

Paraméterbecslés 802.11ad rendszerekben

Csuka Barna és Kollár Zsolt
 Szélessávú Hírközlés és Villamosságtan Tanszék
 Budapesti Műszaki és Gazdaságtudományi Egyetem
 1111 Budapest, Egry József utca 18.
 E-mail: cs.barna86@gmail.com, kollar@mht.bme.hu

Kivonat—Cikkünkben a viszonylag újszerű, 2012-ben véglegesített IEEE 802.11ad szabványt mutatjuk be. Ez a szabvány teljesen új alapokra helyezi a vezeték nélküli átvitelt a jelenleg még ritkásan használt 60 GHz-es frekvenciasávban 2 GHz-es sáv szélesség alkalmazása mellett. Célunk, hogy bemutassuk röviden a szabvány történetét és az átvitel során alkalmazott csomagok felépítését. Ismertetjük az átviteli láncban fellépő jelentősebb hibaforrásokat és azok hatását. Továbbá a kommunikációs rendszer alapsávi ekvivalens modelljét használva szimulációkon keresztül megoldásokat javasolunk a különféle hibák becslésére és kiküszöbölésére.

Kulcsszavak—WiGig, IEEE 802.11ad, nagysebességű vezeték nélküli adatátvitel, paraméterbecslés

I. 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 együtt működnek vagy egymással laza függőségben lehetnek. Ez a viszony azonban az előző generációs eszközöknél tapasztaltakkal szemben semmiképpen sem szigorúan hierarchikus összeköttetést, láncolatot takar. Példának okáért korábban egy nyomtatóval csak egy számítógép segítségével, annak irányításával lehetett nyomtatni. Ezzel szemben ma már elterjedtek az önálló készülékek, amikre vezeték nélküli hálózaton keresztül nem csak PC-ről, hanem akár telefonról, tabletről is küldhetünk állományokat, illetve flashmemóriát is tud kezelni.

Ez a fejlődés magával hozta azt is, 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. 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 fent felsorolt átviteli megoldások ugyan jók, viszont a csatlakozónak és magának a meghajtó áramkörnek is van helyigénye. Utóbbi azonban eléggé limitált pl. egy telefon esetében, ezért a legtöbb esetben csak egy jack- és egy adatátviteli – ami egyben töltő is – csatlakozó áll rendelkezésünkre. A hardveres nehézségeken túl a mobilitási igény miatt is cél a vezeték nélküli megoldások javítása. A fejlesztések két irányba folynak: egyik oldalon az alacsony átviteli sebességű, egyszerű megoldások állnak, amelyekkel sok kliens 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 cikkünk témájául szolgáló WiGig, ami az IEEE 802.11ad szabványát takarja.

Következő fejezetekben a 802.11ad szabványt mutatjuk be. Először a II. részben egy rövid történeti kitekintést adunk, hogy honnan indult a protokoll fejlesztése, és hogy hol tart ma. Ezt követően a III. fejezetben ismertetjük a rendszer főbb jellemzőit. A IV. részben bemutatjuk, hogy milyen átviteli hibaparaméterekkel kell foglalkozni az üzenetküldés során, és azok becslésére javasolunk eljárásokat. Ezután az V. részben bemutatjuk az elvégzett szimulációkat. Végül pedig összefoglaljuk az elért eredményeket és lehetséges továbbfejlesztési irányokat mutatjuk be röviden a VI. részben.

II. AZ IEEE 802.11AD TÖRTÉNETE

II-A. Előzmények

Az IEEE 802.11-es szabványcsoportja [1] a helyi, vezeték nélküli hálózatokat (WLAN) írják le, 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 mobil eszközzel, 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 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.

Az analóg és a digitális elektronika fejlődése mára lehetővé tette az eddig nem használt frekvenciasávok kihasználását kommunikációs célokra úgy, hogy a modulok integrálhatóak mobil eszközökbe is. Éppen ezért a WiGig rendszer (és az azt leíró IEEE 802.11ad szabvány [2]) a jelenleg még üres 60 GHz-es frekvenciasávot használja ki a nagy átviteli sebesség elérése végett. Ezzel a megoldással lehetővé válik, hogy a WiGig egymagában helyettesítsen minden vezetékes és vezeték

nélküli adatátvitelt az egy légtérben, 10-15 méteres körön belül található eszközök között. Ezáltal egy újabb lépéssel közelebb kerülhetünk az eszközeink konvergenciájához, vagy ahogy ma közkeletűen nevezik: a dolgok internetéhez [3].

II-B. 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 csoportosulást, 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, 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 kiegészítést. 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 az azóta megjelent termékek szabványnak való megfelelését [3].

II-C. 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 kapcsolódnak az elérhető legjobb hálózathoz, 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 vezetékcsatlakozások 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 vezetékcsatlakozások kiváltását úgy, hogy a készülékek felé marad a korábbi csatlakozási felület (pl. USB, HDMI), csupán annyi a változtatás, hogy a csatlakozó másik végén a vezeték helyett egy 802.11ad adóvevő található,

ami kapcsolódni tud bármilyen másik 802.11ad klienshez, és ezáltal egy másik eszközhöz.

