúak, így az N -t 512-nek kell választani, hogy teljesüljenek a konvergenciakritériumok [3].

A számítás menete ugyanaz, mint az FFT-vel való esetben, csak éppen most egy R-DFT-blokk adja meg a spektrális értékeket. Mivel az R-DFT folyamatosan számol, ezért Gu_{512} spektruma akkor lesz érvényes és helyes, amikor a szekvencia utolsó pontját is megkapta és feldolgozta a szűrőblokk. Hasonlóképpen kell eljárni Gv_{512} spektrumának számítása esetén is.



5.3. ábra. Bővített FFT

A CEF a Gu_{512} és a Gv_{512} elemeken kívül egy lezáró $-Gb_{128}$ elemet is tartalmaz (3.2.1. fejezet). Ez ciklikusságot visz a CEF-be, mivel mindkét 512 hosszú blokk egy $-Gb_{128}$ -cal kezdődik, így lehetővé válik, hogy a Gv_{512} spektrumát újra kiszámoljuk az utolsó $-Gb_{128}$ beérkezése után is (lásd a blokk eltolását az 5.3. ábrán). Az STF utolsó, $-Ga_{128}$ blokkja egy hasonló, ciklikusságot biztosító blokk, így amennyiben azt is felhasználjuk, akkor a Gu_{512} spektruma is kétszer számolható ki. Ezzel az új megoldással kettő helyett négy becült spektrumot lehet átlagolni, a hozzáadott, 128 hosszú blokkok függetlenek a korábbi adatoktól, így az eredmény varianciája csökkenthető.

Jel-zaj viszony becslése

Az SNR (jel-zaj viszony – signal-to-noise ratio) becslője az 5.1.3. fejezetben kapott eredményeket használja fel azzal a kiindulási feltevéssel, hogy a becült karakterisztika (\tilde{H}) és az egyes becslések (\tilde{H}_m) különbsége maga a zaj (\tilde{W}), illetve annak az adott i -edik binje, vagyis: $\tilde{W}_m[i] = \tilde{H}_m[i] - \tilde{H}[i]$ [23].

A jel teljesítménye a következőképpen becsülhető:

$$\tilde{P} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \left| \tilde{H}[i] \right|^2, \quad (5.5)$$

ahol N a spektrum felbontása. Ezt követően a zaj teljesítménye a következőképpen becsülhető meg:

$$\tilde{P}_W = \frac{1}{M \cdot N} \sum_{m=1}^M \sum_{i=1}^N \left| \tilde{W}_m[i] \right|^2, \quad (5.6)$$

ahol M a becült csatornakarakterisztikák száma.

Az (5.5) és az (5.6) egyenletek felhasználásával megkapható a jel-zaj viszony, a η becslője [23]:

$$\tilde{\eta} = \frac{\tilde{P}}{\tilde{P}_W}. \quad (5.7)$$

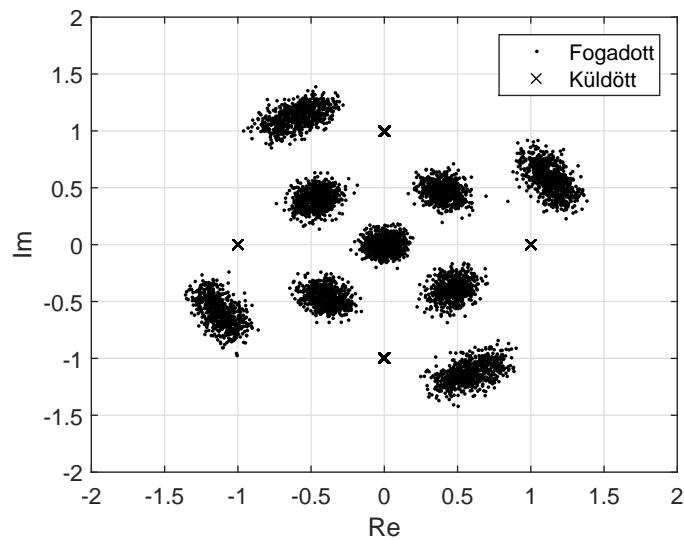
5.1.4. Fázishiba

A két független oszcillátor nem csak a frekvenciában különbözik egymástól, hanem eltérő fázishelyzetük is van. Ezt a konstans fáziskülönbséget a csatornakorrekció korrigálni tudja, mivel a csatornabecslés is tartalmazni fogja ezt a fáziskülönbséget. Azonban a frekvenciahiba nem konstans, valamennyi maradó hiba az átvitel folyamán végig lesz, ami azt jelenti, hogy a csomag fogadása közben is van egy kismértékű, a maradék frekvenciahibával arányos fázisváltás. Ennek kiköszöbölésére és detektálására használhatóak az adatrészben periódikusan elhelyezett Golay-szekvenciák, amelyek védőidőként is szolgálnak, azonban ezzel jelen munka keretein belül nem foglalkozom.

6. fejezet

Szimulációk

Ebben a részben azokat a szimulációkat mutatom be, amelyeket egy, a Matlab-ban készített, a 802.11ad-t modellező keretrendszer segítségével készítettem. A rendszer moduláris, könnyen tesztelhető és átalakítható, valamint a függvények könnyen és gyorsan tesztelhetőek. A szimulációk során küldött csomagok minden esetben egy teljes adatcsomagot tartalmaztak (3.3. ábra), azonban csak az alapsávi átviteli modellt alkalmaztam, a fel- és lekeverést nem szimuláltam (vö. 5.1. ábra), hanem csak az okozott hibák hatásait. A preambulumnál, a fejlécnél és az adatrésznél is $\pi/2$ -BPSK modulációt alkalmaztam a szabványnak megfelelően [2]. Ez a modulációs séma kétlépcsős: előbb az adott BPSK-séma szerint kell modulálni az adatokat, majd ezután egy folyamatos, $\pi/2$ -es forgatást kell alkalmazni a modulált adatokon. Ennek hatását a 6.1. ábra (*Küldött*) is mutatja: BPSK moduláció esetén csak a $(-1, 1)$ pontok alkotnák a konstellációt, azonban a forgatás miatt az elrendezés kiegészül a $(-1j, +1j)$ pontokkal is.



6.1. ábra. A küldött és a fogadott adatok elhelyezkedése a komplex síkon $\pi/2$ -BPSK moduláció esetén

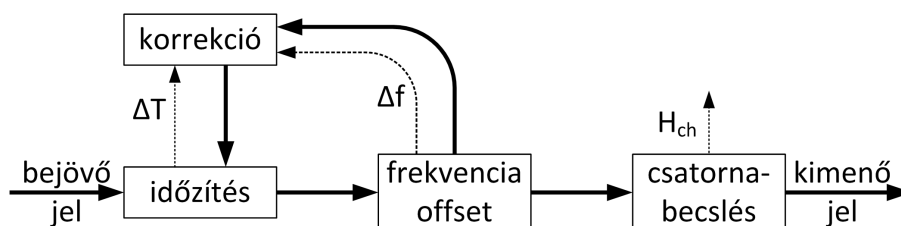
6.1. Az átviteli csatorna szimulációja

A csatorna különböző lineáris torzító hatásait a 6.1. ábra mutatja be (*Fogadott*); látható, hogy a $\pi/2$ -BPSK moduláció négy pontja hány különböző pontra képződött le az átviteli lánc különböző hatásai miatt. Az 5.1.1. fejezetben rámutattam, hogy nagyon fontos a vétel kezdetének pontos időzítése. Ezt szimulálandó, az átvitel során az adatok elé véletlenszám generátor által adott számú nullát szúrtam be, ennek köszönhető, hogy a 6.1. ábrán az origó környezetében is jelentek meg pontok.

Az 5.1.2. fejezetben bemutattam, hogy az adó és a vevő oszcillátorok frekvenciakülönbsége mit okoz. Ezt egy rögzített szögsebességű forgatással szimuláltam, ebben az esetben pl. 0,1-es relatív frekvenciahibával. Ennek hatása látható a 6.1. ábrán is, a pontok origó középpontú körív mentén kezdenek el forogni. A csatornatorzítás hatásának bemutatására (5.1.3. fejezet) egy véletlenszerű átviteli karakterisztikával rendelkező szűrővel szűrtem az adatokat. Jelen esetben a csatorna impulzusválasza kéttagú volt, emiatt látható a 6.1. ábrán, hogy a négy konstellációs pont két pontnégyesre képződött le a szimbólumok közti áthallások miatt. Végül pedig a csatorna zajának hatásának szimulálására véletlen, normál eloszlású, zérus középpértékű komplex számokat adtam a küldött adatokhoz, emiatt szóródnak a fogadott pontok a 6.1. ábrán, ahol a zaj szórását az éppen beállított, 20 dB-es jel-zaj viszonyból határoztam meg.

6.2. Az átviteli paraméterek meghatározása

A paramétereket becslő és kompenzáló rendszer felépítése a 6.2. ábrán látható: először meghatározom az adás kezdetét, majd az oszcillátorok közötti frekvenciakülönbséget. Ezt követően a kapott becslők alapján végrehajtom a korrekciót, majd ezután újra elvégzem ezeket a becsléseket. Amennyiben az itt kapott hibák nagysága már az adott hibahatáron belül van, akkor tovább lehet lépni a csatornabecslésre.



