

BUDAPESTI MŰSZAKI ÉS GAZDASÁGTUDOMÁNYI EGYETEM  
SZÉLESSÁVÚ HÍRKÖZLÉS ÉS VILLAMOSSÁGTAN TANSZÉK

# Továbbfejlesztett csúcstényező-csökkenési eljárások FBMC rendszerekben

TDK DOLGOZAT

*Készítette*

*Horváth Bálint Péter*  
*LFG1CO, MSc II. évf.*

*Konzulensek*

*Kollár Zsolt, HVT*  
*Bakki Péter, HVT*

2012. október 26.

# Tartalomjegyzék

<b>Tartalomjegyzék</b>	<b>2</b>
<b>Bevezetés</b>	<b>3</b>
<b>1. Az FBMC moduláció</b>	<b>5</b>
1.1. Többvivős modulációs rendszerek tulajdonságai . . . . .	5
1.2. QAM . . . . .	5
1.3. OFDM . . . . .	6
1.4. FBMC . . . . .	8
1.4.1. FBMC jel szintézisének gyakorlati megvalósítása . . . . .	11
<b>2. Csúcsstényező</b>	<b>14</b>
2.1. Az FBMC jel dinamikai tulajdonságai . . . . .	14
2.2. Csúcsstényező-csökkentő eljárások . . . . .	15
2.2.1. Vivőszám csökkentés . . . . .	16
2.2.2. DFTS-FBMC . . . . .	16
2.2.3. Vágás alapú eljárások . . . . .	16
<b>3. Szimulációs eredmények</b>	<b>20</b>
3.1. Vivőszám csökkentés szimulációja . . . . .	20
3.2. Vágás alapú módszerek szimulációja . . . . .	21
<b>4. Mérési eredmények</b>	<b>24</b>
4.1. Csúcsstényező mérési eredmények . . . . .	25
4.2. Spektrális mérési eredmények . . . . .	27
<b>Összefoglalás</b>	<b>29</b>
<b>Ábrák jegyzéke</b>	<b>31</b>
<b>Irodalomjegyzék</b>	<b>32</b>

# Bevezetés

A digitális átállás következtében felszabaduló frekvenciasávok spektrálisan hatékony kihasználásának lehetőségei napjaink kutatott témái közé tartoznak. Az eredetileg analóg földfelszíni műsorszórássra használt frekvenciákon az átállás után a spektrálisan sokkal hatékonyabb digitális TV szolgáltatás kap helyet, amely elődjéhez képest jóval kisebb szeletet foglal a rendelkezésre álló spektrumból. A szabaddá váló sávok felosztására, valamint az azokban történő szolgáltatások sugárzására világszerte zajlanak a szabályozást, illetve a szabványosítást érintő egyeztetések. Magyarországon, ahol az átállás 2015-ben fog bekövetkezni, az Európai Unió irányelvek mentén várható a végleges álláspont kialakítása. Ez alapján az elsődleges (inkumbens) felhasználók mellett megjelennek majd a másodlagos felhasználók adásai is, melyek intelligens (kognitív) rádiós alkalmazásokként, az elsődleges felhasználók zavarása nélkül, azokhoz alkalmazkodva használják majd az alkalmilag megüresedő frekvenciákat.

Ezekben a kognitív rádiós rendszerekben fontos szempont a magas adatsebesség mellett a szomszédos csatornás zavartatás minimalizálása. A szélessávú alkalmazások körében elterjedt többvívős modulációs séma, az OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) az utóbbi feltételt csak korlátozott mértékben tudja teljesíteni. Ugyanakkor egyre nagyobb figyelmet kap egy másik többvívős eljárás, az FBMC (Filterbank Multicarrier), amely séma rendkívül alacsony szomszédos csatornás szivárgással (ACLR – Adjacent Channel Leakage Ratio) bír. Ehhez az eljáráshoz, az újszerűsége miatt, még nem állnak rendelkezésre szabványok, sem jól dokumentált megvalósítások. Napjainkra váltak elérhetővé azok az eszközök, melyek megfelelő adatfeldolgozási teljesítménnyel bírnak az FBMC jelek előállításához, ezért a figyelem az elméleti kutatások mellett már a megvalósítások felé is fordult. Munkám egyik célja a szoftverrádiós környezetben történő megvalósítás, és a elméleti ismeretek mérésekkel történő megerősítése.

A többvívős modulációs sémák egyik hátránya, hogy a kiadott jel csúcsteljesítménye (PAPR – Peak to Average Power Ratio) meglehetősen magas. A magas csúcstényezőjű jelek alakhű átviteléhez szükséges az áramkört felépítő komponensek (erősítő, DAC, stb.) lineáris működése, hiszen a nemlineáris hatások (pl. AM/AM konverzió) negatívan befolyásolhatják a bithibaarányt, valamint a spektrális tulajdonságokat, különös tekintettel a szomszédos csatornás szivárgásra. A közelmúlt kutatási eredményeiként ugyanakkor megjelentek a szakirodalomban az FBMC sémára alkalmazható csúcstényező-csökkentő eljárások,

melyek bizonyos korlátok között csökkenteni tudják a fent említett hatásokat. Ezen sémák hatékonyságukban és számítási igényükben különböznek egymástól, ezért a konkrét alkalmazás igényeire szabva kell őket alkalmazni. Mivel a napvilágot látott módszerek frissnek mondhatók, a méréssel történő igazolásban nem bővelkedik a szakirodalom. Munkám célja ezen a téren az eljárások hatékonyságának szimulációs vizsgálata, és a szoftverrádiós megvalósításon történő mérés.

Az általam végzett munka nagy részben a QoS MOS (Quality of Service and MObility driven cognitive radio Systems) [1] [2] FP7-es Európai Unió projektéhez kapcsolódik. A QoS MOS projekt elsődleges célja a kognitív rádióhoz kapcsolódó spektrum mérése, menedzsmentje, valamint a hálózat felépítésén túl egy demonstrációs eszköz kifejlesztése is. A BME részfeladata ebben a témában a modulációs séma kidolgozása

A dolgozat első fejezetében ismertetem az FBMC modulációs sémát, és az ehhez szükséges elméleti alapokat. Ezt követően bemutatom és értékelem a szakirodalomban fellelhető csúcstényező csökkentő eljárásokat. A harmadik fejezetben ismertetem a megvalósított eljárások szimulációval kapott eredményeit, és ez alapján javaslok valós környezetbeli megvalósításra érdemes módszereket. Az általam összeállított, szoftverrádiós rendszeren megvalósított FBMC adó-vevő felépítését, valamint a csúcstényező csökkentő eljárások mérési eredményeit a negyedik fejezetben tárgyalom. A dolgozatot összefoglalással és a továbbfejlesztési lehetőségek leírásával zárom.

---

## 1. fejezet

# Az FBMC moduláció

### 1.1. Többvívős modulációs rendszerek tulajdonságai

A többvívős modulációs séma, a szélessávú jelet keskenyebb sávú jelek, másnéven alvívők, összegzésével állítja elő. A többvívős eljárások kedveltek a nagysebességű vezeték nélküli adatátviteli alkalmazásokban az átviteli közeg miatt létrejövő többutas terjedésre és keskenysávú interferenciákra való érzéketlenségük miatt. Az ebbe a családba tartozó modulációk közül széles körben alkalmazott az OFDM séma (WiFi, DVB-T, LTE, stb.). Mivel ez közismertnek mondható, az FBMC eljárás tulajdonságait kézenfekvő ehhez hasonlítani.

A bevezetőben már említett kognitív rádiós alkalmazásokban kiemelt szerepet kap a kiadott jel alacsony szomszédos csatornás szivárgása. Fontos hangsúlyozni, hogy az FBMC séma kialakításában ez volt az egyik fő szempont, a felhasznált jelfeldolgozási apparátus pedig ennek a célnak az elérésében segít.

A digitális adatátviteli eljárások egyik alapvető célja a lehető legkisebb bithibaarányal (BER – Bit Error Rate) eljuttatni az információt az adó oldalról az átviteli közegen (csatornán) keresztül a vevőhöz. A többvívős eljárások esetében a bithibaarányt erősen befolyásolja a szimbólumok közti (ISI – Inter Symbol Interference), illetve az alvívők közti (ICI – Inter Carrier Interference) áthallás. A rendszer kialakításánál cél ezeknek a jellemzőknek a minimalizálása.