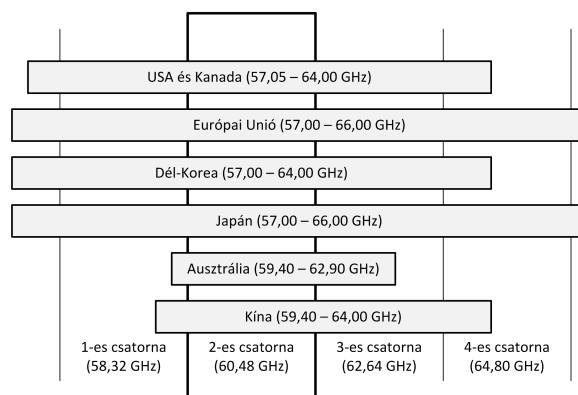
Az első chipcsalád a Wilocity 6100-as családja volt, amit a 6200-as és a 6300-as követett, utóbbi már mobilkészülékek számára készült. A 6100-as és a 6200-as család megoldásaira épített a Dell, amikor megjelent az első, kereskedelmi forgalomban kapható, 802.11ad-vel szerelt laptop, a Dell 6430u és a hozzá tartozó D5000-as vezeték nélküli dokkoló. A dokkolóval egyetlen WiGig linken keresztül a laptopához 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, mobilkészülékekbe 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 eszközeit, melyek megjelenése az elkövetkező időszakban várható [3].

III. AZ IEEE 802.11AD TULAJDONSÁGAI

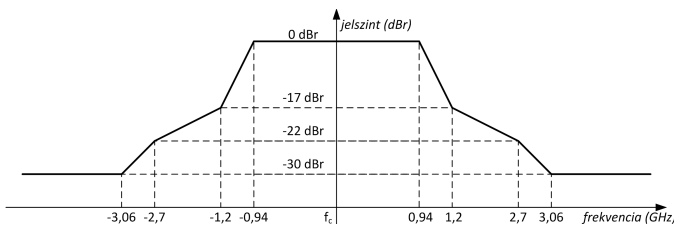
III-A. Fizikai réteg

A WiGig alapsávi sáv szélessége 2 GHz, amit 60 GHz-es vivőfrekvenciára kevernek fel, vagyis milliméteres hullámterományban 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 sáv szélességű csatornát rögzített. Ezen csatornák közül a 2-es csatorna érhető el az egész világon, aminek 60,48 GHz a sáv közepi frekvenciája, ezért ez lett alapértelmezettként rögzítve a WiGig szabványban, ahogy az 1. ábra is mutatja. Az egy csatornára vonatkozó, betartandó spektrummaszkot a 2. ábra mutatja [4], [5].



1. ábra. A 60 GHz-es tartományban rögzített csatornák és sáv közepi frekvenciájuk

A WiGig a fizikai rétegében az átvitel során egy- illetve többvívű OFDM átvitelt alkalmaz. Az egyvívű átvitel során az alapsávi jel egy komplex, digitálisan modulált jel, ahol szabvány a következő három modulációt támogatja: BPSK, QPSK és 16-QAM. A többvívű, OFDM átvitel esetén az alapsávi jelet, az ún. OFDM-szimbólumot 512 pontos inverz Fourier-transzformációval állítják elő, és az átvitel során 355 alvívűt alkalmaznak. Az alvívűkön a következő modulációk használhatóak: QPSK, SQPSK, 16-QAM és 64-QAM [2], [3].



2. ábra. Egy csatornához tartozó spektrummaszk a sávközéphez viszonyítva

III-B. Keretformátum

Az adatsomag, ahogy a 3. ábra mutatja, a következő részekből épül fel egyvívós átvitel esetén: preambulum, fejléc, adatrész illetve a nyálábformálási adatok. Cikkünkben paraméterbecslési célokból csupán a preambulomot használjuk fel, így a következőkben csak ennek a bemutatására szorítkozunk [2].

Preambulum		Fejléc	Adatrész	Nyálábformálási rész
STF	CEF			

3. ábra. A 802.11ad csomagszerkezete

A preambulum az ún. rövid szinkronizációs részt (Short Training Field – STF) és az ún. csatornabecslő részt (Channel Estimation Field – CEF) tartalmazza. Ezek a mezők építőelemei komplementis Golay-szekvenciák [6], [7], melyeknek négy típusa van: Golay-A (G_a), Golay-B (G_b), illetve ezek negált változatai. Ebben az esetben a szekvenciák 128 pont hosszúságúak, melyeket ezért a következőképpen jelölünk: G_{a128} , $-G_{a128}$, G_{b128} és $-G_{b128}$. Ezek a szekvenciák könnyen generálhatóak az ún. Golay-generátorral (A. függelék), ahol az $N = 128$ esetre meg is adtuk a szükséges beállítási paramétereket.