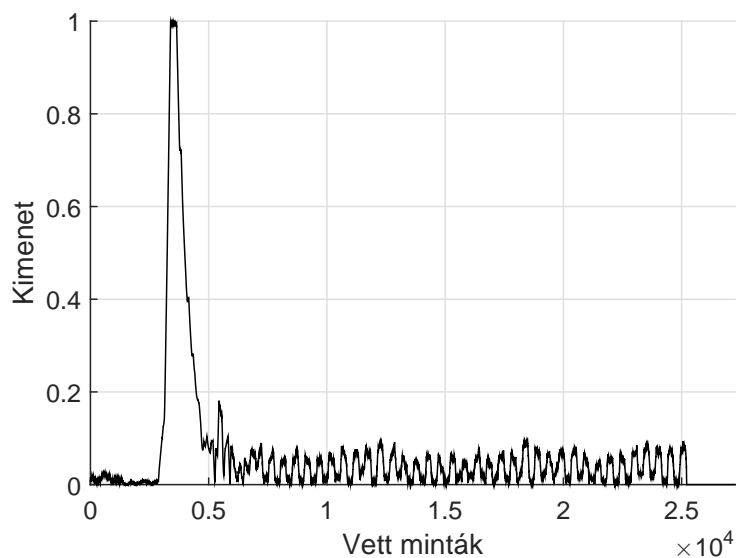
6.2. ábra. Paraméterbecslő- és kompenzáló rendszer felépítése

6.2.1. Időzítés

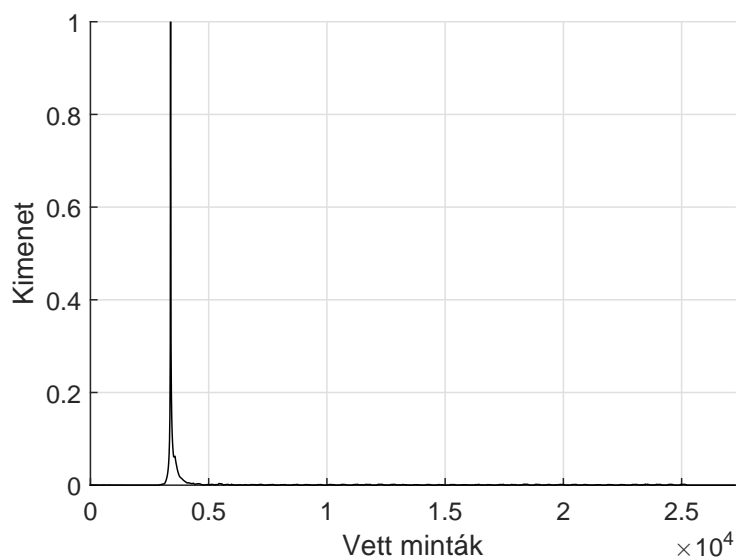
Az időzítő blokk az (5.1)-(5.3) egyenletek által megadott kifejezéseket számolja ki, és a kapott $S[k]$ függvény a 6.3. és a 6.4. ábrán látható alakokat veszi fel. A függvény jól detektálható, éles csúcsa segítségével könnyen megállapítható, hogy mikortól vesz a vevő hasznos adatokat.

Azonban a frekvencia offset nagyságától függően előfordulhat, hogy az időzítési becslés rossz eredményt ad: a felfutás meredeksége csökken, és a csúcs nem az adás kezdetén veszi fel a maximumát, hanem attól kicsivel eltolódva egy ellaposodott csúcst kapunk, ahogy a

6.3. ábrán is látható. Ennek kiküszöbölésére szükséges a frekvencia offset becslése után egy előzetes korrekció végrehajtása, majd egy újabb időzítési becslés számítása. Ez már pontosabb eredményt ad (6.4. ábra), ami fontos, mivel a pontatlan időzítés drasztikusan rontja a csatornabecslő fokozat hatékonyságát.



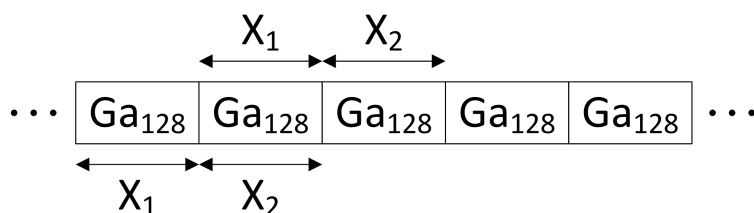
6.3. ábra. Az időzítő blokk kimenetén kapott $S[k]$ függvény frekvencia-korrekció előtt



6.4. ábra. Az időzítő blokk kimenetén kapott $S[k]$ függvény frekvencia-korrekció után

6.2.2. Frekvencia offset becslése

A frekvencia offset becsléséhez az (5.4) képlet használható fel, amely ugyan OFDM átvitel számára lett megadva, de módosításokkal a 802.11ad esetében is alkalmazható. Az X_1 és X_2 blokkoknak az STF egymás után fogadott Ga_{128} szekvenciáinak kell lennie. A szekvenciák összefűzése többféleképpen is lehetséges, attól függően, hogy a blokkok átlapolódása megengedett vagy sem. További Ga_{128} blokkok felhasználásával – amíg van még fel nem használt Ga_{128} – további becslések adhatóak az offset nagyságára. Az így kapott becslések átlaga megadja a tényleges becslőjét az offsetnek. Fontos megjegyezni, hogy az első egy-két Ga_{128} blokkot nem célszerű használni, mivel azokat a rádiós csatorna tranziense toríthatja.



6.5. ábra. Blokkok választása frekvencia offset becsléséhez

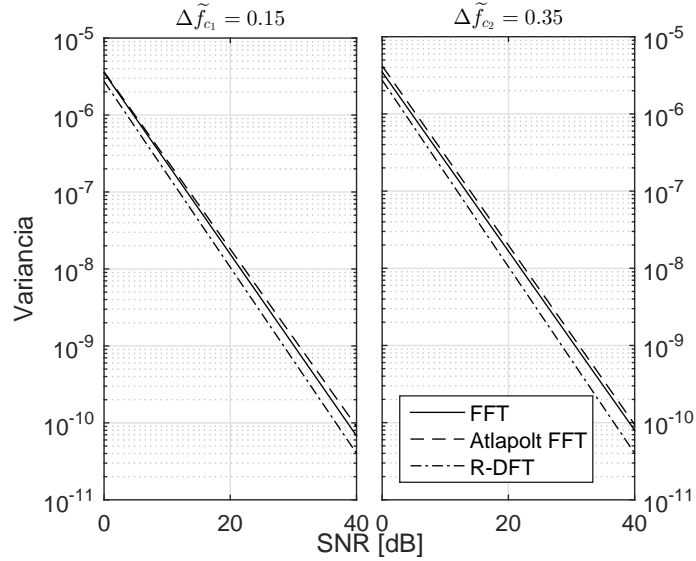
Az első esetben (*Átlapolt FFT*) az STF-et hat részre osztottam fel úgy, hogy mindenegyik rész három Ga_{128} blokkból állt, amelyek a 6.5. ábrán látható módon átlapolódtak. Ezzel a megoldással a becsült offset a hat becslés átlaga lett. A második megoldás (*FFT*) abban változott az előzőhöz képest, hogy nem alkalmaztam átlapolódást (6.5. ábra). Ebben az esetben 13 párt készítettem a Ga_{128} blokkokból, vagyis 13 becslésem lett, melyeket átlagoltam. Az utolsó megoldás az R-DFT-n alapul, amit az 5.1.2. fejezetben mutattam be, ahol az N -t 128-nak választottam az STF periodicitása miatt.

A szimulációk során az SNR-t 0 és 40 dB között léptettem 2 dB-s közzel. Mindegyik SNR érték esetén 25 átvitelt vizsgáltam, és mindegyikhez kiszámoltam a $\Delta\tilde{f}_c$ -t. A kapott eredményeket átlagoltam, illetve a varianciájukat is meghatároztam, majd a kapott eredményeket a 6.6. ábrán látható módon ábrázoltam. A Δf_c , a relatív hiba 0,15-re illetve 0,35-re lett beállítva a szimulátorban, az átviteli csatornát pedig ideálisnak tekintettem ebben az esetben.

Az eredmények megtekintése és kiértékelése után a következő megállapításokat tettem. A legrosszabb eredményt az átlapolt FFT-vel kaptam, aminél jobb eredményeket szolgáltatott a sima, átlapolás nélküli FFT-s megoldás. Ennek a variancianövekedésnek az oka az, hogy egyrészt az átlapolás során kevesebb becslést átlagoltam, másrészt pedig az átlapolódás miatt nem voltak teljesen függetlenek egymástól a felhasznált értékek. A legjobb eredményt az adta, amikor a FFT helyett az ilyen célokra még nem alkalmazott R-DFT-vel becsültem a frekvenciaoffsetet. Az R-DFT a számítási módjából fakadóan lehetővé teszi a tranziensek felhasználását is, ezáltal az átlagolás egy szélesebb tartományon hajtható végre, aminek további varianciacsökkentő hatása van.

6.2.3. Átviteli csatorna becslése

Az átviteli csatorna becslésére szolgáló eljárásokat az 5.1.3. fejezetben mutattam be. A korrelációs megoldást a C-FGC adja meg (*C-FGC*), míg a Fourier-transzformáció alapú megoldást



6.6. ábra. A becsült frekvencia offset varianciája az SNR függvényében $\Delta\tilde{f}_{c_1} = 0.15$ és $\Delta\tilde{f}_{c_2} = 0.35$ relatív frekvenciaoffset esetén

FFT-vel is és R-DFT-vel is kiszámoltam $N = 512$ pontos felbontás alkalmazásával. Mivel mindkét ugyanazt az eredményt adta, ezért összevontam ezeket az eredményeket (*FFT*).