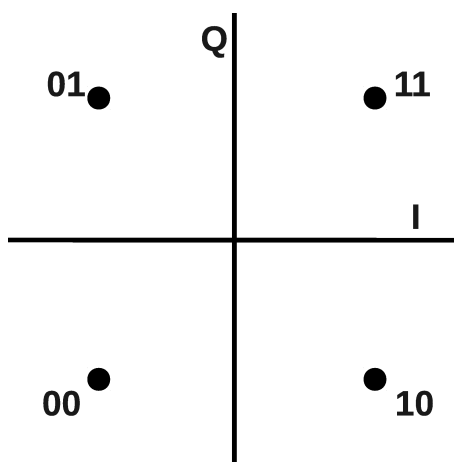
### 1.2. QAM

Az alvívőkön átvinni kívánt bitek adatszimbólumra történő leképzésére többvívős modulációk esetében a digitális amplitúdó- és fázismodulációs QAM (Quadrature Amplitude Modulation) eljárásának használata a legelterjedtebb. A QAM modulációval egy adatszimbólumra egyszerre több bit képezhető le. Ezt a komplex számsík két tengelyének megfelelő két komponens az I (In phase) és Q (Quadrature) összetevők vektoriális összegével lehet leírni. A komponensek segítségével egy komplex vektort tudunk alkotni, melynek abszolút értéke és fázisa alakítja ki a konstellációs pontokat. Az I és Q értékek diszkrét megválasztásával létrehozunk egy véges elemű halmazt, amely tartalmazza a konstellációs pontok értékkészletét. A pontokat egyértelműen hozzárendeljük a leképzett bitek értékeihez, ez meghatározza, hogy mely pont mely bitsorozatot reprezentálja. Az adatszimbólumot egy

vívő frekvenciával felkeverve tudjuk továbbítani. Az ilyen módon történő szimbólum továbbítás leírható a következő egyenlet segítségével:

$$s(t) = a(t) \cos(2\pi f_c t) + b(t) \sin(2\pi f_c t) = \Re\{c(t)e^{j2\pi f_c t}\}, \quad (1.1)$$

ahol  $a(t)$  és  $b(t)$  az I és Q ághoz tartozó adatszimbólum értékei  $f_c$  a vívő frekvencia amelyre az adatszimbólumot felkeverjük,  $c(t) = a(t) + jb(t)$ ,  $j = \sqrt{-1}$  komplex egységvektor és  $\Re\{\cdot\}$  a valós részt jelenti. A QAM legegyszerűbb változata a 4QAM, ahol adatszimbólumként két bit kerül leképzésre. A 1.1. ábrán a 4QAM Gray kódolású leképzése látható, vagyis a szomszédos konstellációs pontok Hamming távolsága 1. A többvívős eljárások ese-



1.1. ábra. A Gray kódolású 4QAM konstellációs diagramja

tén egyszerre több adatszimbólumot is továbbítunk az alvívők modulációjának segítségével. A  $k$  alvívőn átvitt, összetett adatszimbólum kifejezhető a következő formában:

$$c(t) = \sum_{k=0}^{N-1} c_k(t), \quad (1.2)$$

ahol  $N$  az alvívők száma,  $k$  az adott alvívőhöz tartozó index, és így  $c_k(t)$  az adott alvívőhöz tartozó adatszimbólum. A többvívős modulációval alkotott jel  $n$ -edik szimbólumának egy  $k$  alvívőjéhez tartozó adatszimbólumát az alábbi összefüggéssel tudjuk jellemezni:

$$c_{k,n} = c_k(t)\delta(nT), \quad (1.3)$$

ahol  $n$  az adott jel szimbólumideje,  $k$  az alvívő sorszám és  $T$  a szimbólum sebesség. A  $c_{k,n}$  komplex impulzus a  $k$  alvívőn átvinni kívánt bitsorozat QAM leképezésével keletkezik az  $n$  jelzési időben.

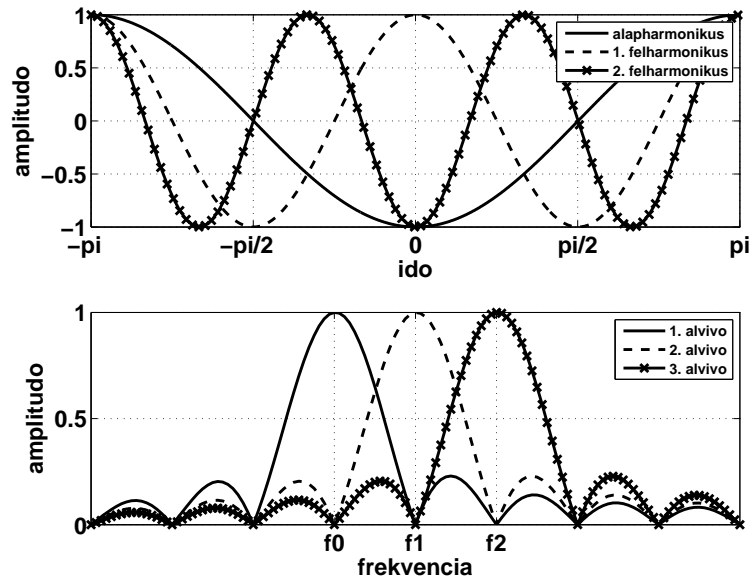
### 1.3. OFDM

Az OFDM séma a legelterjedtebb többvívős adatátviteli eljárás, amelynek alkalmazására számos példa van, így annak leírása a szakirodalomban több helyen is megtalálható. Ebben

az alfejezetben azonban a szokásostól kissé eltérő módon közelítjük meg a jel leírását. Ez a szemlélet azonos a 1.4 alfejezetbelivel, ahol az FBMC sémát szűrőbank bevezetésével tárgyaljuk majd. Az OFDM ilyen szempontból –mint majd látni fogjuk– egy speciális eset, ahol a szűrő egy egyszerű négyszög ablakkal írható le időtartományban [3].

$$x(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=0}^{N-1} c_{k,n} p(t - nT) e^{j2\pi k(t-nT)F_0}, \quad (1.4)$$

ahol  $n$  és  $k$  a szimbólumidőhöz és az alvívőhöz tartozó indexek,  $N$  az adatszimbólumok száma,  $c_{k,n}$  az  $n$  szimbólumidőben a  $k$ -adik alvívőre helyezett komplex adatszimbólum értéke,  $T$  a szimbólumidő,  $F_0 = \frac{1}{T}$ , és  $p(t)$  egy OFDM szimbólum hosszának megfelelő négyszögablak. A (1.4) képletre tekinthetünk úgy is mint, a  $c_{k,n}$ -ben megadott komplex szám, – amely a modulációs készlet egy értékét veszi fel – valamint egy komplex forgó vektor és egy négyszögablak szorzata. Az utóbbi két tényező időtartománybeli szorzása egy frekvenciatartománybeli konvolúciónak felel meg. Az  $F_0$  frekvenciával forgó komplex vektor frekvenciatartománybeli képe  $\delta(F_0)$ , vagyis dirac impulzusnak felel meg  $F_0$  helyen, míg a négyszögablak képe egy  $|sinc(f)|$  függvény lesz. A kettő konvolúciójának szemléltetése a 1.2. ábra alsó részén látható. Az ábra felső felében az időbeli jelet alkotó forgó vektorok valós része látható három összetevővel  $c_{k,n} = 1$  esetén. A végeredményként kapott jelet az összes komponens összegzésével kapjuk meg. Gyakorlatban az  $x(t)$  jel diszkrét mintáit inverz gyors Fourier transzformáció (IFFT – Inverse Fast Fourier Transform) segítségével állítják elő. Az OFDM esetén az ISI kritérium betartása a jel előállításakor a négyszög ab-



1.2. ábra. OFDM jel valós részének összetevői idő- és frekvenciatartományban három alvívőre

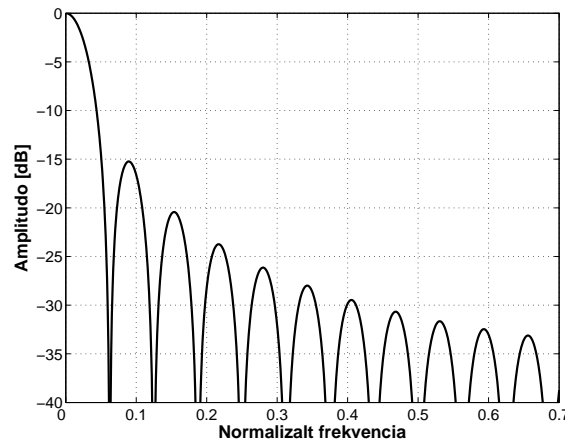
lak segítségével történik, ez teljesen kizárja a szimbólumok közti áthallást. Ugyanakkor az átvitel során a többutas terjedés következtében a csatorna impulzusválaszának megfelelő

áthallás tapasztalható. Ennek kiküszöbölésére a ciklikus előtag (CP – Cyclic Prefix) alkalmazása a megoldás. A jel utolsó  $N_{CP}$  mintáját hozzáfűzzük a jel elejéhez, és így formáljuk meg a szimbólumokat. Így amennyiben  $N_{CP}$  hosszabb mint a csatorna impulzusválasza, fenntartható a szimbólumok közti áthallásmentesség. A módszer hátránya ugyanakkor, hogy ezzel ugyanakkora adattartalom mellett megnő a szimbólumidő, ami adatsebesség csökkenést jelent.

Az alvivők közti áthallásmentesség (ICI) betartásához szükséges kritérium, hogy egy alvivőn lévő szimbólum előállításakor a szomszédos alvivőkön ne jelenjen meg annak összetevője. Amennyiben ez teljesül, az alvivőket függetlennek, más szóval ortogonálisnak mondhatjuk. Az OFDM séma esetében az analitikus jelen ez a feltétel teljesül is, hiszen ahogy a 1.2. ábrán is látható, az alvivők  $\text{sinc}(f)$ -es spektrumképének maximumaihoz, vagyis a meghatározni kívánt  $c_{k,n}$  adatszimbólumok helyeihez a többi alvivőnek éppen a nullpontjai esnek. Ezáltal a vétel helyén  $N$  pontos FFT (Fast Fourier Transform) művelettel tudjuk visszaállítani a kérdéses adatszimbólumokat az  $x_n$  mintákból, vagyis felírható a következő képlet:

$$c_{k,n} = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=0}^{N-1} x_n e^{-j\frac{2\pi}{N}kn} \quad (1.5)$$

Végül figyeljük meg az OFDM jel szomszédos csatornás zavartatásáért felelős ablakfüggvény spektrumát, amely később az összehasonlítás alapjául szolgálhat. Ez a spektrumkép ez esetben nem más, mint a négyszögablak spektruma, vagyis egy  $|\text{sinc}(f)|$  függvény. Ennek amplitúdó karakterisztikáját a 1.3. ábrán tekinthetjük meg.