STF:	Ga ₁₂₈	Ga ₁₂₈	Ga ₁₂₈		Ga ₁₂₈	Ga ₁₂₈	Ga ₁₂₈	-Ga ₁₂₈	
CEF:	-Gb ₁₂₈	-Ga ₁₂₈	Gb ₁₂₈	-Ga ₁₂₈	-Gb ₁₂₈	Ga ₁₂₈	-Gb ₁₂₈	-Ga ₁₂₈	-Gb ₁₂₈
	Gu ₅₁₂				Gv ₅₁₂				

4. ábra. Az STF és a CEF felépítése

Az STF és a CEF mezők felépítése a 4. ábrán látható. Az STF egy periódikus jel, amelyben 20-szor ismétlődik meg a G_{a128} , majd egy $-G_{a128}$ 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 (G_{u512}), egy Golay-V (G_{v512}) és egy $-G_{b128}$ szekvencia.

Az OFDM átvitel esetén alkalmazandó fejléc csak kismértékben tér el az előbb ismertetett megoldástól. A G_{u512} és a G_{v512} fordított sorrendben szerepel, a Golay-V megelőzi a Golay-U szekvenciát. Ezért a cikkben bemutatott paraméterbecslési eljárások változtatások nélkül alkalmazhatóak OFDM átvitel esetén is.

IV. ÁTVITELI PARAMÉTEREK BECSLÉSE

Egy általános átviteli lánc felépítése az 5. ábrán látható. 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.

A rádiós csatorna jellemezhető egy idővarián, frekvenciaszelektív átviteli függvénnyel. A kiadott jel ezen a rádiós csatorán áthaladva lineáris torzítást szenved. Ezen torzított jelhez a külföldi környezeti hatások miatt zaj is adódik. A vevő 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 értelmezése végett kompenzálni kell az átviteli út során fellépő hibákat; ehhez az azokat jellemző paramétereket meg kell becsülni. Ebben a cikkben, a következő részben a teljesség igénye nélkül a következő paraméterbecslésekkel foglalkozunk: időzítés, frekvencia és fázis offset illetve az átviteli csatorna karakterisztikája. Ezen paraméterek becsléséhez az STF és a CEF mezőket fogjuk használni.

IV-A. Időzítés

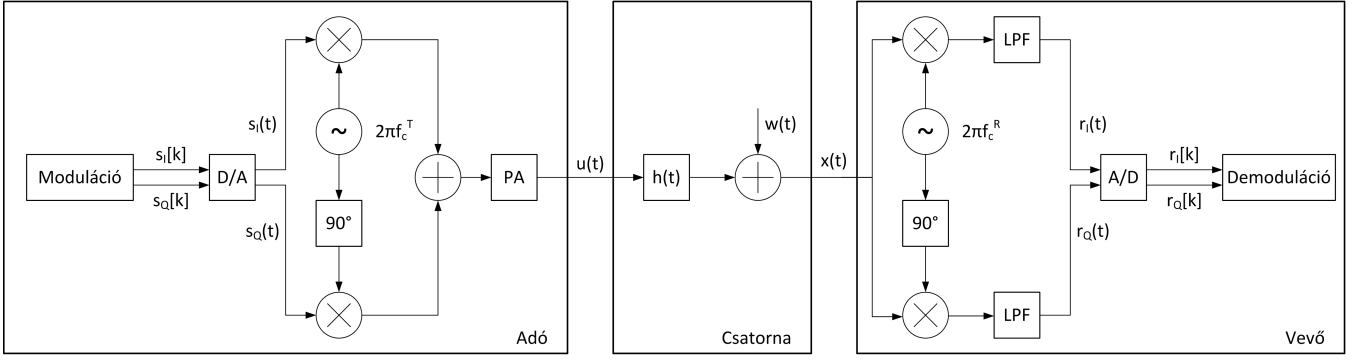
A legelső probléma, amivel szembesülünk a vevő oldalon, hogy meg kell állapítanunk, hogy mikor kezdődik az adás, mikortól használhatóak a vett jelminták demoduláláshoz. A vevőantenna mindig vesz valamennyi környezeti háttérzajt, ezenfelül az utána következő erősítőknek, szűrőknek is van valamekkora elektromos zaja. Ezen okok miatt a jelfeldolgozó egység bemenetén mindig lesz valamilyen mérhető és nagyságú jel, legyen az akár hasznos, akár nem. Ezt kiküszöbölendő, szükségünk van egy időzítési megoldásra, algoritmusra, amely megadja, hogy hányadik 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 [8]. Kihhasználva az STF periódikus felépítését, a következő, (1) és (2) korrelációs kifejezések kiszámolhatóak mindegyik k -adik bejövő jelmintára:

$$\begin{aligned}
 P[k] &= \sum_{l=1}^6 \sum_{m=0}^{M-1} x[d+m] \cdot \bar{x}[d+m+M \cdot l] + \\
 &+ \sum_{m=0}^{M-1} x[d+m+M] \cdot \bar{x}[i+m+6M], \quad (1) \\
 R[k] &= \sum_{l=1}^6 \sum_{m=0}^{M-1} |x(d+m+M \cdot l) - x(d+m)|^2 + \\
 &+ \sum_{m=0}^{M-1} |x(d+m+6M) - x(i+m+M)|^2, \quad (2)
 \end{aligned}$$

ahol $x[k]$ az k -adik mintát jelenti, M az egységnek választott blokkhosszúság és $\bar{x}$ pedig x komplex konjugáltja. Ha ezt a két korrelációt kiszámoltuk, akkor ezek segítségével már képezhető a következő időzítési metrika (3), amely segítségével a csomag kezdete meghatározható:

$$S[k] = \frac{|P[k]|}{R[k]} \quad (3)$$



5. ábra. Egy általános átviteli lánc felépítése

A (3) kifejezést a számítások legvégén még a könnyebb kezelhetőség végett célszerű normálni, 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.

IV-B. Frekvencia offset becslése

Mivel az adó és a vevő egymástól független, ezért az oszcillátoruk frekvenciái eltérhetnek egymástól. Amennyiben tényleg nem egyenlőek, akkor a vett konstellációs pontok elkezdnek forogni a komplex síkon $\omega_c = 2\pi\Delta f_c$ szögsebességgel, ahol a Δf_c az oszcillátorok frekvenciáinak a különbsége.

Arra az esetre, amikor az egymás után küldött adatblokkok tartalma megegyezik, Moose bebizonyította [9], hogy a Δf_c maximum likelihood becselője megadható a következő kifejezéssel, mivel a csatorna átviteli függvénye állandónak tekinthető:

$$\Delta \tilde{f}_c = (1/2\pi) \arctan \left\{ \frac{\left(\sum_{k=0}^{N-1} \Im [X_{2k} \bar{X}_{1k}] \right)}{\left(\sum_{k=0}^{N-1} \Re [X_{2k} \bar{X}_{1k}] \right)} \right\}, \quad (4)$$

ahol X_{1k} és X_{2k} a k -adik binjei két, egymás után fogadott adatblokk spektrumának, és X komplex konjugáltját pedig $\bar{X}$ jelöli. A vett jelminták spektrális felbontás elvégezhető a klasszikus gyors Fourier-transzformációval (FFT).

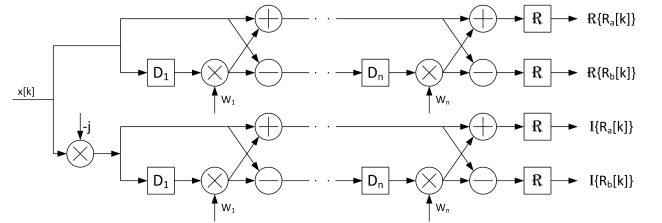
IV-C. Csatornakarakterisztika becslése

A rádiós csatorna frekvencia-szelektivitása miatt kompenzálni kell a vett jelet a demoduláció előtt. Ennek elvégzéséhez becsülni kell az átviteli csatorna karakterisztikáját azzal a megkötéssel, hogy egy 802.11ad csomag átvitele alatt a csatornát konstansnak tekintjük. Ebben a részben a preambulum alapján becselő eljárásokat mutatjuk be: először a korrelációs eljárást, majd pedig az FFT-alapú becslőt, legvégén pedig egy újszerű, ún. bővített, FFT-alapú eljárást.

IV-C1. Korrelációalapú becslés. Ahogy a III-B. részben említettük, 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; amennyiben ezeket a korrelált sorozatokat megfelelő pozícióba toljuk, akkor a csúcsok egymásra lapolódnak. 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.

Ezen korrelációk kiszámítására hatékony megoldást nyújt a Golay-korrelátor. Ennek több változata ismert, jelen esetben az ún. gyors Golay-korrelátort használjuk [10]. Az eljárás ugyanúgy működik, mint a generátor (lásd (5) egyenlet), csupán a kezdeti értékek (a_0 és b_0) nem a Kronecker-féle deltafüggvényt veszik fel, hanem az aktuálisan fogadott adatot.



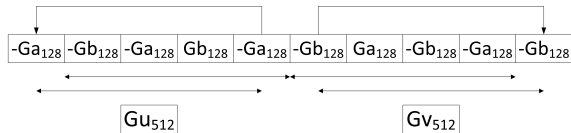
6. ábra. C-FGC sematikus felépítése

Ahhoz, hogy komplex csatorna esetén is helyes eredményt kapjunk, módosítani kell a gyors Golay-korrelátort, hogy külön-külön tudja számolni a valós és a képzes résszel vett korrelációkat. A bővített korrelátor, a komplex gyors Golay-korrelátor (C-FGC) felépítése az 6. ábrán látható.

IV-C2. Fourier-transzformáció alapú becslés. Másik eljárás a csatorna becslésére a Fourier-transzformáció. Ebben az esetben a Gu_{512} és a Gv_{512} 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 referencia értékeként.