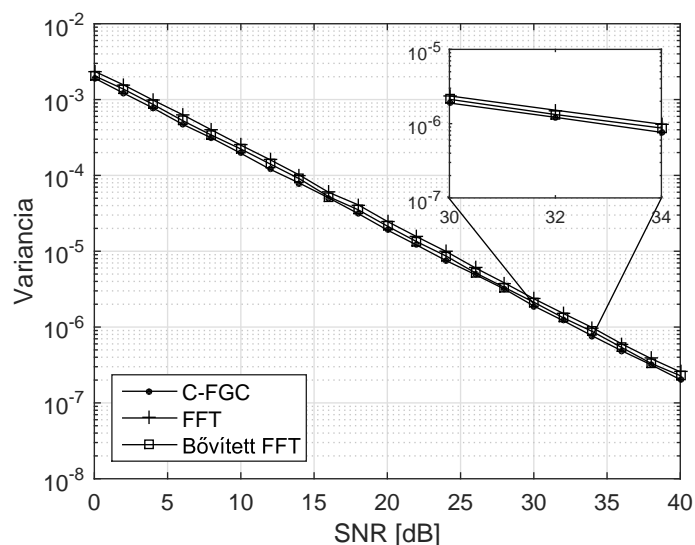
Egy új megoldást is megvizsgáltam, a bővített FFT-t, ami egy olyan, bővített számítási eljárás, melyben az STF utolsó $-Ga_{128}$ és a CEF utolsó $-Gb_{128}$ blokkjait is felhasználok. A számítás bővebb leírása az 5.1.3. fejezetben szerepel, illetve magának a bővítésnek az elvét az 5.3. ábra mutatja.

A szimulációk során a jel-zaj viszonyt 0 dB-től 40 dB-ig növeltem 2 dB-es lépésközzel. Minden egyes SNR értékhez 25 átvitelt generáltam, majd minden átvitelre kiszámoltam a becsült impulzusválaszokat. A kapott eredményeket átlagoltam, és a variációt is kifejeztem. A szimulációk eredményét a 6.7. és a 6.8. ábrák mutatják. Az alkalmazott impulzusválasz – melynek a becslőjét kerestem – egy- illetve kéttagú volt, frekvenciahibát ebben az esetben zérusnak vettem.

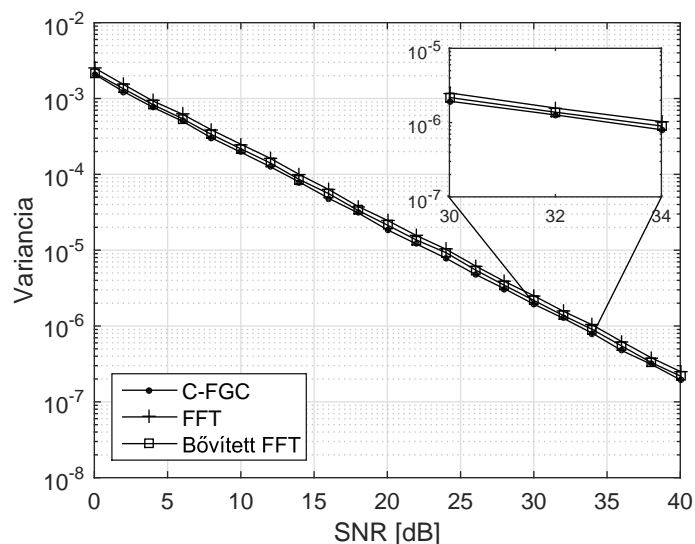
A becslési eljárások a 6.7. és a 6.8. ábrákat tekintve a következőképpen értékelhetőek: komplex átviteli csatorna feltételezése esetén referenciaeredménynek az FFT tekinthető. Ennél kisebb variációjú becslőt kapunk a bővített FFT alkalmazása során, mivel a becslést, az átlagolást nagyobb tartományon hajtottam végre. A szakirodalomban megtalálható Golay-korrelátor komplex esetre való általánosításával, a C-FGC-vel még tovább lehet csökkenteni a becslés variációját.

6.2.4. Jel-zaj viszony becslése

A jel-zaj viszony becslését az 5.1.3. fejezetben mutattam be, a zaj teljesítményét két módon is kiszámoltam az 5.1.3. fejezetben bemutatott eljárások alapján. Először a sima, FFT-alapú eljárást alkalmaztam (*FFT*), így a zaj teljesítményénél az M értéke 2 lett az átlagolás során. Ezt követően a bővített FFT-s eljárást is kipróbáltam (*bővített FFT*), vagyis az átlagolásnál



6.7. ábra. A csatornabecslés variáciája az SNR függvényében egységnyi hosszúságú impulzusválasz esetén

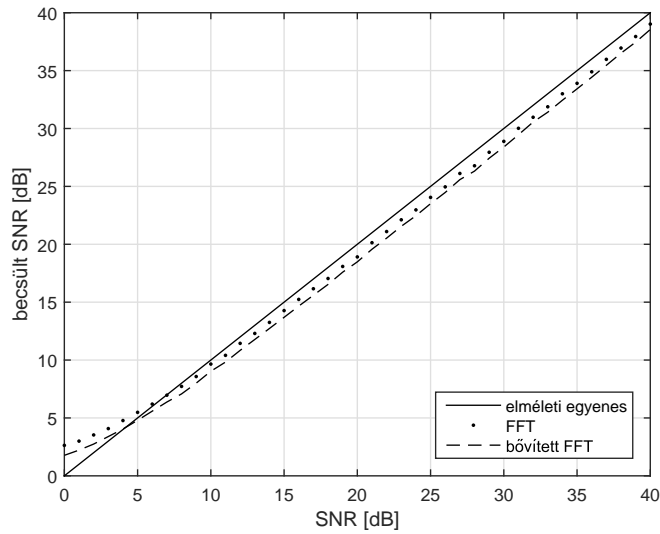


6.8. ábra. A csatornabecslés variáciája az SNR függvényében kéttagú impulzusválasz esetén

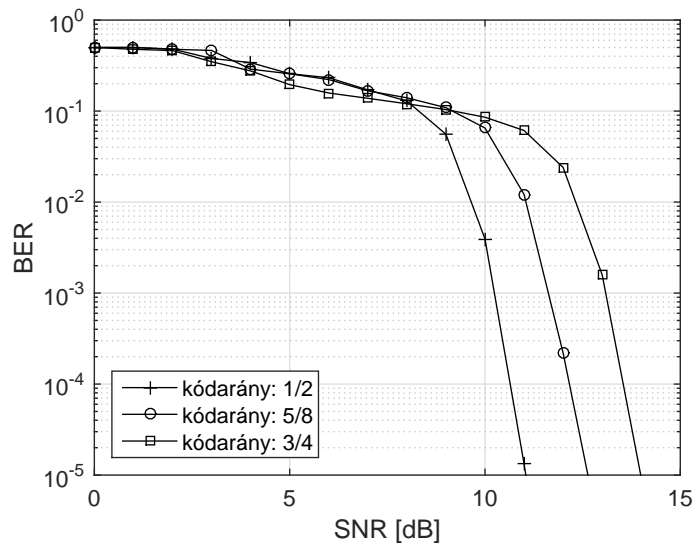
az M értéke 4 lett. A szimulációk során ebben az esetben 1 dB-es lépésközzel léptettem az SNR-t 0 és 40 dB között, és minden egyes SNR-hez 25 átvitelt készítettem és vizsgáltam.

A kapott eredményeket a 6.9. ábrán ábrázoltam, ahol egy referenciagörbét is felvettem. A tényleges SNR értékekhez képest a becslés 5 dB-ig felül-, 5 dB-től pedig alulbecsli az SNR-t. Azonban 10 dB-től a becslésekhez tartozó görbék lineárisnak tekinthetők, így a becslés hibája konstans. A szimulációk során kapott becslések variáciáit is kiszámoltam, amik az SNR-től függetlenül 0,1-0,3 dB nagyságúak voltak.

A jel-zaj viszonyhoz kapcsolódóan az előző szimuláció eredményeit másképp is felhasználtam, és a különböző modulációs és kódolási sémák bithiba-arányait vizsgáltam, ahol a 6.10. ábrán látható eredményeket kaptam 16QAM-moduláció esetén. A BPSK-hoz és a QPSK-hoz



6.9. ábra. Az SNR becslés eredménye az SNR függvényében



6.10. ábra. Bithiba-arányok 16QAM moduláció esetén

tartozó bithiba-arányokat nem ábrázoltam, mivel már 4-5 dB-es SNR esetén hibamentes az átvitel. Ennek két oka van: egyrészt ezek a modulációk nagyon robusztusak és hibatűrőek, másrészt pedig a demoduláció után maradó hibákat a hibajavító dekódolás kijavítja. Az ábrát vizsgálva megállapítható, hogy a bithiba-arányt jelentősen befolyásolja az LDPC-kódolás kódaránya ugyanazon moduláció esetén is. Minél kisebb kódolási arányt alkalmazunk, annál nagyobb az átviteli rendszer hibatűrése, annál kevesebb bit lesz hibás a demoduláció és a dekódolás után.

6.3. A kapott szimulációs eredmények kiértékelése

A szimulációk elvégzése után a következő megállapítások tehetőek. A paraméterbecslő eljárások nagy pontossággal és kis varianciával megadják a vizsgált paraméter becslőjét. Igaz,

az időzítés esetén a pontos becslés a frekvenciaoffset nagyságától függően csak a frekvencia-korrekciónak után kapható meg. Az SNR-becslés a csatornakompenzáláson túl a dekódolásnál is fontos szerepet játszik. Jelen szimuláció során az ún. kemény LDPC-dekódolást alkalmaztam, azonban a zaj varianciájának ismeretében lehetőség van az ún. lágy LDPC-dekódolás használatára is. Ennek a dekódolási eljárásnak a számításigénye nagyobb a kemény döntéshez képest, vagyis sokkal lassabban tudjuk így végrehajtani a hibakeresést és -javítást az üzenet visszafejtése során. A dekódolás folyamán egy iteratív folyamat során valószínűségi változók használatával csökkentjük a bithiba-arányt lépésről-lépésre.