1.3. ábra. OFDM jel egy alvivőjének frekvenciatartománybeli reprezentációja

## 1.4. FBMC

Az FBMC modulációs séma alapvetően abban különbözik a OFDM eljárástól, hogy az időtartománybeli jel szintézisekor nem négyszögablakot használ – ezzel teljesen szeparálva a szomszédos szimbólumokat, – hanem megengedi az FBMC szimbólumok egymás közti átf-



dését úgy, hogy azok továbbra is megtartják szétválaszthatóságukat. Az időtartományban tehát kevésbé lokalizált ablakfüggvényt alkalmaz, ami a frekvenciatartományban lokalizáltabb spektrumképet eredményez, amelynek szomszédos csatornás szivárgása jóval alacsonyabb. A jel szintéziséhez ugyanakkor szükség van egy szűrőbankra, amely a prototípus szűrő frekvenciatartományban eltolt variánsait tartalmazza. A korábban leírt ICI és ISI tulajdonságoknak megfelelő jel előállításának érdekében a prototípus szűrő paramétereit az FBMC séma matematikai modelljében kell helyesen megválasztanunk.

Amennyiben az adatszimbólumok moduláláshoz QAM helyett offszet QAM (OQAM) eljárást alkalmazunk, lehetőség van az ortogonalitás megtartására a négyzög ablaktól eltérő impulzusok használatával is [4]. További fontos tulajdonsága OQAM modulációnak az, hogy az adatszimbólumok valós és képzetes részét egymástól fél szimbólumidővel eltolva, adjuk össze. Ez azt jelenti, hogy két szomszédos szimbólum esetén a korábbi képzetes része a szimbólumidő felében átlapolódik a következő szimbólum valós részével. Így, amennyiben az  $N$ -nel jelölt vivőszám  $N = 2M$ , azaz páros [4] alapján felírhatjuk a következő egyenletet:

$$x(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=0}^{M-1} (c_{2k,n}^R p(t-nT) + jc_{2k,n}^I p(t-T/2-nT)) e^{j2\pi(2k)F_0 t} + (jc_{2k+1,n}^I p(t-nT) + c_{2k+1,n}^R p(t-T/2-nT)) e^{j2\pi(2k+1)F_0 t}, \quad (1.6)$$

ahol  $T$  a szimbólumidő,  $F_0 = \frac{1}{T}$ ,  $c_{k,n}^R$  és  $c_{k,n}^I$  az adatszimbólum valós ill. képzetes része és  $p(t)$  szimmetrikus, valós értékű, négyzögtől különböző ablakfüggvény. A jel demodulálásakor az adatszimbólumok a következőképpen rekonstruálhatók:

$$\hat{c}_{2k,n}^R = \Re \left\{ \int_{-\infty}^{+\infty} p(t-nT) e^{-j2\pi(2k)F_0 t} x(t) dt \right\} \quad (1.7)$$

$$\hat{c}_{2k,n}^I = \Im \left\{ \int_{-\infty}^{+\infty} p(t-T/2-nT) e^{-j2\pi(2k)F_0 t} x(t) dt \right\} \quad (1.8)$$

$$\hat{c}_{2k+1,n}^I = \Im \left\{ \int_{-\infty}^{+\infty} p(t-nT) e^{-j2\pi(2k+1)F_0 t} x(t) dt \right\} \quad (1.9)$$

$$\hat{c}_{2k+1,n}^R = \Re \left\{ \int_{-\infty}^{+\infty} p(t-T/2-nT) e^{-j2\pi(2k+1)F_0 t} x(t) dt \right\} \quad (1.10)$$

$$(1.11)$$

Az egyszerűbb felírás érdekében kihasználjuk, hogy  $e^{jk\frac{\pi}{2}} = \{1, j, -1, -j\}$  értéket vehet fel. Ezért mind a valós és képzetes rész, illetve a szomszédos szimbólumok leírása egyetlen tag felírásával helyettesíthető lesz. Így ha bevezetjük a

$$a_{2k,2n} = c_{2k,n}^R, \quad a_{2k,2n+1} = c_{2k,n+1}^I \\ a_{2k+1,2n} = c_{2k+1,n}^I, \quad a_{2k+1,2n+1} = c_{2k+1,n+1}^R \quad (1.12)$$

$$\varphi_{2k,2n} = 0, \quad \varphi_{2k,2n+1} = \frac{\pi}{2} \\ \varphi_{2k+1,2n} = \frac{\pi}{2}, \quad \varphi_{2k+1,2n+1} = 0, \quad (1.13)$$

valamint a  $\tau = \frac{T}{2}$  jelölést, akkor a (1.6) – (1.10) egyenletek felírhatóak egyszerűbb alakban:

$$x(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=0}^{2M-1} a_{k,n} p(t - n\tau) e^{j2\pi k F_0 t} e^{j\varphi_{k,n}} \quad (1.14)$$

$$\hat{a}_{k,n} = \Re \left\{ \int_{-\infty}^{+\infty} p(t - n\tau) e^{-j2\pi k F_0 t} e^{-j\varphi_{k,n}} x(t) dt \right\} \quad (1.15)$$

Az OQAM modulációval létrehozott időtartománybeli jelek felírása ez alapján megfogalmazható a  $\gamma_{k,n}(t)$  bázisfüggvények és  $a_{k,n}$  tényezők szorzataként is:

$$x(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=0}^{2M-1} a_{k,n} \gamma_{k,n}(t), \quad (1.16)$$

ahol a  $\gamma_{k,n}(t)$  bázis a

$$\gamma(t)_{k,n} = \left( p(t - n\tau) e^{j2\pi k F_0 t} e^{j\varphi_{k,n}} \right) \quad (1.17)$$

összefüggéssel definiált. Ezáltal (1.15) átírható

$$\hat{a}_{k,n} = \langle \gamma_{k,n}, x \rangle = \Re \left\{ \int_{-\infty}^{+\infty} \gamma_{k,n}^*(t) x(t) dt \right\} \quad (1.18)$$

alakba, ahol  $\langle \cdot, \cdot \rangle$  a skalár szorzás operátora. Torzításmentes csatorna esetén a kiadott jel akkor és csak akkor állítható vissza tökéletesen, vagyis  $\hat{a}_{k,n} = a_{k,n}$ , ha  $\gamma_{k,n}$  ortonormált bázist feszít ki, azaz:

$$\langle \gamma_{k,n}, \gamma_{k',n'} \rangle = \Re \left\{ \int_{-\infty}^{+\infty} p(t - n\tau) p(t - n'\tau) e^{j2\pi(k'-k)F_0 t} e^{j(\varphi_{k',n'} - \varphi_{k,n})} dt \right\} = \delta_{k,k'} \delta_{n,n'} \quad (1.19)$$

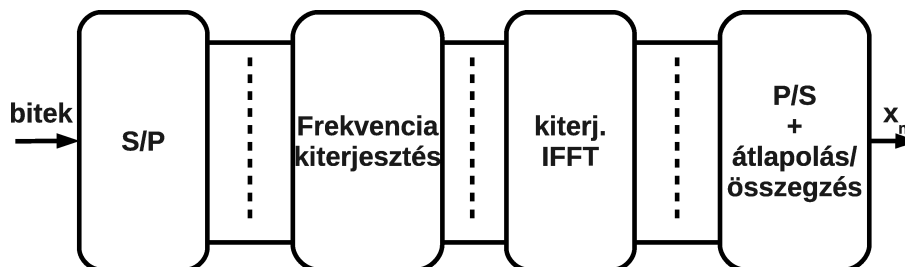
ahol  $\delta_{n,n'}$  a Kronecker-delta függvény, vagyis  $n = n'$  esetén 1, egyébként 0. Továbbá fontos megjegyezni, hogy [4] alapján elegendő, ha  $\varphi_{k,n}$  értéke  $\pi$ -vel osztható, vagyis  $\varphi_{k,n} = (\pi/2)(k + n)$ . A feltétel szükséges és elégséges feltétele annak, hogy teljesüljenek az ICI és ISI-re vonatkozó feltételek, vagyis a szűrő teljesítse a Nyquist-kritériumot. Az utóbbi alakban történő felírás matematikailag a legtömörebben írja le a szűrőre vonatkozó előírásokat.

Az (1.19) -ban ismertetett feltétel betartása szükséges tehát ahhoz, hogy az adatszimbólumok, ahogy az OFDM-nél is, teljesen rekonstruálhatók legyenek. Látható, hogy az OQAM moduláció nagyobb mozgásteret kínál az ablakfüggvény megválasztásához, ami lehetővé teszi a spektrálisan kedvezőbb kialakítást. Ugyanakkor [4] külön kitér a kritériumok diszkrét időbeli megfogalmazására. Ugyanis bár analitikus módon képezhetünk olyan szűrőt, amely kielégíti a feltételeket, a digitális modulációk esetében számolnunk kell egy kvantálási hibával, valamint azzal is, hogy a szűrők impulzusválaszát csak véges ideig tudjuk figyelembevenni. Ezeket a tulajdonságok a prototípus szűrő tervezésekor figyelembe kell venni, és számolni kell az esetleges pontatlanságokkal. FBMC jel esetén a szimbólumok időbeli átlapolódása kizárja az OFDM-nél látott ciklikus előtag használatát, ami egyrészt növeli az adatsebességet, másrészt viszont komplexebb csatorna kiegyenlítő eljárásokkal

jár.