A csatorna átviteli függvénye ($\tilde{H}$) a következő módon fejezhető ki: $\tilde{H}_U = \tilde{X}_U / X_U$ és $\tilde{H}_V = \tilde{X}_V / X_V$. Ez a két becslés összevethető, és a becsült átviteli függvény $\tilde{H}_{ch}$ megadható a $\tilde{H}_U$ és $\tilde{H}_V$ átlagolásával, végül a $\tilde{H}_{ch}$ -ből inverz diszkrét Fourier-transzformációval kiszámítható a csatorna impulzusválasza. 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 CEF a $G_{u_{512}}$ és a $G_{v_{512}}$ elemeken kívül egy lezáró $-Gb_{128}$ elemet is tartalmaz (III-B. rész), ami ciklikusságot visz a CEF-be, ugyanis mindkét, 512 hosszú blokk egy $-Gb_{128}$ -cal kezdődik. Így lehetővé válik, hogy a $G_{v_{512}}$ spektrumát újra kiszámoljuk az utolsó $-Gb_{128}$ beérkezése után is (lásd 7. ábra). A $-Ga_{128}$ egy hasonló, ciklikusságot biztosító blokk, így amennyiben az STF utolsó, $-Ga_{128}$ mezőjét is felhasználjuk, akkor a $G_{u_{512}}$ spektruma is kétszer számolható ki. Ezzel a megoldással kettő helyett négy becsült spektrumot lehet átlagolni, a hozzáadott, 128 hosszú blokkok egynegyed részt függetlenek a korábbi adatoktól, így a becslés varianciáját csökkenthetjük ezzel a megoldással.



7. ábra. Bővített FFT

IV-D. Fázishiba

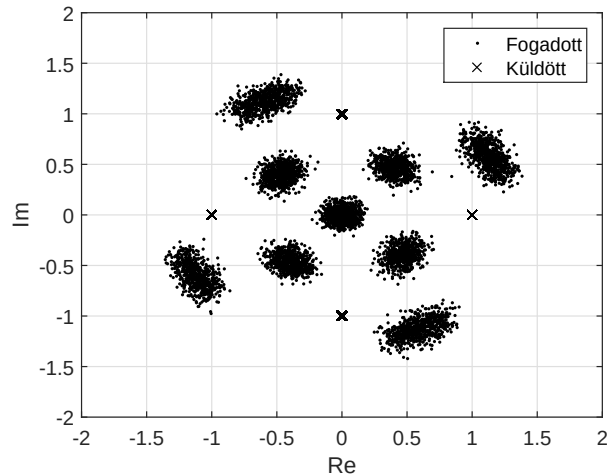
A két független oszcillátor nem csak a frekvenciában különbözik egymástól, hanem különböző fázishelyzetük is van. Ezt a konstans fáziskülönbséget a csatorna-korrektúra korrigálni tudja. Azonban a frekvenciahiba nem konstans, valamennyi maradó hiba az átvitel folyamán végig marad, ami azt jelenti, hogy a csomag fogadása közben is lesz egy kicsi fázisváltozás. Ennek kiköszöbölésére és detektálására az adatcsomag is tartalmaz Golay-szekvenciákat periódikusan, azonban ezzel a hibával jelen cikk keretein belül nem foglalkozunk.

V. SZIMULÁCIÓS KÖRNYEZET

Ebben a részben azokat a szimulációkat mutatjuk be, amelyeket egy, a Matlab-ban készített, a 802.11ad-t modellező keretrendszer segítségével készítettünk. A szimulációk során küldött csomagok minden esetben egy teljes adatcsomagot tartalmaztak (3. ábra), és csak az alapsávi átviteli modellt alkalmaztuk, a fel- és lekeverést nem szimuláltuk (vö. 5. ábra). A preambulumnál, a fejlécnél és az adatrésznél is $\pi/2$ -BPSK modulációt alkalmaztunk a szabványnak megfelelően [2]. Ez a modulációs séma kétlépcsős: előbb a szükséges fázisbillentyűzéssel kell modulálni az adatokat, majd ezután egy folyamatos, $\pi/2$ -es forgatást kell alkalmazni a modulált adatokon. Ennek hatását a 8. ábra 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.

V-A. Az átviteli csatorna szimulációja

A csatorna különböző torzító hatásait a 8. ábra mutatja be; látható, hogy a $\pi/2$ -BPSK moduláció négy pontja hány különböző pontra képződött le az átviteli lánc különböző hatásai miatt. A IV-A. fejezetben rámutattunk, hogy nagyon fontos a vétel kezdetének pontos időzítése. Ezt szimulálandó, az átvitel során az adatok elé véletlenszám generátor által adott számú nullát szűrtünk be, ennek köszönhető, hogy a 8. ábrán az origó környezetében is jelentek meg pontok.