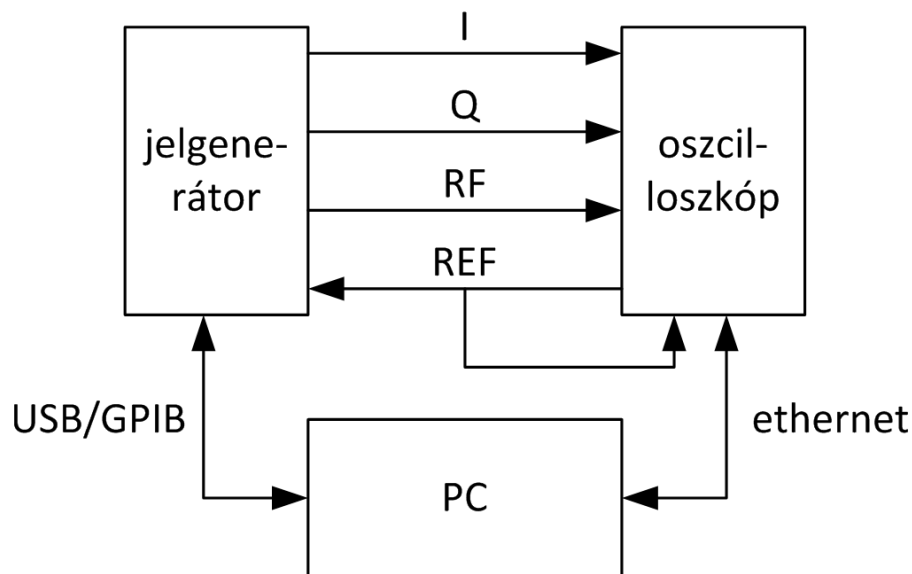
A bemutatott becslések jelenleg a preambulum alapján számolnak. Azonban az üzenet maximális hossza 262 143 oktet, vagyis 2 097 144 bit vihető át egyszerre. Ehhez képest a becsléshez használt preambulum 3 328 bitjéből számított becslők nem feltétlenül érvényesek az üzenetküldés teljes időtartamára. Ezért a bemutatott szimulációk arra az esetre nem térnek ki, amikor az adás ideje alatt változnak a körülmények, más lesz a frekvenciaoffset vagy változik a csatorna átviteli karakterisztikája. Nem képezi részét jelen dolgozatomnak, de erre is vannak megoldások, kihasználva az adatrész blokkos felépítését (3.3. fejezet) a becsléseket újra és újra el tudjuk végezni, ezáltal pedig közel valós időben reagálhatunk a paraméterek megváltozására.

7. fejezet

Mérési eredmények

7.1. Kísérleti elrendezés és a mérések felépítése

Az összeállított kísérleti elrendezés felépítése a 7.1. ábrán látható, három eszközből állt: egy Rohde & Schwarz SMIQ03HD jelgenerátorból (7.2. ábra), egy Rohde & Schwarz RTO1014 oszcilloszkópból (7.3. ábra) valamint egy számítógépből.



7.1. ábra. Kísérleti elrendezés

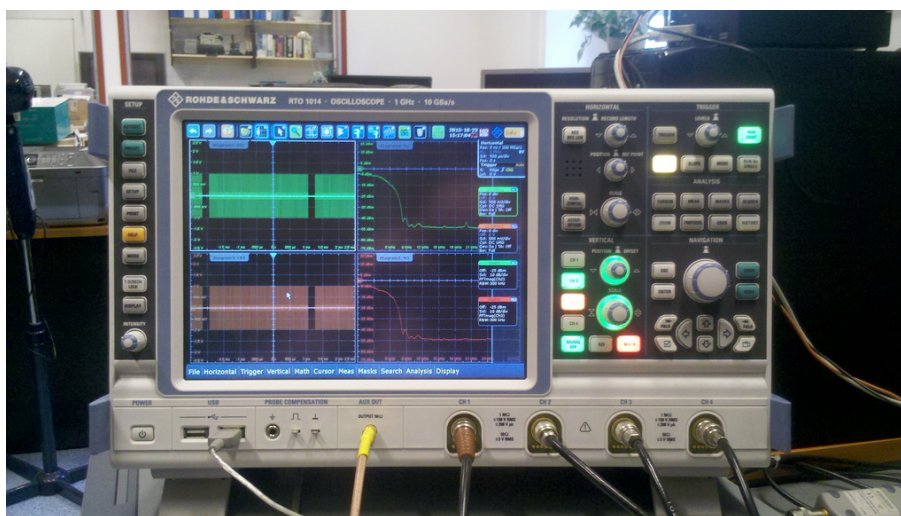
A jelgenerátor volt az adó, a megadott adatokból készített adást, melyet alapsávon is (I és Q jel) és rádiófrekvenciára felkeverve is (RF jel) kiadott. Ezeket az adásokat vette vevőként az oszcilloszkóp, a rádiófrekvenciás jelet pedig alapsávra keverte le. Az oszcilloszkóp egy 10 MHz-es referenciajelet adott ki (REF jel), ami órajelalapként szolgált a jelgenerátor számára. Az egész mérést a PC vezérelte, a jelgenerátorral GPIB-buszon, az oszcilloszkóppal pedig Etherneten keresztül kommunikált.

A mérésekhez szükséges mintákat az IEEE 802.11ad szabványnak megfelelően generáltam Matlabbal, és egy segédprogrammal a jelgenerátorba töltöttem. A betöltött adatfolyamot ötszörösen túlmintavételeztem, hogy a jelgenerátor szűrője ne szűrje meg a hasznos jelet. Ezt követően a jeleket az oszcilloszkóppal mintavételeztem ötszörös túlmintavételezéssel, egy ilyen

jel látható a 7.4. ábrán is (a mért frekvencia a referenciajel frekvenciája). A regisztrátumokat PC-re másoltam, amiket így összesítve már 25-szörösen kellett decimálni. Mivel az adó és a vevő közvetlenül össze volt kötve egymással, ezért a folytatásban bemutatott mérések esetében a csatorna az összekötő BNC-kábel volt.



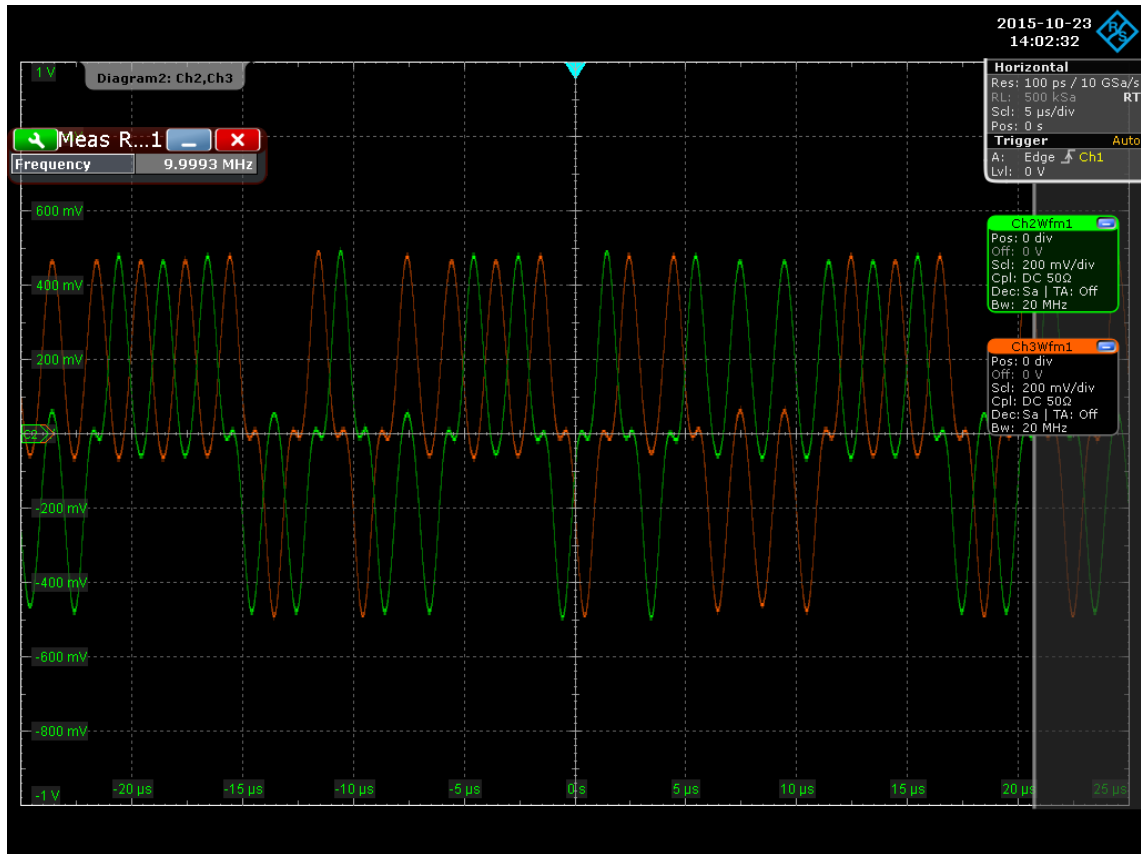
7.2. ábra. Rohde & Schwarz SMIQ03HD



7.3. ábra. Rohde & Schwarz RTO1014

7.2. Alapsávi mérések

Először a vívősávra való fel-, és az onnan történő lekeverést kihagyva az alapsávi jelnek a viselkedését vizsgáltam meg. Mivel a jelgenerátor legfeljebb 40 MHz-es frekvenciával tudja kiadni a betöltött mintákat, ezért – az ötszörös interpolálás figyelembevételével – 1, 4 és 8 MHz-es sávzélesség mellett rögzítettem az alapsávi jeleket, amiket a 7.6. ábrán látható módon ábrázoltam idő- és frekvenciatartományban az oszcilloszkópon.