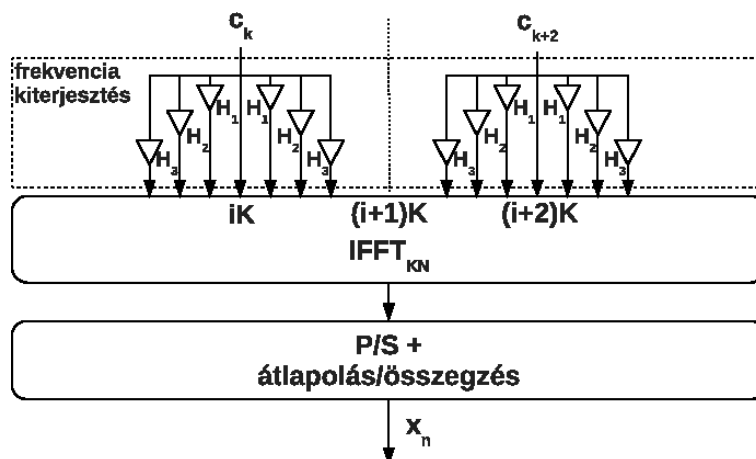
### 1.4.1. FBMC jel szintézisének gyakorlati megvalósítása

Az eddigiek során megismerhettük, milyen feltételek teljesítésére van szükség ahhoz, hogy a szűrőbank alapú többvívős FBMC rendszer a gyakorlatban működőképes legyen (ISI és ICI mentesség). Ebben az alfejezetben ismertetésre kerül egy valós környezetben is alkalmazható megoldás az FBMC jel szintézisére [5] alapján, melynek blokkvázlata a 1.4. ábrán látható. A rendszer egyik tervezési paramétere, a  $K$  átlapolási tényező, mely az FBMC jelek egymásba való átlógására vonatkozik. Értéke azt mutatja meg, hogy az időtartományban egyszerre hány szomszédos FBMC szimbólum kerül egymással átfedésbe, illetve meghatározza a prototípus szűrőhöz felhasznált együtthatók számát. Egy jellemző választás  $K = 4$ , ezért az ismertetett struktúra is erre az értékre mutatja be az eljárást. A



1.4. ábra. FBMC jel szintézise kiterjesztett IFFT-vel – blokkvázlat

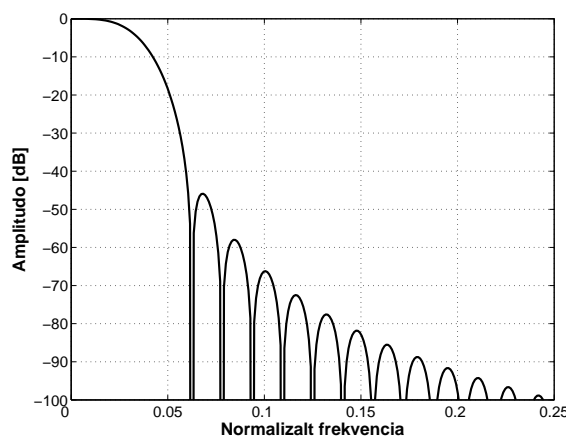
bemeneten sorosan megjelenő átvinni kívánt biteket egy soros/párhuzamos átalakítás után OQAM modulációval leképezzük  $N$  adat szimbólumra. Az átalakítást követően már külön kezeljük a valós és képzetes részét az adatszimbólumoknak, de az összegzést megelőzően ugyanazokat a műveleteket hajtjuk rajtuk végre. Első lépésben  $K$ -szoros frekvencia kiterjesztés történik, a prototípus szűrő átviteli karakterisztikájának  $2K$  ponton vett értékével súlyozva az adatszimbólum értékét. A  $K$ -szoros frekvencia kiterjesztést a valós és képzetes részhez tartozó, páros és páratlan szimbólumok kiterjesztett képeinek átfedése alakítja ki. Az így kapott értékeken – a kiterjesztésnek megfelelő  $(K \cdot N)$  pontszámú – IFFT-t hajtunk végre, ezáltal megkapva az időbeli jelet reprezentáló értékeket. E két művelet külön részletezi a 1.5. ábra. A párhuzamos/soros átalakítás az IFFT-ből kijövő értékeket rendezzi időrendi sorrendbe. A továbbiak folyamán ezt az  $N$  adat szimbólumból álló – a kiterjesztés miatt –  $(K \cdot N)$  hosszúságú jelet nevezzük FBMC szimbólumnak. A kimenetre kerülő jel  $K = 4$  esetén négy ilyen szimbólum összegzéseként jön létre, mégpedig úgy, hogy az időben egymás után következő szimbólumok  $N$ -nel el vannak tolvá. Ugyanez a folyamat játszódik le a képzetes résszel is, azzal a különbséggel, hogy a végső jelhez ezt további  $N/2$ -es eltolással adjuk hozzá (az OQAM moduláció miatt). A kimenetre kerülő FBMC jelnek a valós és képzetes részek átlapolásával és eltolt összegzésével létrehozott jelet nevezzük, az ábrán  $x[n]$ -nel jelöljük. Látható, hogy a kimenetre kerülő jel az első FBMC szimbólumon kívül a többinek csak  $(i \cdot N)$ -nel csonkított részét tartalmazza. A szimbólumok ezen részei tovább adódnak és a következő FBMC jel szintézisékor kerülnek felhasználásra. Emiatt mikor több FBMC jelet adunk egymás után, az első jel kiadásakor a szűrő miatt felfutást látha-



1.5. ábra. Frekvencia kiterjesztés és kiterjesztett IFFT blokkvázlata

tunk (még nincs a korábbi jelekből adódó maradék), és ezt követően már pipeline-szerűen összefésülődnek a jelek. A jelsorozat kiadásának végén a jelenség fordítottja tapasztalható, amely a szűrő lecsengéséből adódik.

Ahogy a blokkdiagram, és a leírás alapján is sejthető, az FBMC moduláció az OFDM-mel összehasonlítva jóval nagyobb számítási kapacitást igényel (két,  $K$ -szoros méretű IFFT blokk, szűrőkkel való szorzás, valós és képzetes rész külön kezelése). A leírtnál azonban létezik a számítási igény tekintetében kedvezőbb – bár némiképp absztraktabb – megvalósítási lehetőség is, ún. polifázisú dekompozíció segítségével [5]. Ennek alkalmazásával lehetőség van a számítási igény nagyságrendbeli csökkentésére is.



1.6. ábra. FBMC jel egy alvivőjének frekvenciatartománybeli reprezentációja [5]-ben ismertetett prototípus szűrő esetén

A megvalósításhoz hozzátartozik a prototípus szűrő együtthatóinak megválasztása is. [4]-ben láthatjuk három ilyen szűrő összehasonlítását is, a dolgozat ezzel részletesen nem foglalkozik. Az általunk továbbiakban alkalmazott szűrő együtthatók [5]-ben megtalálhatóak. Ennek a szűrőnek az amplitúdókarakterisztikája látható a 1.6. ábrán. Jól látható, hogy ezzel a kialakítással az OFDM-nél 1.3.-ben látott spektrumhoz képest ez több, mint 20 dB-lel alacsonyabb sávon kívüli frekvenciaösszetevőkkel rendelkezik, sőt ezek az össze-

vők is sokkal gyorsabban tűnnek el az átviteli sávtól távolodva. Ezekből a tulajdonságokból adódik az FBMC jóval kedvezőbb szomszédos csatornás zavartatása.

---

## 2. fejezet

# Csúcstényező

Az adatátviteli rendszerek gyakorlati megvalósításánál számolnunk kell az áramkört felépítő komponensek ideálistól eltérő viselkedésével. A teljesítményerősítők korlátozott dinamikatartománya negatív hatással van az jel alakhú átvitelére. Amennyiben az erősítőre jutó jel kívül esik annak lineáris tartományán, a jel egy nemlineáris torzítást szenved. A többvívős modulációs sémákkal létrehozott jelek esetén ez egyrészt spektrum szivárgást fog okozni, amely megnöveli a jel szomszédos csatornás zavartatását, illetve a vevőben a bithibaarány növekedéséhez is vezet. Törekedni kell tehát arra, hogy a kiadott jel minél kisebb dinamikatartományú legyen, és ezzel alkalmazkodjon az erősítő tulajdonságaihoz.

### 2.1. Az FBMC jel dinamikai tulajdonságai

Elsőként vizsgáljuk meg analitikusan az FBMC jel dinamikai jellemzőit. Az FBMC jel modelljeként a 1.4.1 alfejezetben leírt  $x_n$  jelet vesszük alapul. Az  $x_n$  komplex jel tehát felírható

$$x_n = a_n + jb_n, \quad 0 \leq n < L \quad (2.1)$$

formában, ahol  $K$  átlapolódási tényező és  $N$  alvívő esetén  $L = (K \cdot N)$ . A központi háttáreloszlás tétele alapján, nagy számú  $N$  esetén az  $a_n$  és  $b_n$  értékeinek eloszlása gaussianak tekinthető. Így az amplitúdó értékek

$$r_n = |x_n| = \sqrt{a_n^2 + b_n^2}, \quad 0 \leq n < L, \quad (2.2)$$

Rayleigh eloszlást mutatnak és az  $x_n$  minták teljesítménye

$$p_n = |x_n|^2 = r_n^2, \quad 0 \leq n < L, \quad (2.3)$$

Chi-eloszlású. A következő levezetéshez feltételezzük, hogy  $a_n$  és  $b_n$  független változók. Annak a valószínűsége, hogy  $r_n$  amplitúdó értéke meghaladjon egy meghatározott  $\varepsilon$  küszöbértéket, felírható az alábbi eloszlásfüggvénnyel:

$$P(r > \varepsilon) = \int_{\varepsilon}^{\infty} \frac{2r}{\sigma^2} e^{-\frac{r^2}{\sigma^2}} dr, \quad (2.4)$$

$$P(z > \frac{\varepsilon^2}{\sigma^2}) = \int_{\frac{\varepsilon^2}{\sigma^2}}^{\infty} \frac{2r}{\sigma^2} e^{-z} dz = e^{-\frac{\varepsilon^2}{\sigma^2}} = e^{-z}, \quad (2.5)$$

ahol  $\sigma^2$  az átlagteljesítmény, és  $z$  a Peak-to-Average-Ratio(PAPR), azaz a csúcs és az átlagteljesítmény aránya az  $r$  függvényében definiálva

$$z = \text{PAPR}(r) = \frac{r^2}{\sigma^2}. \quad (2.6)$$

Egy adott FBMC jelre a PAPR-t a következőképpen számolhatjuk

$$\lambda = \frac{\max(r_n^2)}{E\{r_n^2\}} = \frac{\max(|x_n|^2)}{E\{|x_n|^2\}}, \quad 0 \leq n < L. \quad (2.7)$$