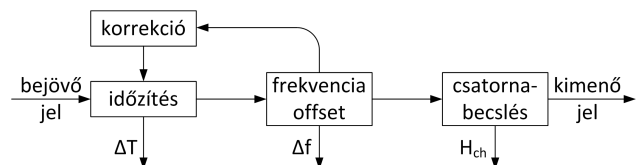


8. ábra. A küldött és a fogadott adatok elhelyezkedése a komplex síkon

A IV-B. részben bemutattuk, hogy az adó és a vevő oszcillátorok függetlensége mit okoz. Ezt egy rögzített szögsebességű forgatással szimuláltuk, ebben az esetben pl. 10 ppm-es beállítással. Ennek hatása látható a 8. ábrán, a pontok origó középpontú körív mentén „haladnak előre”. A csatorna-torzítás hatásának bemutatására (IV-C. fejezet) egy véletlenszerű átviteli karakterisztikával rendelkező szűrővel szűrtük az adatokat. Jelen esetben a csatorna impulzusválasza kéttagú volt, emiatt látható a 8. ábrán, hogy a négy konstellációs pont két pontnégyesre képződött le. Végül pedig a csatorna zajának hatásának szimulálására véletlen, normál eloszlású, zérus középpértékű komplex számokat adunk a küldött adatokhoz, emiatt mosódnak el ovális alakban a fogadott pontok a 8. ábrán, ahol a zaj szórását az éppen beállított, 20 dB-es jel-zaj viszonyból (SNR) kaptuk meg.

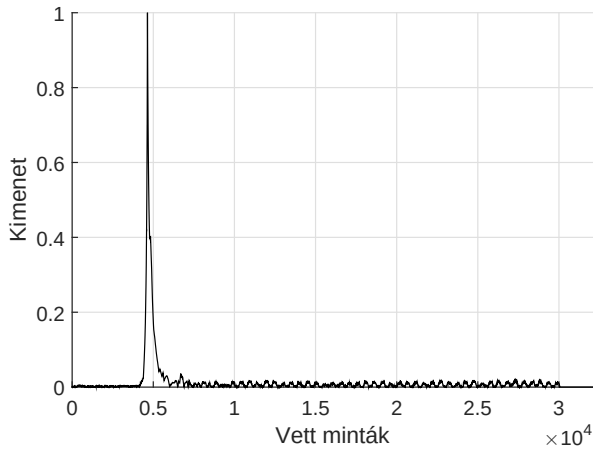
V-B. Az átviteli paraméterek meghatározása

A paramétereket becslő rendszer felépítése a 9. ábrán látható: először meghatározzuk az adás kezdetét, majd az oszcillátorok közötti frekvenciakülönbséget. Ezt követően a kapott becslők alapján végrehajtjuk a korrekciót, majd ezután újra elvégezzük ezeket a becsléseket. Amennyiben az itt kapott hibák nagysága adott hibahatáron belül van, akkor tovább lehet lépni a csatornabecslésre.

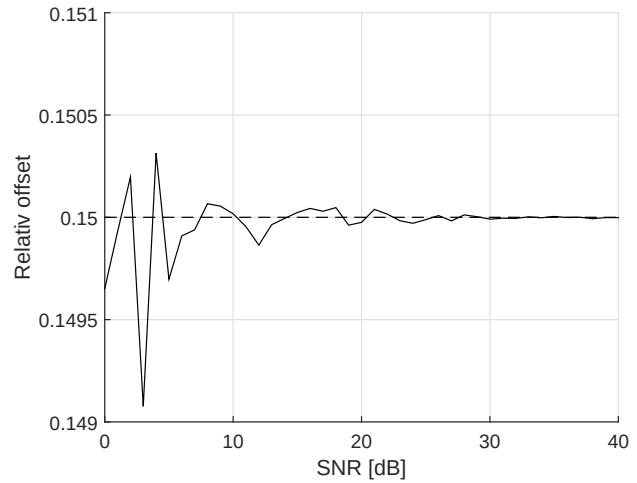


9. ábra. Paraméterbecslő-rendszer felépítése

Az időzítő blokk az (1)-(3) egyenletek által megadott ki-fejezéseket számolja ki, és a kapott $S[k]$ függvényt a 10. ábrán látható alakot veszi fel. A jól detektálható, éles csúcs segítségével könnyen megállapítható, hogy mikortól vesz a vevő hasznos adatokat.