7.4. ábra. Alapsávi jelalak

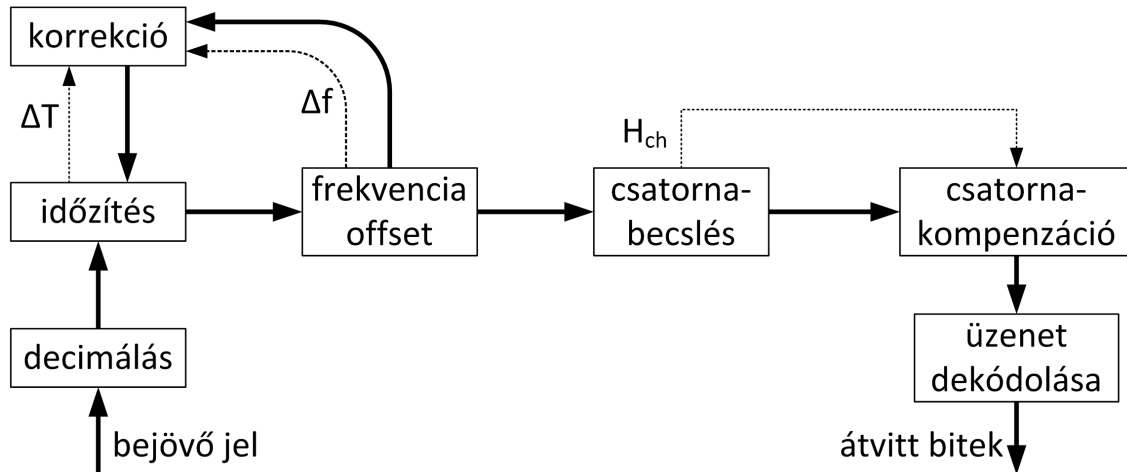
Miután a mintavételezett adatokat az oszcilloszkópról beolvastam, a 7.5. ábrán látható módon dolgoztam fel őket. Megfigyelhető, hogy a rendszer a 6.2. ábrán látható környezetnek a bővített változata.

A többszöri túlmintavételezés miatt egy decimáló fokozatot kellett hozzáadnom a rendszerhez, amely 25-szörös decimálást hajt végre úgy, hogy a maradó jelnek a lehető legnagyobb legyen a teljesítménye. Ezt követően az időzítést és a frekvenciaoffset-bebecslést kétszer hajtottam végre, mindkét becslés után korrekciót végrehajtva. A csatornabecslés eredményét felhasználva csatornakompenzációt is végeztem úgy, hogy a kompenzáló szűrő átviteli karakterisztikája a csatorna átviteli karakterisztikájának a reciproka volt, a karakterisztikákat a 7.8. ábrán ábrázoltam. Ezt követően lehetett az üzenetet demodulálni és dekódolni. A kapott konstellációs elrendezéseket (küldött, fogadott és kompenzált üzenet) a 7.10. ábrán látható módon ábrázoltam.

7.3. Rádiófrekvenciás mérések

A rádiófrekvenciás méréseket a jelgenerátor korlátai miatt 1 és 3,3 GHz-es vívőfrekvencia alkalmazásával készítettem el 8 MHz-es sáv szélességgel (vö. 7.2. fejezet). Az 1 GHz-s esetről készült oszcilloszkóp-felvétel a 7.7. ábrán látható.

Az oszcilloszkóp képességeit kihasználva a mérést az alapsávi esethez hasonlóan tudtam elvégezni. Annyit kellett változtatni, hogy a lekeverés érdekében az oszcilloszkópot IQ-üzemmódban



7.5. ábra. Bővített paraméterbecslő-rendszer felépítése

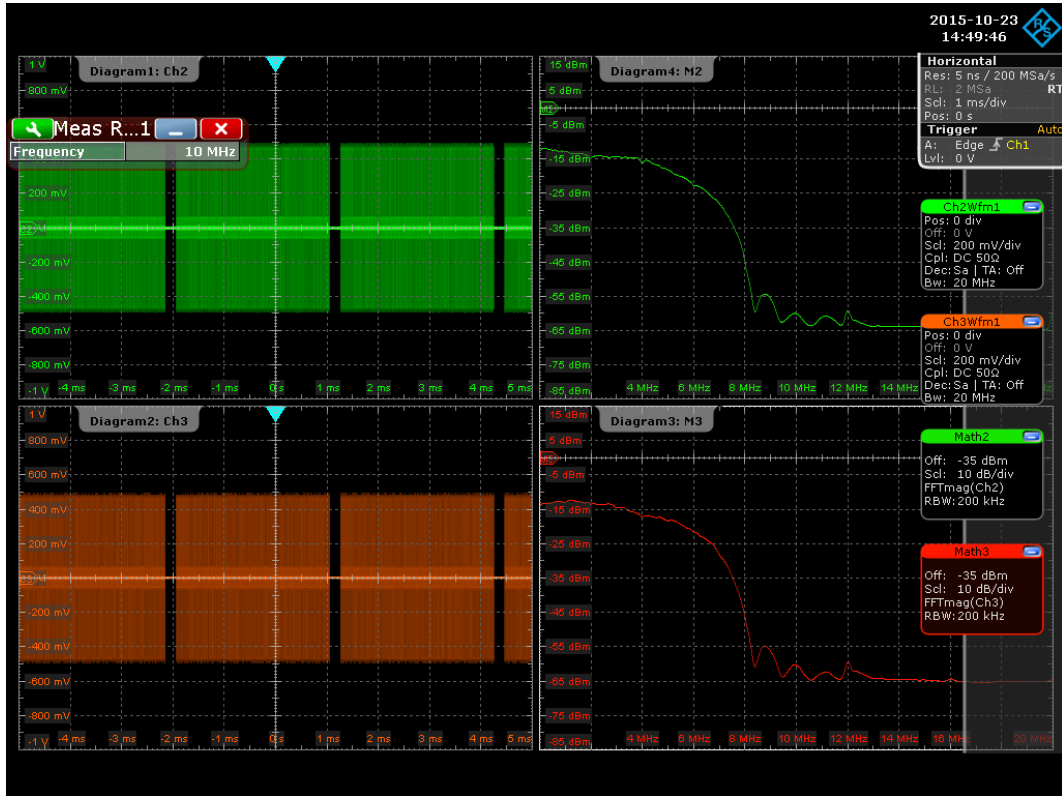
kellett használni. Az IQ-üzemmód az RTO oszcillátorok egy speciális üzemmódja, amellyel lehetséges a 4 GHz-ig terjedő rádiófrekvenciás jeleket demodulálni és ez alapján az alapsávi IQ-mintákat kinyerni. A kimeneti oldalon már ugyanazok a mért eredmények álltak rendelkezésemre, mint az előző esetben. Éppen ezért a 7.5. ábrán látható rendszert tudtam itt is használni, és így kaptam meg a dekódolt üzenet mellett a 7.9. ábrán látható átviteli karakterisztikákat és a 7.11. ábrán szereplő konstellációs elrendezéseket.

7.4. A kapott mérési eredmények kiértékelése

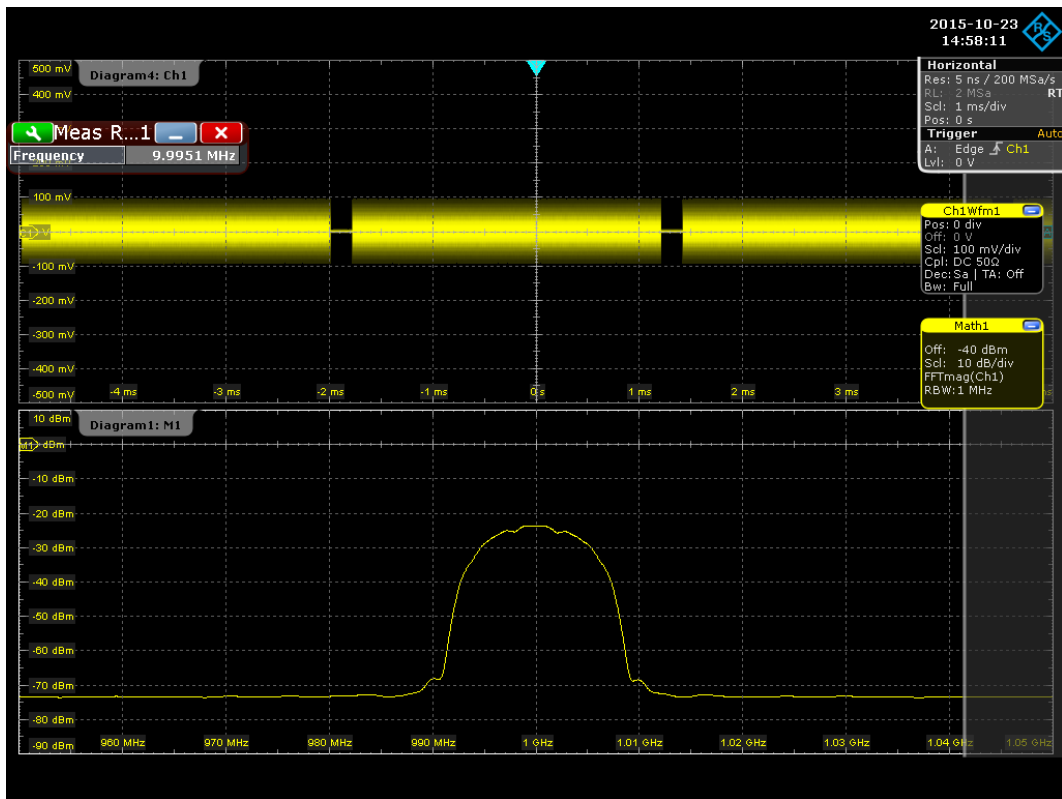
Az elvégzett méréseket egységben vizsgálva megállapítható, hogy az átvitel minden esetben jól működött, minden esetben hibátlanul dekódolni tudtam a kiküldött üzenetet, mivel a paraméterbecslő eljárások jól működtek.

Az alapsávi mérések esetén egy erősítő volt a jelútban a jelgenerátor vagy az oszcilloszkóp miatt, ezért kaptam 0,5-szörös amplitúdóátvitelt fázisforgatás nélkül úgy (7.8. ábra), hogy a csatorna egy, a két eszközt összekötő BNC-kábel volt. Azonban ez a dekódolás során nem okozott problémát, mert ezt a hatást a csatornakompensációval ki tudtam küszöbölni. Frekvenciaoffsetet jelentős mértékben nem tapasztaltam, 10^{-8} -on nagyságrendű volt, amit a korrekcióval ki tudtam javítani. Ez a hiba elhanyagolható mértékű volt, mivel fel- és lekeverés nem történt.