Ez alapján annak a valószínűsége, hogy  $\text{PAPR}(r_n)$  meghalad egy előre definiált  $\text{PAPR}_0$  értéket, kifejezhető

$$P(\text{egy mintára a PAPR értéke } r[0 \dots (L-1)] > \text{PAPR}_0) = e^{-\text{PAPR}_0}. \quad (2.8)$$

Az összesített valószínűsége, annak hogy PAPR egy  $L$  mintás FBMC jel esetén meghaladja a  $\text{PAPR}_0$  küszöbértéket, megadható

$$P(\text{PAPR}(r[0 \dots (L-1)]) > \text{PAPR}_0) = 1 - (1 - e^{-\text{PAPR}_0})^L. \quad (2.9)$$

Az egyenletek alapján belátható, hogy FBMC jel esetén ha növeljük  $N$  értékét, vagyis az alvivők és ezáltal a minták számát, akkor nő a valószínűsége, hogy átlépünk egy adott  $\text{PAPR}_0$  értéket.

## 2.2. Csúcsstényező-csökkentő eljárások

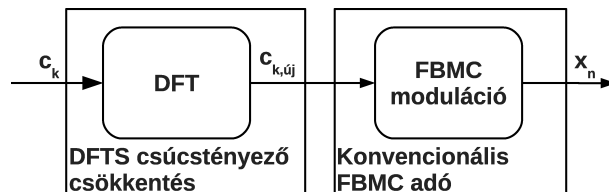
A csúcsstényező csökkentésére OFDM rendszerekben már számos eljárást kidolgoztak. Mivel az FBMC az OFDM-hez hasonló felépítésű, ezért kézenfekvőnek látszik a módszerek alkalmazása erre a sémára is, ugyanakkor látni kell, hogy az eljárások alkalmazhatóságának eredményessége az átlapolódások, illetve a szűrőbank használata miatt nem feltétlenül garantált. Az általunk tárgyalt módszerekben kiemelt szerepet kap, hogy alkalmazásuk esetén ne változzon a szomszédos csatornás szivárgás, illetve a bithibaarány. A következő alfejezetekben ismertetjük a szakirodalomban fellelhető csúcsstényező csökkentő eljárásokat, és összefoglaljuk azok tulajdonságait.

### 2.2.1. Vivőszám csökkentés

Az előző alfejezet végén ismertetett összefüggés alapján kézenfekvő megoldás a [6]-ban ismertetett vivőszám csökkentése. Ez azt jelenti, hogy minél alacsonyabb  $N$  vivőszámmal végezzük a modulációt, annál kedvezőbben alakul a csúcsstényező értéke. A vivőszám csökkentését úgy is elérhetjük, hogy az összes  $N$  alvivőnek csak egy részére helyezünk adatszimbólumot, a többire helyezett ‘adat’ az 0. Ennek a megoldásnak egyértelmű hátránya, hogy a vivőszám csökkentéssel együtt jár az adatsebesség csökkenése is, hiszen kevesebb alvivőre tudunk adatszimbólumot helyezni. Az eljárás előnye, hogy nincs az alap moduláción kívül többlet számításigénye.

### 2.2.2. DFTS–FBMC

A DFTS (Discrete Fourier Transform Spreading) eljárás alkalmazása OFDM rendszerekben már ismert [7] [8]. A módszer lényege, hogy az FBMC szimbólumok generálása előtt az adatszimbólumokat egy DFT-re vezetjük rá. A struktúra blokkdiagramja a 2.1. ábrán látható. A DFT hatására a  $c_k^e$  adatszimbólumként használt értékei már nem lesznek függetlenek egymástól és egyenletesebb teljesítményeloszlást eredményeznek. Az eljárás alkalmazása esetén az adóban egy DFT és a vevőben egy IDFT művelet beiktatására van szükség, ami további számítási kapacitást igényel. Egy másik hátránya ennek az eljárásnak, hogy a DFT alkalmazásával az alvivőkre kerülő  $c_k^e$  adatszimbólumok nem függetlenek egymástól, ami hátrányt jelent, ha az alvivőket egymástól független felhasználók használják. Ezen a hatáson enyhíteni lehet, amennyiben több (a felhasználók számának megfelelő), alacsonyabb pontszámú DFT-t hajtunk végre. Így az alvivők blokkjai függetlenek maradnak egymástól, biztosítva ezzel azok független elérését.



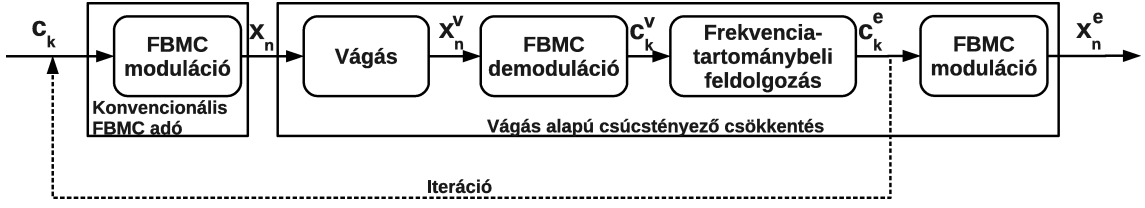
2.1. ábra. DFTS csúcsstényező csökkentő eljárás blokkdiagramja

### 2.2.3. Vágás alapú eljárások

A vágás alapú eljárások alapvetően a 2.2. ábrán látható blokkdiagram alapján kerülnek megvalósításra. Az egyes eljárások a frekvenciatartománybeli feldolgozás módszerében térnek csak el. Elsőként az eredeti  $c_k$  adatszimbólumokkal az ismert módon végrehajtjuk az FBMC modulációt. A következő lépés az FBMC jel vágása, melyet az alábbi egyenlettel írhatunk le:

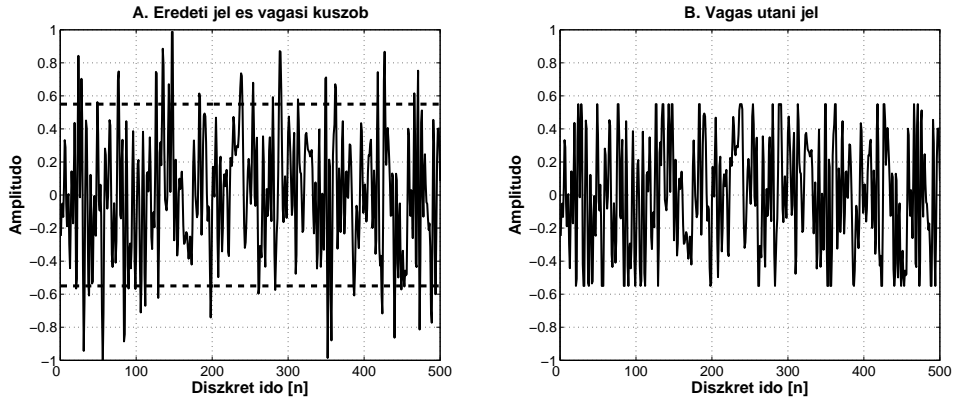
$$x_n^v = \begin{cases} x_n, & \text{ha } |x_n| \leq A_{\max} \\ A_{\max} e^{j\varphi(x_n)}, & \text{ha } |x_n| > A_{\max} \end{cases}, \quad (2.10)$$





2.2. ábra. Vágás alapú csúcsstényező csökkentő eljárás blokkdiagramja

ahol  $x_n^v$  vágás utáni jel,  $x_n$  az eredeti FBMC jel, és  $\varphi(x_n)$  az eredeti komplex jel fázisa. A vágás hatása a 2.3. ábrán látható. A vágási aránnyal (CR – Clipping Ratio) definiáljuk azt



2.3. ábra. Vágás szemléltetése valós értékű jelen

a maximális amplitúdót, amely fölé nem engedjük a jelet.

$$\text{CR}_{\text{dB}} = 20 \log_{10}(\lambda_c), \quad \text{ahol} \quad (2.11)$$

$$\lambda_c = A_{\text{max}} / \sqrt{P_s} \quad (2.12)$$

és  $P_s$  az eredeti  $x_n$  jel átlagteljesítménye. A vágás matematikai modellje levezethető a *Bussgang-tétel* [9] alapján és az alábbi formában írható fel:

$$x_n^v = \alpha x_n + d_n, \quad (2.13)$$

ahol  $\alpha$  egy csillapítási tényező, és  $d_n$  az eredeti  $x_n$  jellel korrelálatlan zajnak tekinthető. Az  $\alpha$  csillapítási tényező kiszámolható a  $\lambda_c$  vágási arány alapján a következő képlet segítségével:

$$\alpha = 1 - e^{-\lambda_c^2} + \frac{\sqrt{\pi}}{2} \lambda_c \operatorname{erfc}(\lambda_c). \quad (2.14)$$

Ez a csillapítás egy teljesítmény veszteséget jelent, amit  $\frac{1}{\alpha}$ -val való szorzással ellensúlyoznunk kell a folyamatot követően. A vágás végrehajtása után az  $x_n^v$  jelet demoduláljuk. Az így kapott  $c_k^v$  adatszimbólumok a vágás hatására eltérnek az eredeti  $c_k$  szimbólumoktól. A következő lépésben, a frekvenciatartománybeli feldolgozással hajtjuk végre az egyes eljárásokra specifikus műveleteket, így jutunk hozzá az  $c_k^e$  adatszimbólumokhoz. Az iteratív eljárásoknál (ld. később) ezeket az új szimbólumokat visszavezetjük a folyamat első lépé-

séhez, és megismételjük rajtuk az eddigi lépéseket. Ha az iterációs folyamat végére értünk (vagy iteráció nélküli eljárást végzünk), akkor a  $c_k^e$  szimbólumokat felhasználva létrehozuk az FBMC jelet, amely aztán a kimenetre kerül.