10. ábra. Az időzítő blokk kimenetén kapott $S[k]$ függvény



11. ábra. A frekvencia offset becslője az SNR függvényében

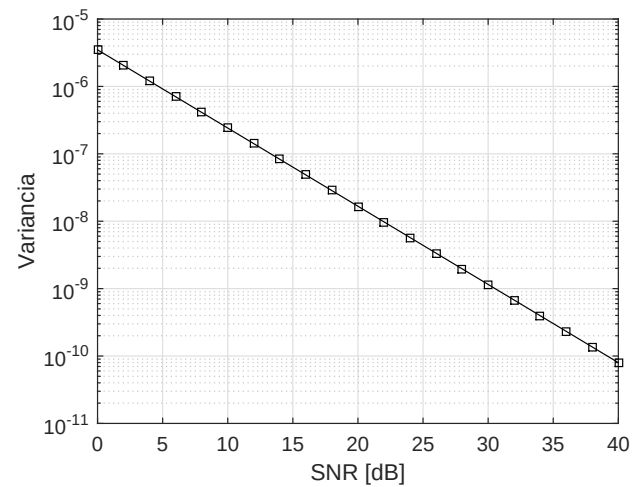
A frekvencia offset becsléséhez a (4) képlet használható fel, amely ugyan OFDM átvitel számára lett megadva, de módosításokkal a 802.11ad esetében is alkalmazható. Az X_1 és X_2 blokkoknak az STF két, egymás után fogadott Ga_{128} szekvenciájának kell lennie. További Ga_{128} blokkok felhasználásával – amíg van még fel nem használt ga – további becslések adhatók az offset nagyságára. Az így kapott becslések átlaga megadja a tényleges becslőjét az offsetnek, az STF esetében 13 pár alkotható, vagyis 13 becslést lehet számolni. Fontos megjegyezni, hogy az első egy-két Ga_{128} blokkot nem célszerű használni, mivel azokat a kezdeti transziensek torzíthatják.

A szimulációk során az SNR-t 0 és 40 dB között léptettük 2 dB-s közzel. Mindegyik SNR érték esetén 25 átvitelt vizsgáltunk, és mindegyikhez kiszámoltuk a Δf_c -t. A kapott eredményeket átlagoltuk, illetve a varianciájukat is meghatároztuk, majd a kapott értékeket a 11. és a 12. ábrákon ábrázoltuk. A Δf_c 0,15-re lett beállítva a szimulátorban, az átviteli csatornát pedig ideálisnak tekintettük ebben az esetben.

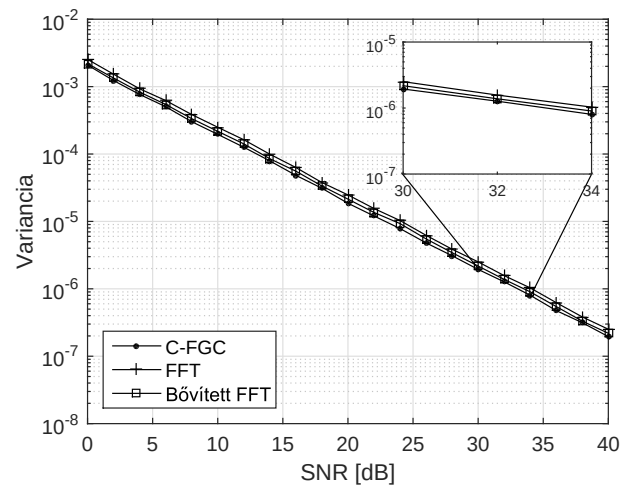
Az átviteli csatorna becslésére szolgáló két eljárást a IV-C. fejezetben mutattunk be. A korrelációs megoldást a C-FGC adja (lásd IV-C1. rész). A Fourier-transzformáció alapú megoldást FFT-vel számoltuk ki $N = 512$ pontos felbontás alkalmazásával (lásd IV-C2. rész).

Egy új megoldást is megvizsgáltuk, ami egy olyan, bővített számítási eljárás, melyben az STF utolsó $-Ga_{128}$ és a CEF utolsó $-Gb_{128}$ blokkjait is felhasználtuk. A számítás bővebb leírása a IV-C2. részben szerepel, illetve magának a bővítésnek az elvét a 7. ábra mutatja.

A szimulációk során a jel-zaj viszonyt, az SNR-t 0 dB-től 40 dB-ig növeltük 2 dB-es lépésközzel. Minden egyes SNR értékhez 25 átvitelt generáltunk, majd minden átvitelre kiszámoltuk a becsült impulzusválaszokat. A kapott eredményeket átlagoltuk, és a varianciát is kifejeztük. A szimulációk eredményét a 13. ábra mutatja. Az alkalmazott impulzusválasz – melynek a becslőjét kerestük – kéttagú volt, frekvenciahibát ebben az esetben zérusnak vettük.



12. ábra. A frekvencia offset becslőjének varianciája az SNR függvényében



13. ábra. A csatornabecslés varianciája az SNR függvényében

V-C. A kapott eredmények kiértékelése

A szimulációk elvégzése után a következő megállapítások tehetőek. Az időzítő eljárás nagy pontossága miatt (10. ábra) lehetővé válik az adatok pontos vétele, ezáltal pontos feldolgozása. A 11. és a 12. ábrákon látható, hogy a frekvencia offsetet jól tudjuk becsülni, az SNR növekedésével egyre pontosabb a becslés, és ezzel együtt egyre kisebb is lesz a varianciája. Ennek köszönhetően az oszcillátorok hibáit a pontos feldolgozáshoz szükséges hibahatáron belüli mértékre tudjuk csökkenteni.