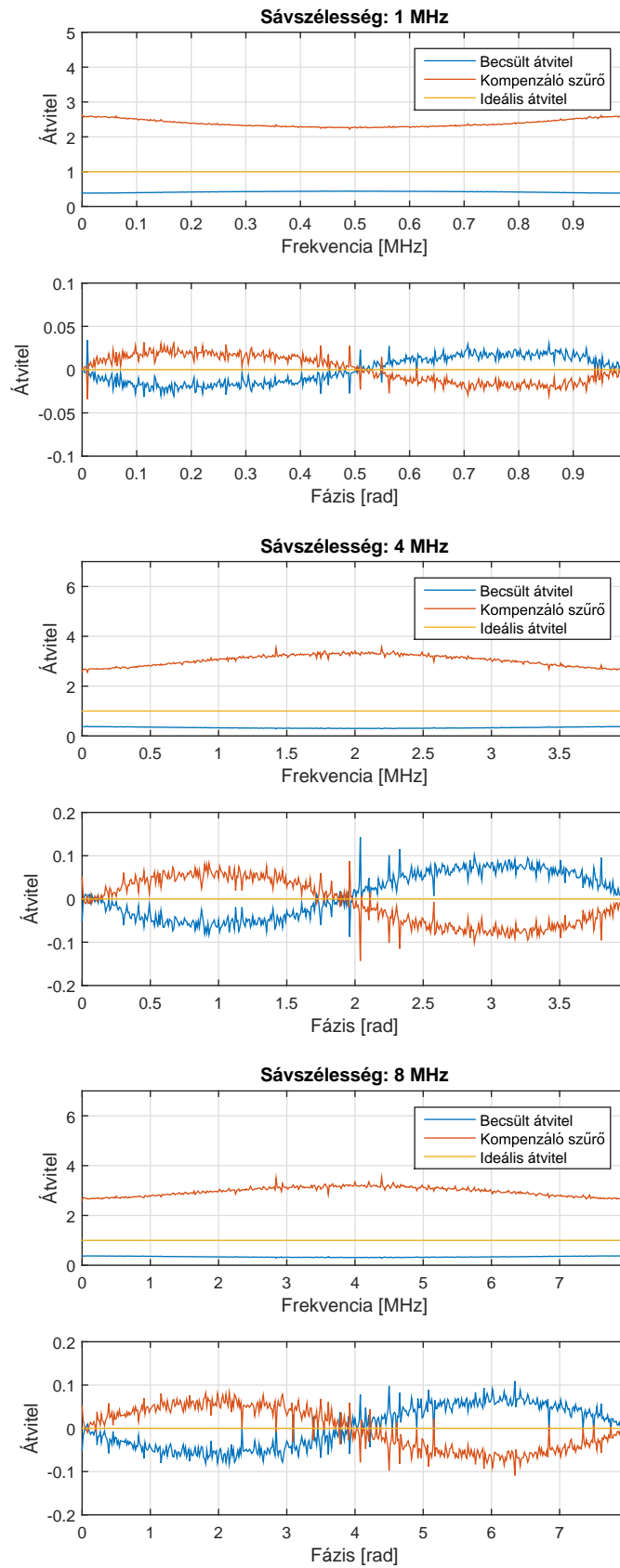
A rádiófrekvenciás mérések során csatornaerősítési problémát nem tapasztaltam (7.9. ábra). 1 GHz-es vívőfrekvencia alkalmazása esetén fázisoffsetet és kismértékű szimbólumközi áthallást tapasztaltam (7.11. ábra), amit a csatornakompensációval ellensúlyozni tudtam. 3,3 GHz-en viszont a frekvenciaoffset volt a domináns átviteli hiba (7.11. ábra). Ennek oka a magas frekvencia lehetett, ami az alacsony, 10^{-8} -on nagyságrendű hibát is felnagyította, és jelentős forgató hatást hozott létre. Azonban az üzenet dekódolása során ez sem okozott vételi problémákat, ugyanis ezt a forgatást tudtam korrigálni a becsült frekvenciaoffset alapján.



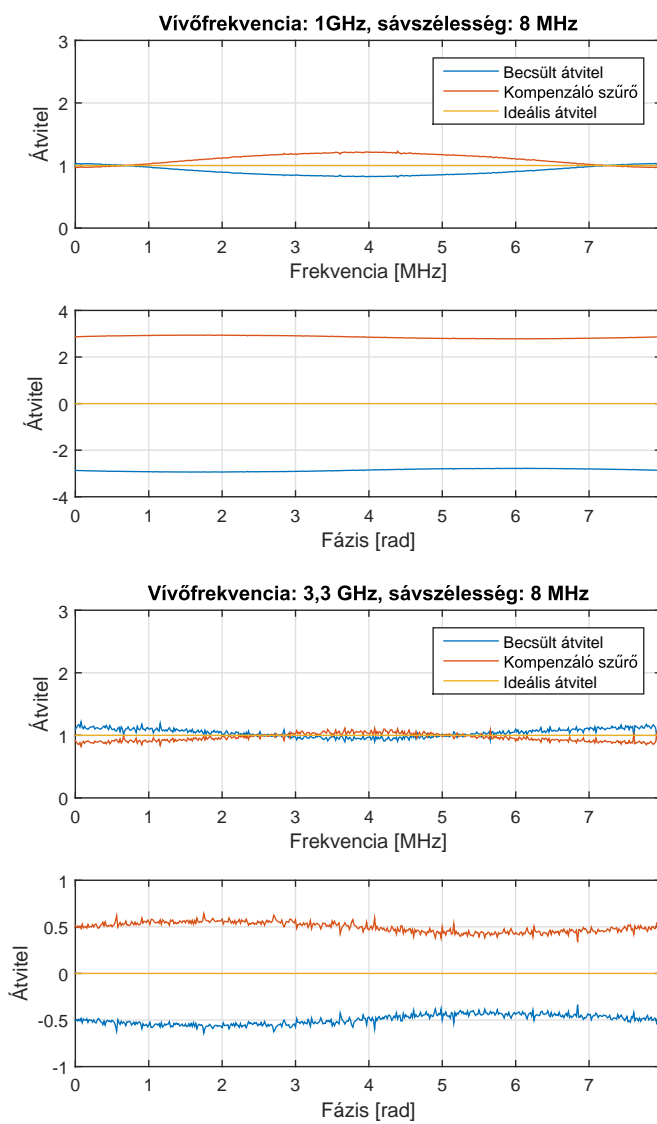
7.6. ábra. 8 MHz-es alapsávi jel idő- és frekvenciatartományban



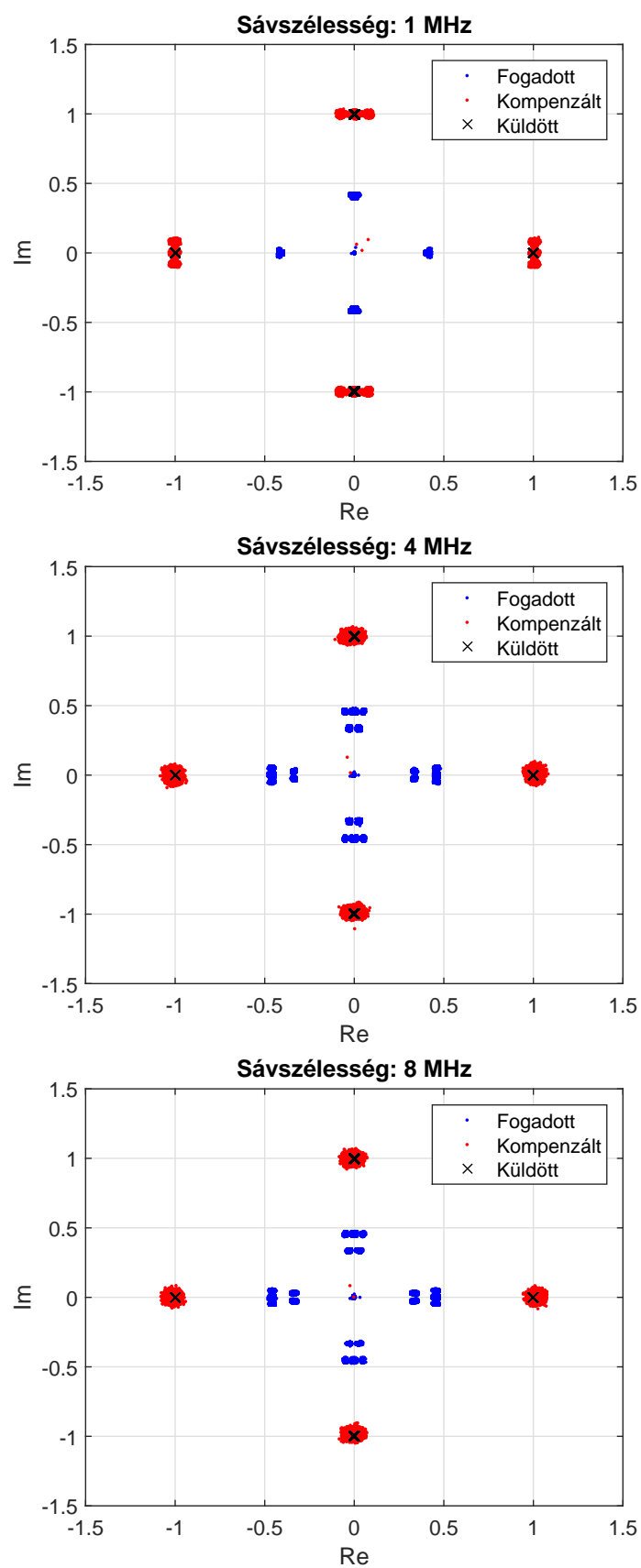
7.7. ábra. 1 GHz-es rádiófrekvenciás jel idő- és frekvenciatartományban