A következő alfejezetekben ismertetésre kerülnek a különböző, vágáson alapuló módszerek. A cél, hogy minél nagyobb csúcs tényező csökkentést érjünk el a módszerekkel, megőrizve a szomszédos csatornás szivárgás és a bithibaarány értékét.

### Vágás és szűrés (Clipping and filtering)

Ezt az eljárást eredetileg OFDM rendszerekre dolgozták ki [10]. Ebben a módszerben nem használjuk az összes alvivőt adatátvitelre, azaz  $c_k$ -nak csak egy részén van 0-tól eltérő adatszimbólum. Ezt másképp úgy is megfogalmazhatjuk, hogy túlmintavételezzük a jelet, aminek hatására az átvinni kívánt adatvivők a sáv közepére koncentrálnak. A vágás mint nemlineáris hatás következtében, ahogy korábban írtuk, megnövekszik a szomszédos csatornás szivárgás. A demodulált szimbólumokon ennek hatása úgy nyilvánul meg, hogy az eredetileg 0 értékű (kihasználatlan) szimbólumok értéke megnő. Továbbá a használt alvivőkön lévő adat is zajosodik. A módszer alapján a nem használt vivőket visszaállítja 0 értékűre, így elkerüli a torzítás okozta szivárgás növekedést. Ezzel szemben a hasznos szimbólumokat változatlanul hagyja, amely a konstellációs pontokon torzulás formájában jelenik meg, így a bithibaarány romlásához vezet. Utóbbi hatása nem kívánatos, ugyanakkor ez a módszer fogja szolgáltatni a legnagyobb csúcs tényező csökkentést, illetve a vágás alapú eljárások közül ez jár a legkisebb számítási igénnyel.

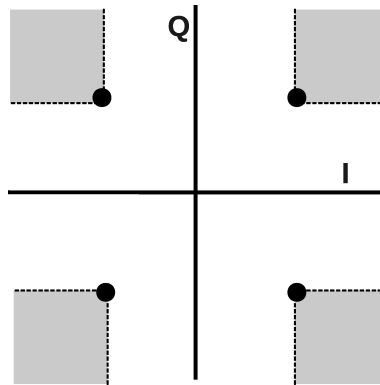
### TR – Tone Reservation (alvivő lefoglalás)

A alvivők lefoglalása csúcs tényező csökkentés céljára a [11]-ben ismertetett eljárás. A módszer lényege, hogy vannak kijelölt alvivők, amelyeket nem adatátvitelre használunk, hanem fenntartjuk őket a csúcs tényező csökkentésére, ezekre nem kerül adatszimbólum (értékük 0). Az eljárás során ugyanúgy, ahogy 2.2.3-nél a túlmintavételezésből adódó kihasználatlan sávszéli vivőket a vágás és FBMC demodulálás után visszaállítjuk 0-ra. A vágás következtében a lefoglalt – hasznos vivők közötti – alvivők értéke is 0-tól eltérő lesz, ezeket azonban nem állítjuk vissza kezdeti értékükre (ezzel hozzájárulnak a csúcs tényező csökkentéshez). A hasznos adat szimbólumokat tartalmazó alvivők értékét, melyek a vágás miatt megváltoztak, visszaállítjuk a kezdeti  $c_k$  értékekre, ezáltal a bithibaarány sem fog változni. A módszer tehát megőrzi a szomszédos csatornás zavartatás, illetve a bithibaarány eredeti értékét. Hátránya, hogy a lefoglalt alvivők nem használhatóak adat átvitelére, ezért csökkenni fog az adatsebesség is.

### ACE – Active Constellation Extension (aktív konstelláció kiterjesztés)

Az aktív konstelláció kiterjesztés is egy OFDM alapú rendszerekben alkalmazott megoldás [12]. A frekvenciatartománybeli feldolgozás ebben az esetben is a túlmintavételezésből adódó vivők visszaállításával kezdődik. Ezt követően azt vizsgáljuk meg, hogy az adott adatszimbólum értéke a torzítás hatására milyen irányba változott. Amennyiben a vál-

tozás nincs hatással a bithibaarányra, az érték módosulást változatlanul hagyjuk, ellenkező esetben visszaállítjuk az eredeti  $c_k$  értéket. Ennek szemléltetése a 2.4. ábrán látható 4QAM esetére. Látható, hogy a módszer a konstellációs pontoknak hagyja, hogy megnőjön az egymástól való euklideszi távolsága, amiből következik, hogy a demodulátorban nem fogja rontani a döntések helyességét. Ez a módszer a nagyobb állapotszámú QAM-ek esetén csak a külső konstellációs pontoknak ad nagyobb mozgásteret ezért a hatása is kisebb lehet. A módszer előnye, hogy megtartja az eredeti szomszédos csatornás szivárgás, valamint bithibaarány értékeit, továbbá a TR-hez képest előnyt jelent, hogy nem csökkenti az adatsebességet sem. Hátránya, hogy növeli a jel átlagteljesítményét, a TR-nél nagyobb számítási igénye van, valamint a vevőben kizárja a lágy demodulálás alkalmazását, mivel az adatszimbólumok korrelálatlanságát megszünteti.



2.4. ábra. ACE csúcstényező csökkentő eljárás szemléltetése 4QAM esetére

### TR és ACE együttes használata

A 2.2.3 és 2.2.3-ben leírt eljárások, mivel függetlenek egymástól, együttesen is alkalmazhatóak. Így egy hatékonyabb módszerhez juthatunk, ugyanakkor a közös alkalmazás nem csak az előnyöket, hanem az ismertetett hátrányokat is ötvözi. Megjegyzendő, hogy a két módszer közös használata része az OFDM-et használó DVB-T2-es szabványnak [13].

### Iteratív eljárások

Ahogy már korábban a 2.2. ábrán utaltunk rá, a vágás alapú eljárások alkalmazására lehetőség van iteratív módon is [14]. Ekkor a feldolgozás után alkotott  $c_k^e$  adatszimbólumokkal újra kezdjük az eljárás véghezvitelét, és a megadott számú iteráció elvégzése után hajtjuk végre a végső, időtartománybeli FBMC jelhez vezető modulációt. Az iteratív eljárások, ahogy majd látni fogjuk, kedvezőbb eredményt hoznak, ugyanakkor az iterációk számával a számítási igény is nő (az iterációs módszerek konvergenciájával a dolgozat nem foglalkozik).

---

## 3. fejezet

# Szimulációs eredmények

A 1.4-ben ismertetett FBMC jel modellje alapján MATLAB programban létrehoztam egy szimulációs környezetet, amely előállítja az FBMC jelet, valamint a már ismertetett csúcstényező- csökkentési eljárásokat képes elvégezni, és az eredményeket ábrázolni. Az FBMC jel szimulációjában állíthatóak a jel fontosabb paraméterei: az összes vivőszám, az ebből felhasznált vivők száma (túlmintavételezési arány) és a generált jelek száma. A 2 fejezetben leírt csúcstényező-csökkentő eljárások szimulációjában kiválasztható az alkalmazni kívánt eljárás, a vágás alapú eljárásoknál beállítható a vágási arány (CR), a TR és a TR-ACE használata esetén megadható, hogy hány a lefoglalt alvivőt alkalmazunk, illetve az iterációs eljárásoknál beállítható az iterációk száma.

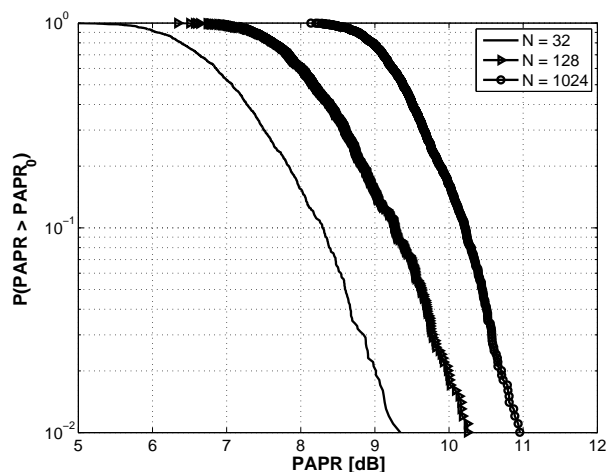
A csúcstényező-csökkentő eljárások szimulálásakor az eredmények értékeléséhez az FBMC jelekhez tartozó csúcstényező kiegészítő eloszlás függvényét (CCDF – Complementary Cumulative Distribution Function) rajzolja ki a program logaritmikus skálán. Ez azt jelenti, hogy az ábrán annak valószínűségét látjuk az  $y$  tengelyen, hogy a jel csúcstényezője meghaladja az  $x$  tengely adott értékéhez tartozó csúcstényezőt. Vagyis minél hatékonyabb az eljárás, a görbe annál meredekebb lesz a nagyobb PAPR-ek esetén.