A csatorna átviteli karakterisztikájának becslésére három eljárást is bemutattunk, a 13. ábra mutatja a kapott becslések varianciáit. A becslési metódusok egyformán hatékonyak, egyformán csökken a varianciájuk az SNR függvényében, csupán minimális különbség mutatkozik az eredmények között (13. ábra kinagyított része).

VI. ÖSSZEFOGLALÁS

A cikkünkben bemutattunk egy viszonylag új rendszert, a WiGig-et, amely jó megoldást kínál a ma használatos, vezeték nélküli rendszereknél tapasztalt problémákra (II-A. rész). Ugyanakkor azt is láthattuk, hogy annak ellenére, hogy a 802.11ad egy, már szabványosított protokoll [2], jelenleg még csupán csak korlátozottan érhetőek el ezen eljárást használó eszközök (II-C. fejezet). Ennek oka leginkább az, hogy 60 GHz-en üzemelő eszközöket, alkatrészeket nehéz előállítani, nincsenek bevált tervezési, gyártási eljárások, módszerek, ezért a fejlesztő cégek számos nehézségbe ütköztek, ütköznek.

A IV. fejezetben bemutattunk egy általános átviteli láncot, és megmutattuk, hogy a kiadott jeleket milyen hatások érik az átvitel során. Ezek a hatások különböző hibákat okoznak a vételi oldalon, de a hibák paramétereit meg tudjuk becsülni. A IV-A – IV-D. fejezetekben bemutattunk olyan becslési eljárásokat, amelyek a 802.11ad esetében is hatékonyan használhatóak. Végül pedig az V. fejezetben szimulációk segítségével is igazoltuk, hogy a bemutatott eljárások ténylegesen hatékonyak tudnak lenni.

A megkezdett munka folytatására két út mutatkozik. Egyrészt a becselő eljárásokat érdemes még tovább vizsgálni, azokat tovább fejleszteni, finomítani. Másrészt pedig egy teljesen elkészült szimulációs keretrendszer segítségével olyan adatcsomagok generálhatóak, amelyeket megfelelő jelgenerátorba töltve, fel- és lekeverők alkalmazásával az átvitel a fizikai valóságban is tesztelhetővé válik; a vételi oldalon a bemutatott eljárások verifikálhatóak.

FÜGGELÉK A

KOMPLEMENTÁRIS GOLAY-SZEKVENCIÁK

Golay olyan bináris szekvenciákat mutatott be [6], amelyek páronként egymás komplementerei. Ez azt jelenti, hogy az autokorrelációjuk összege zérus, kivéve, ha maga az időparaméter, a k zérus.

Budišin adta meg a következő algoritmust [7], [10], mellyel a megfelelő, N hosszú Golay-szekvenciák – $a[k]$ és $b[k]$ – generálhatóak:

$$\begin{aligned} a_0[k] &= b_0[k] = \delta[k] \\ a_n[k] &= a_{n-1}[k] + W_n \cdot b_{n-1}[k - D_n] \\ b_n[k] &= b_{n-1}[k] - W_n \cdot a_{n-1}[k - D_n], \end{aligned} \quad (5)$$

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 $N = 128$ esethez a szabványnak megfelelő szekvenciák generálásához a következő értékek szükségesek a inicializáló vektorokhoz, $n = 7$ rekurziós lépést (mivel $\log_2 N = 7$) alkalmazva [2]:

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

HIVATKOZÁSOK

- [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] F. Plesznik, „Új generációs szélessávú vezeték nélküli adatátvitel,” Diplomamunka, Budapesti Műszaki és Gazdaságtudományi Egyetem, 2015.
- [4] *Wireless LAN at 60 GHz – IEEE 802.11ad Explained*, Agilent Technologies, 2013, URL: <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5990-9697EN.pdf> (ellenőrizve: 2015. augusztus).
- [5] *802.11ad – WLAN at 60 GHz – A technology introduction*, Rohde & Schwarz, 2013, URL: https://cdn.rohde-schwarz.com/pws/dl_downloads/dl_application/application_notes/1ma220/1MA220_1e_WLAN_11ad_WP.pdf (ellenőrizve: 2015. augusztus).
- [6] M. J. E. Golay, „Complementary series,” *IRE Trans. on Inf. Theory*, vol. 7, no. 2, pp. 82–87, Apr. 1961.
- [7] S. Z. Budišin, „New complementary pairs of sequences,” *Electronics Letters*, vol. 26, no. 13, pp. 881–883, June 1990.
- [8] 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*, 2012, pp. 262–267.
- [9] P. H. Moose, „A technique for orthogonal frequency division multiplexing frequency offset correction,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 42, no. 10, pp. 2908–2914, Oct. 1994.
- [10] S. Z. Budišin, „Efficient pulse compressor for Golay complementary sequences,” *Electronics Letters*, vol. 27, no. 3, pp. 219–220, Jan. 1991.