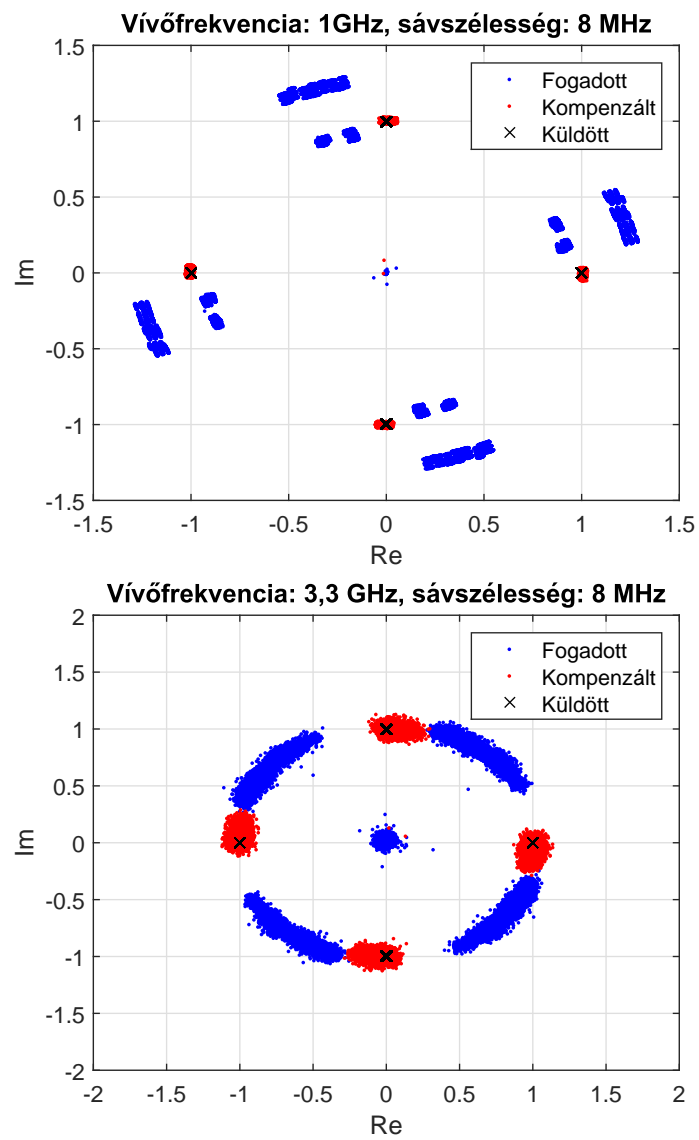
7.8. ábra. Alapsávi csatornakarakteristikák



7.9. ábra. Rádiófrekvenciás csatornakarakterisztikák



7.10. ábra. Alapsávi konstellációs elrendezések



7.11. ábra. Rádiófrekvenciás konstellációs elrendezések

8. fejezet

Összefoglalás

Dolgozatom két súlyponti témakör köré szerveződött. Egyrészt az IEEE 802.11ad szabványt mutattam be röviden [2], amely annak ellenére, hogy már három éve hivatalosan az 802.11-2012 szabványcsalád tagja [1], még nem széleskörűen elterjedt. Másrészt pedig bemutattam az R-DFT [3] alkalmazási lehetőségeit a nagyfrekvenciás, híradástechnikai mérés technikában, amire eddig egy-két példa volt csak [5, 8]. Ezen súlypontok mellett céлом volt a témában eddig megjelent két cikkemben publikált eredmények további bővítése, és egy egységes keretbe foglalása [9, 10].

Bemutattam a 802.11ad preambuluma alapján, hogy az R-DFT jól használható az FFT alternatívájaként, bizonyos esetekben jobb eredményt is ad úgy, hogy nem kell számításigényesebb eljárásokat végezni (lásd 5–7. fejezetek). Azonban az R-DFT nagy hátránya a kimenetén található N fokozatú összegző (4.4. fejezet), ami miatt pontos összehasonlítást csak egy FPGA implementációt követően lehet tenni. Éppen ezért a jövőbeli terveim egyike ennek elkészítése, illetve vizsgálni szeretném a kvantálás hatását a spektrumfelbontásra.

Az ismertett és idézett paraméterbecslési eljárásokat nem csak megismertem, hanem szimulációkon keresztül is vizsgáltam a működésüket. A frekvenciaoffset- és a csatorna átviteli karakterisztika-becslés esetén javítottam az eljárásokon, és olyan új megoldásokat is bemutat-tam, amikkel a becslések variációi csökkenthetőek (5.1.2–5.1.3. fejezet), illetve a valós érték-készletűnek feltételezett csatornamodell helyett a valóságot jobban leíró komplex érték-készletűt tételeztem fel, a csatornakarakterisztika becsléséhez pedig javaslatot tettem egy komplex Golay-korrelátor struktúra kialakítására.

Továbbá a Fourier-transzformáció alkalmazásával lehetővé vált a csatornakarakterisztika becslése nemcsak idő-, hanem frekvenciatartományban is (5.1.3. fejezet), ami azért fontos, mert a kompenzációt mindenképp frekvenciatartományban hajtjuk végre. Azonban a becslő eljárások pontossága még tovább javítható, illetve időben változó paramétereket is becsülhetünk, amennyiben az adatrészben található, védelmi célokra szolgáló Ga_{64} szekvenciákat a paraméterbecslésekhez is felhasználjuk. További munkáimban szeretném ezt a kérdést is megvizsgálni.

A paraméterbecslési és a szinkronizációs eljárásokat nem csak az elméletben mutattam be, hanem szimulációkat is készítettem (6. fejezet), majd azok alapján méréseket is végeztem nem csak az alapsávi, hanem a rádiófrekvenciás jelekkel is (7. fejezet). Mind a szimulációk, mind

pedig a kísérletek alátámasztották az új megoldások működőképességét. A teljességhez viszont hozzátartozik, hogy jelen dolgozatban a rendelkezésre álló műszerekkel csak 3,3 GHz-es vívőfrekvenciát tudtam alkalmazni 8 MHz-es sávzélességgel, szemben a 802.11ad 60 GHz-es vívőfrekvenciájával és 2 GHz-es sávzélességével. Így a jövőben a teljes verifikáció miatt mindenképpen szeretnék olyan kísérletet végezni, ahol 2 GHz-es sávzélességű alapsávi jelet adok ki egy erre alkalmas jelgenerátorral (pl. Agilent 8267D, Tabor WX2184C). Ezt a jelet egy külső keverővel felkeverem 60 GHz-re, majd pedig valamilyen átviteli csatorna alkalmazása után (kábel, levegő) külső keverővel segítségével lekeverem, és demodulálom egy RTO 1044-es oszcilloszkóppal, ami rendelkezik az ehhez szükséges 2 GHz-es sávzélességgel IQ-üzemmódban. Végül pedig valós eszközök jelének vételét is célul tűztem ki (pl. egy Dell D5000 dokkoló alkalmazásával), így egy referencia mérőkönyvet tudnék készíteni a 802.11ad rendszerek tesztelési és verifikálási céljaira.

Dolgozatomban újszerű eljárásokat mutattam be, melyek egyrészt hardveres (C-FGC, R-DFT), másrészt szoftveres megoldások (átlagolt FFT), amelyekkel a 802.11ad rendszerekben a paraméterbecslési eljárások hatékonysága növelhető változatlan vagy csökkent hardverigény mellett. Elért eredményeimet folyóirat-cikként is szeretném bemutatni, aminek az írása folyamatban van, remélhetőleg rövidesen azt is be tudom adni.

Függelék

F.1. Komplements Golay-szekvenciák

Golay olyan bináris szekvenciákat mutatott be [12], amelyek páronként egymás komplementeirei. Ez azt jelenti, hogy az autokorrelációjuk összege zérus, kivéve, ha maga az időparaméter, a k zérus.

Budišin adta meg a következő algoritmust [22], mellyel a megfelelő, N hosszú Golay-szekvenciák – $a[k]$ és $b[k]$ – generálhatóak:

$$\begin{aligned} a_0[k] &= b_0[k] = \delta[k] \\ a_n[k] &= a_{n-1}[k] + W_n \cdot b_{n-1}[k - D_n] \\ b_n[k] &= b_{n-1}[k] - W_n \cdot a_{n-1}[k - D_n], \end{aligned} \tag{F.1.1}$$

ahol $\delta[k]$ a Kronecker-féle deltafüggvény, n a rekurziók száma. A W_n a szorzó együtthatókat tartalmazza, míg D_n a késleltető elemek hosszát adja meg.

Az $N = 64$ és az $N = 128$ esetekhez a szabványnak megfelelő szekvenciák generálásához a következő értékek szükségesek a inicializáló vektorokhoz, $n = 6$ illetve $n = 7$ rekurziós lépést (mivel $\log_2 N = [6; 7]$) alkalmazva [2]:

$$\begin{aligned} \mathbf{W}_{64} &= [1, 1, -1, -1, +1, -1], \\ \mathbf{D}_{64} &= [2, 1, 4, 8, 16, 32]; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \mathbf{W}_{128} &= [-1, -1, -1, -1, +1, -1, -1], \\ \mathbf{D}_{128} &= [1, 8, 2, 4, 16, 32, 64]. \end{aligned}$$

F.2. Egyvívős átvitel lehetséges modulációs és kódolási sémái

F.1. táblázat. Egyvívős átvitel modulációs és kódolási kombinációi [2]

Index	Moduláció	Szimbólumméret (bit)	Ismétlés	Kódarány	Átviteli sebesség (Mbps)
1	$\pi/2$ -BPSK	1	2	1/2	385
2	$\pi/2$ -BPSK	1	1	1/2	770
3	$\pi/2$ -BPSK	1	1	5/8	962,5
4	$\pi/2$ -BPSK	1	1	3/4	1155
5	$\pi/2$ -BPSK	1	1	13/16	1251.25
6	$\pi/2$ -QPSK	2	1	1/2	1540
7	$\pi/2$ -QPSK	2	1	5/8	1925
8	$\pi/2$ -QPSK	2	1	3/4	2310
9	$\pi/2$ -QPSK	2	1	13/16	2502.5
10	$\pi/2$ -16QAM	4	1	1/2	3080
11	$\pi/2$ -16QAM	4	1	5/8	3850
12	$\pi/2$ -16QAM	4	1	3/4	4620

F.3. CRC-számítás a CRC 16-CCITT módszerrel

A CRC-mező az egyes komplementese a következő, (F.3.1) kifejezésnek:

$$CRC(D) = (M(D) \oplus I(D)) D^{16} \pmod{G(D)}, \quad (\text{F.3.1})$$

ahol:

- $M(D) = b_0 D^{M-1} + b_1 D^{M-2} + \dots + b_{M-1}$ a fejléc bitjei polinomként, ahol b_0 a 0. bitje a fejlécnek és b_{M-1} pedig az $M-1$. bit;
- $I(D) = \sum_{i=M-16}^{M-1} D^i$ egy inicializációs polinom, amit a fejléc első 16 bitjéhez adunk hozzá, hogy a shiftregiszter bitjei 1 értékűek legyenek;
- $G(D) = D^{16} + D^{12} + D^5 + 1$ a CRC generátorpolinoma.