Az FBMC jel szintézisét 4 OQAM modulációval,  $K = 4$  átlapolási tényezővel, a [5]-ben leírt prototípus szűrő paramétereit használva végeztem. A korábban leírt többi paraméter az egyes eljárásokhoz tartozó szimulációk esetén az eljárásnak megfelelően változik.

### 3.1. Vivőszám csökkentés szimulációja

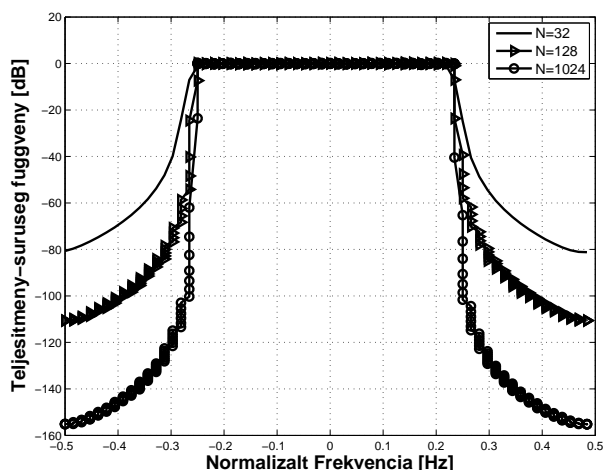
A 2.2.1 alfejezetben ismertetett módszer alapján különböző vivőszámok esetén megvizsgáltuk a csúcstényező eloszlásfüggvényét. A vizsgálat alapjául három különböző vivőszámú,  $N = \{32, 64, 1024\}$ , kétszeresen túlmintavételezett jel szolgált. A csúcstényező eloszlásfüggvényét 1000 FBMC jel alkotta blokkból számoltuk. A szimuláció eredménye látható a 3.1. ábrán. Jól látszik, hogy a vivőszám csökkentésével valóban csökkenthető a jel csúcstényezője.

Ugyanakkor a 2.2.1-ben említett hátrányokon kívül a szimulációk rámutatnak még egy negatív hatásra is, mely a 3.2. ábrán látható. Az ábrán jól megfigyelhető, hogy a vivőszám csökkentésével a szomszédos csatornás szivárgás megnő. Ez a jelenség úgy is szemléltet-



3.1. ábra. Csúcsstényező az alvivők számának függvényében

hető, hogy minél több alvivő van adott sáv szélességén belül, a jel spektrális tulajdonságait tekintve annál inkább közelíti egy sávkorlátozott zaj spektrális teljesítmény-sűrűség függvényét.



3.2. ábra. Teljesítmény-sűrűség függvény az alvivők számának függvényében

### 3.2. Vágás alapú módszerek szimulációja

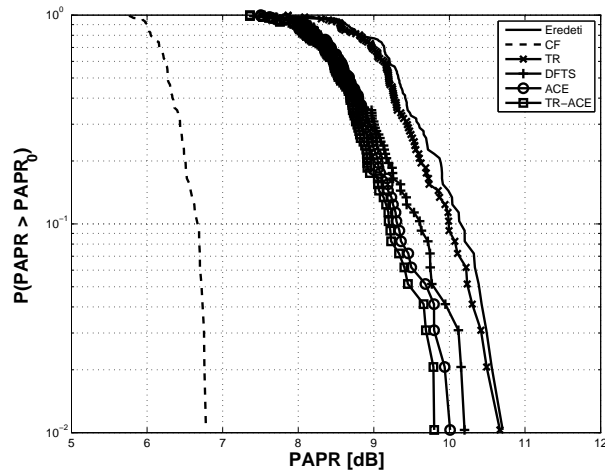
A 2.2.3 alfejezetben ismertetett eljárások szimulációjakor a 2.2. lépései alapján következő képpen jártam el. Legeneráltam egy 200 FBMC jelből álló blokkot, amelyen  $CR = 3$  dB-s vágási aránnyal végrehajtottam a jel vágását. Ezt követően demoduláltam a jelet, ezáltal hozzájutva a vágás utáni adatszimbólumokhoz. Így a különböző csúcsstényező-csökkentő eljárásokhoz ugyanazokat az adatszimbólumokat használtam fel. A frekvenciatartománybeli feldolgozás után minden esetben újra elvégeztem az FBMC modulációt, a csúcsstényező értékeket ez után számoltam ki, és ábrázoltam. Mivel a különböző eljárások bemenetül ugyanaz a szimbólum készlet szolgált, így az eredmények jól összehasonlíthatóvá váltak.

Az iteratív eljárások esetén az első lépésben a fent említett folyamat zajlott le. A további

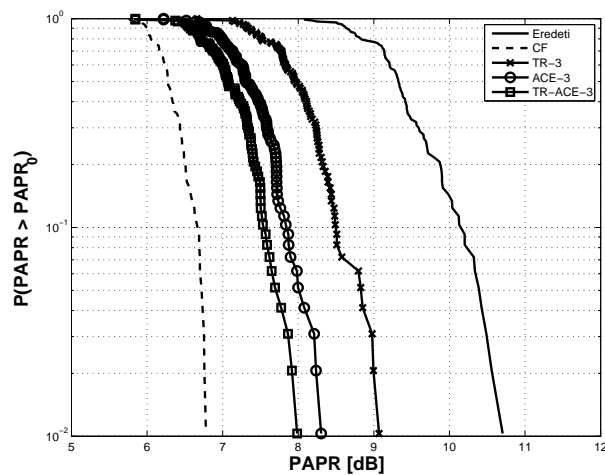
iterációk esetén már mindegyik módszer az ugyanazon típusú eljárás első iterációjának eredményével dolgozott tovább. A szimuláció során az iterációk számát 3-ra állítottam be.

Az eljárások összehasonlításának alapjául szolgáló FBMC jel 512 alvivőt tartalmazott. A *TR* eljárásnál az alvivők 5 %-át foglaltam le csúcstényező-csökkentés céljára.

A 3.3. ábrán láthatók az különböző eljárások csúcstényező-csökkentő hatásának eredményei egy lépés után. Az értékekből jól látszik, hogy – ahogy 2.2.3 -ben is írtam – a vágás és szűrés (*CF*) eljáráshoz tartozik a legalacsonyabb érték. Mivel azonban ez a módszer a bithibaarány csökkenéséhez is vezet, ez a görbe inkább referenciaként szolgál, a cél ennek minél jobb megközelítése. Az ábrán jól összehasonlítható az vágás alapú eljárások hatékonysága. A *TR* eljárás csak kis nyereséget hoz, az *ACE* hozzá képest már kedvezőbb eredményt nyújt, míg a két eljárás együttes alkalmazása esetén, vagyis a *TR* – *ACE* módszerrel tovább javítható az eredmény.



3.3. ábra. Csúcstényező-csökkentő eljárások szimulációs eredményei



3.4. ábra. Iterációval végzett vágás alapú csúcstényező-csökkentő eljárások szimulációs eredményei

A 3.4. ábrán a 3 iterációval kapott eljárások eredményeit ábrázoltam. Referenciaként továbbra is a vágás és szűrés módszerrel elérhető eredmény szolgált. Az előző ábrával összehasonlítva jól látszik, hogy a lépések számának növelésével valóban további javulás érhető el. Az egyes módszerek hatékonysági sorrendje az egy lépéseshez képest változatlan maradt.

A 3.1. táblázatban foglalom össze a megvizsgált csúcstényező-csökkentési eljárások főbb jellemzőit. Ez alapján konkrét megvalósítás esetén kiválasztható az alkalmazáshoz a legmegfelelőbb módszer, az elvárt csúcstényező-csökkentési mértéknek és a rendszer felépítéséhez használt eszközök teljesítményének figyelembevételével.

3.1. táblázat. Vágás alapú csúcstényező-csökkentési eljárások összehasonlítása

Csúcstényező csökkentő eljárás	Adó komplexitás	Adatsebesség csökkenés	Konstelláció torzulás	Teljesítmény növekedés	Vevő követelmény
Vivőszám csökkentés	Alacsony	Van	Nincs	Nincs	-
DFTS	Alacsony	Nincs	Nincs	Nincs	DFT szükséges
Vágás és szűrés	Alacsony	Nincs	Van	Nincs	-
TR	Közepes	Van	Nincs	Van	TR alvivők ismerete
ACE	Magas	Nincs	Van	Van	Nincs lágy demodulálás
TR és ACE	Magas	Van	Van	Van	Ua. mint TR és ACE

---

## 4. fejezet

# Mérési eredmények

Az előző fejezetben szimulációkkal nyert eredmények verifikálására valós környezetbeli mérési elrendezést állítottam össze. A mérésekhez a 4.1. ábrán látható National Instruments NI USRP 2920 (USRP – Universal Softver Radio Peripheral) típusú szoftverrádió platformot használtam. A szoftverrádiók rugalmasan konfigurálható eszközök, ugyanakkor áruk jóval alacsonyabb, a legtöbb professzionális rádiós célokra használt berendezéshez képest. Ezen tulajdonságaik miatt kutatási, oktatási, valamint fejlesztési és tesztelési célokra kifejezetten alkalmasak.