A CRC így a $CRC(D) = x_0 D^{15} + x_1 D^{14} + \dots + x_{14} D + x_{15}$ alakban is felírható. Az adást az x_{15} adásával kezdjük [2].

Köszönetnyilvánítás

Dolgozatom végén szeretném megköszönni mindenki segítségét, aki bármilyen úton-módon segítette munkámat.

Külön köszönöm konzulensem, Dr. Kollár Zsolt segítségét; észrevételeivel, meglátásaival sokat segített, hogy ez a dolgozat így összeálljon, illetve köszönöm, hogy magára vállalta a lektorálás nem könnyű feladatát.

Továbbá köszönöm a Rohde & Schwarz Laboratórium munkatársai türelmét, illetve azt, hogy a méréseimhez és a munkámhoz helyet biztosítottak, és főleg azt, hogy az elérhető legjobb műszereket bocsátották rendelkezésemre.

Legvégére marad a legfontosabb, hálámat fejezném ki a családom részére, hogy mindig mellettem álltak és támogattak akkor is, amikor éppen nem ment minden tökéletesen, és hullámvölgybe kerültem, vagy éppen a kelleténél nehezebben viseltem a dolgozat-írás viszonosságait.

Budapest, 2015. október 26.

Csuka Barna

Ábrák jegyzéke

2.1. A Dell D5000-es dokkolóállomása	9
3.1. A 60 GHz-es tartományban rögzített csatornák és sávközépi frekvenciájuk . .	10
3.2. Egy csatornához tartozó spektrummaszk a sávközéphez viszonyítva	11
3.3. A 802.11ad csomagszerkezete	11
3.4. Az STF és a CEF felépítése	11
3.5. A fejléc és az adatrész összeállítási folyamata	12
4.1. Az S-DFT blokkvázlata	14
4.2. Az R-DFT blokkvázlata	15
4.3. A DFT-számítás követelményei N függvényében	16
5.1. Egy általános átviteli lánc felépítése	17
5.2. A C-FGC sematikus felépítése	20
5.3. Bővített FFT	21
6.1. A küldött és a fogadott adatok elhelyezkedése a komplex síkon	23
6.2. Paraméterbecslő- és kompenzáló rendszer felépítése	24
6.3. Az időzítő blokk kimenetén kapott $S[k]$ függvény frekvenciakorrekció előtt . .	25
6.4. Az időzítő blokk kimenetén kapott $S[k]$ függvény frekvenciakorrekció után . .	25
6.5. Blokkok választása frekvencia offset becsléséhez	26
6.6. A becsült frekvencia offset varianciája az SNR függvényében	27
6.7. A csatornabecslés varianciája egységnyi hosszúságú impulzusválasz esetén . .	28
6.8. A csatornabecslés varianciája kéttagú impulzusválasz esetén	28
6.9. Az SNR becslés eredménye az SNR függvényében	29
6.10. Bithiba-arányok 16QAM moduláció esetén	29
7.1. Kísérleti elrendezés	31
7.2. Rohde & Schwarz SMIQ03HD	32
7.3. Rohde & Schwarz RTO1014	32
7.4. Alapsávi jelalak	33
7.5. Bővített paraméterbecslő-rendszer felépítése	34
7.6. 8 MHz-es alapsávi jel idő- és frekvenciatartományban	35
7.7. 1 GHz-es rádiófrekvenciás jel idő- és frekvenciatartományban	35
7.8. Alapsávi csatornakaraktisztikák	36

7.9. Rádiófrekvenciás csatornakarakterisztikák	37
7.10. Alapsávi konstellációs elrendezések	38
7.11. Rádiófrekvenciás konstellációs elrendezések	39

Irodalomjegyzék

- [1] IEEE Standard for Information Technology – Telecommunications and information exchange between systems Local and Metropolitan Area Networks – Specific requirements Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications. *IEEE Std 802.11-2012 (Revision of IEEE Std 802.11-2007)*, Mar. 2012.
- [2] IEEE Standard for Information Technology – Telecommunications and information exchange between systems Local and Metropolitan Area Networks – Specific requirements Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications – Amendment 3: Enhancements for Very High Throughput in the 60 GHz Band. *IEEE Std 802.11ad-2012 (Amendment to IEEE Std 802.11-2012, as amended by IEEE Std 802.11ae-2012 and IEEE Std 802.11aa-2012)*, Mar. 2012.
- [3] G. Péceli. A common structure for recursive discrete transforms. *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, 33(10):1035–1036, Oct. 1986.
- [4] E. Jacobsen and R. Lyons. The sliding DFT. *IEEE Signal Processing Magazine*, 20(2):74–80, Mar. 2003.
- [5] L. Varga and Zs. Kollár. Low complexity FBMC transceiver for FPGA implementation. In *Radioelektronika, 2013 23rd International Conference*, pages 219–223, Apr. 2013.
- [6] F. Nagy. Measurement of signal parameters using nonlinear observers. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 41(1):152–155, Feb. 1992.
- [7] Gy. Orosz, L. Sujbert, and G. Péceli. Analysis of Resonator-Based Harmonic Estimation in the Case of Data Loss. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 62(2):510–518, Feb. 2013.
- [8] L. Varga, Zs. Kollár, and P. Horváth. Recursive Discrete Fourier Transform based SMT receivers for cognitive radio applications. In *2012 19th International Conference on Systems, Signals and Image Processing IWSSIP*, pages 130–133, Apr. 2012.
- [9] B. Csuka and Zs. Kollár. R–DFT alapú csatornabecslés a 802.11ad rendszerben. In *Mesterpróba 2015, Budapest*, pages 44–47, May 2015.
- [10] B. Csuka and Zs. Kollár. Paraméterbecslés 802.11ad rendszerekben. In *HTE MediaNet 2015 Konferencia Szemle - Diákszekció*, pages 8–14, Oct 2015.

- [11] Paul H. Moose. A technique for orthogonal frequency division multiplexing frequency offset correction. *IEEE Transactions on Communications*, 42(10):2908–2914, Oct. 1994.
- [12] Marcel J. E. Golay. Complementary series. *IRE Transactions on Information Theory*, 7(2):82–87, Apr. 1961.
- [13] S. Z. Budišin. New complementary pairs of sequences. *Electronics Letters*, 26(13):881–883, June 1990.
- [14] X. Guan, C. Zhang, and D. Jin. High-Speed Structure of Channel Estimation and Equalization for 60 GHz SC-FDE Transmission. In *International Conference on Computational Problem-solving (ICCP), 2013*, pages 211–214, Oct. 2013.
- [15] M. Lei and Y. Huang. CFR and SNR Estimation Based on Complementary Golay Sequences for Single-Carrier Block Transmission in 60-GHz WPAN. In *IEEE Wireless Communications and Networking Conference, 2009*, pages 1–5, Apr. 2009.
- [16] F. Plesznik. Új generációs szélessávú vezeték nélküli adatátvitel. diplomamunka, Budapesti Műszaki és Gazdaságtudományi Egyetem, 2015.
- [17] Agilent Technologies. *Wireless LAN at 60 GHz – IEEE 802.11ad Explained*, 2013. URL: <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5990-9697EN.pdf> (ellenőrizve: 2015. augusztus).
- [18] Rohde & Schwarz. *802.11ad – WLAN at 60 GHz – A technology introduction*, 2013. URL: https://cdn.rohde-schwarz.com/pws/dl_downloads/dl_application/application_notes/1ma220/1MA220_1e_WLAN_11ad_WP.pdf (ellenőrizve: 2015. augusztus).
- [19] P. Duhamel. Implementation of "Split-radix" FFT algorithms for complex, real, and real-symmetric data. *IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing*, 34(2):285–295, Apr. 1986.
- [20] S. Li, G. Yue, X. Cheng, and Z. Luo. A Novel and Robust Timing Synchronization Method for SC-FDE 60 GHz WPAN Systems. In *IEEE 14th International Conference on Communication Technology*, pages 262–267, 2012.
- [21] H. Wu, P. Lin, and K. Chen. A Novel Frequency Offset Estimation Algorithm with Wide Range and High Accuracy for OFDM System. *Journal of Networks*, 9(8):2218–2223, Aug. 2014.
- [22] S. Z. Budišin. Efficient pulse compressor for Golay complementary sequences. *Electronics Letters*, 27(3):219–220, Jan. 1991.
- [23] M. Lei, I. Lakkis, H. Harada, and S. Kato. MMSE-FDE Based on Estimated SNR for Single-Carrier Block Transmission (SCBT) in Multi-Gbps WPAN (IEEE 802.15.3c). In *IEEE International Conference on Communications Workshops, 2008.*, pages 52–56, May 2008.