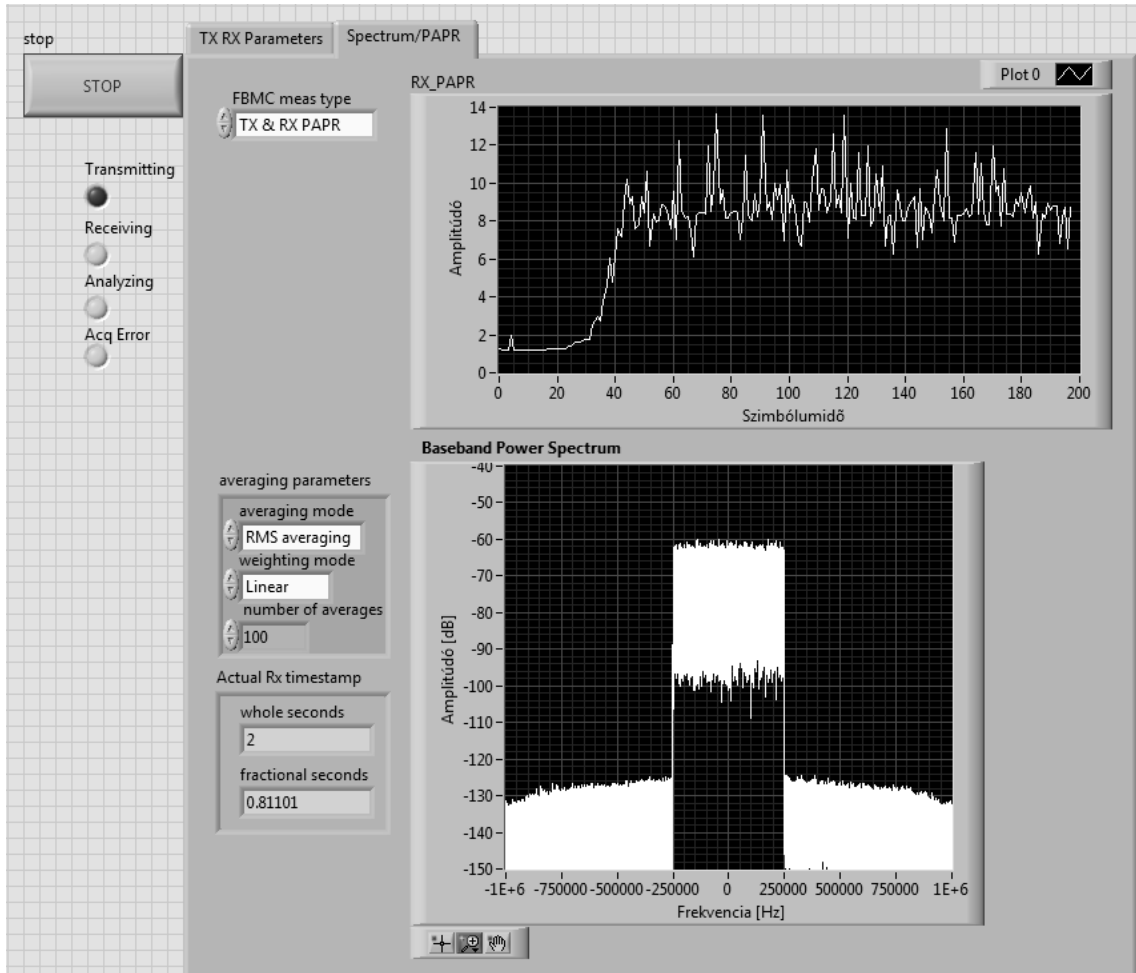
4.1. ábra. NI USRP Szoftverrádió [15]

Az NI USRP rendszer a következő elven működik. Az USRP és a PC ethernetet keresztül vannak összeköttetésben. Az alapsávi jel szintézise és analízise és a jelfeldolgozási feladatok a PC-n történnek, míg a rádiófrekvenciás le- és felkeverés az USRP feladata. Az USRP egyszerre használható adásra és vételre az előlapján található két SMA csatlakoztató segítségével. A digitális és analóg jelek átalakítására nagysebességű, 400 MSamp/sec-es 16 bites DAC, és 100 MSamp/sec-es 14 bites ADC található benne, amelyek akár középfrekvenciás (KF) jelek kezelésére is alkalmasak. A rádiós panelje segítségével viszont 50 MHz – 2.2 GHz-es rádiófrekvenciás jelek előállítására és fogadására is alkalmas. A szoftverrádió platformon az adással és vétellel kapcsolatos paraméterek a PC-n keresztül állíthatóak. Ezen beállítások a fel- és lekeverési frekvencia, a mintavételi sebesség, az adásra vagy vételre használt antenna csatlakozása (1-es vagy 2-es be/kimenet) illetve az eszközben található erősítő erősítése. Lehetőség van továbbá az adás és a vétel időbélyeg alapú időzítésére. Az időbélyeget az USRP-ben folyamatosan futó órának az ideje szolgáltatja. Ezt az órát lehetőség van nullázni, és ezzel újraindítani a számlálást. Ha az adás, illetve vétel kezdő-



időpontját a 0 időbélyeggel indítjuk, szinkronizált mérések elvégzését is támogatja, amit a későbbiekben ki is fogunk használni.

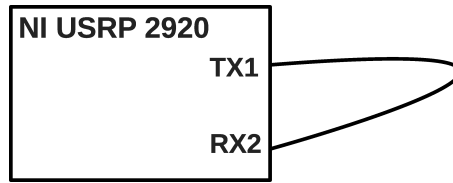
Az NI USRP programozása a LabVIEW fejlesztői környezettel lehetséges, így az általam adásra és vételre írt program is ebben készült. A méréshez használt program kezelőfelülete (front panel) a 4.2. ábrán látható. A programban a felső grafikonon a mért csúcstényező értékek, míg az alsó grafikonon az alapsávi spektrum látható.



4.2. ábra. A méréshez használt LabVIEW program kezelőfelülete

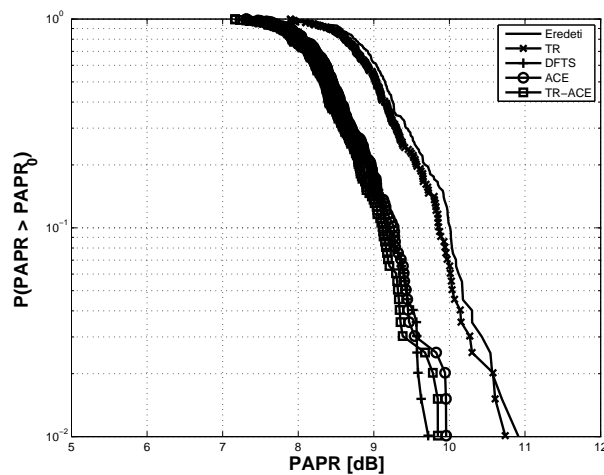
#### 4.1. Csúcstényező mérési eredmények

A csúcstényező mérésekor a 4.3. ábrán látható mérési elrendezést használtam. A mérési elrendezés rendkívül egyszerű, a USRP TX1-es kimeneten kiadott jelet egy SMA kábellel visszakötöttem ugyanezen berendezés RX2-es bemenetére. Az ugyanazon berendezésen történő mérés megkönnyíti a szinkronizációt, hiszen az adó és vevő ágban ugyanaz az óra szolgáltatja az órajelet, így a rádiós alkalmazásokban szokásos frekvenciahiba okozta problémák nincsenek jelen a rendszerben. A méréshez ezen kívül használtam az adó és vevő időbélyeg alapú szinkronizálását is, amellyel az időzítési hiba vált elkerülhetővé. A mérésben a szimuláció során létrehozott jeleket használtam fel, ezeket küldtem az általam

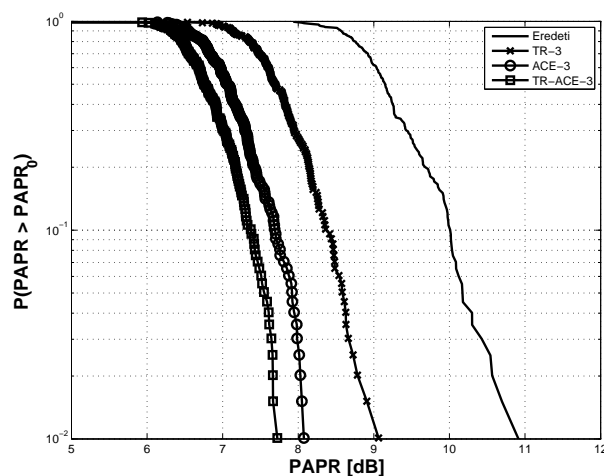


4.3. ábra. Csúcsstényező-csökkentés mérési összeállítása

elkészített program segítségével az USRP-re. A kiadott jelet a fent leírt módon visszavetem az eszköt bemenetén, majd kiszámítottam a csúcsstényezőjének eloszlásfüggvényét. A mérések során 100 MHz-es fel- illetve lekeverési frekvenciát és 1 MSamp/sec mintavételi sebességet alkalmaztam. Az FBMC jel paraméterei megegyeznek szimulációban leírtakéval. Az csúcsstényező-csökkentő eljárások mérési eredményei a 4.4., illetve 4.5. ábrákon láthatóak.



4.4. ábra. Vágás alapú és DFTS csúcsstényező-csökkentő eljárások mérési eredményei



4.5. ábra. Iterációval végzett vágás alapú csúcsstényező-csökkentő eljárások mérési eredményei

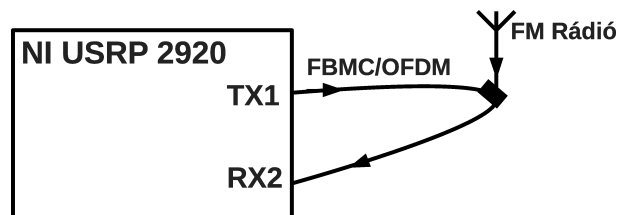
A mérési eredményeket tartalmazó ábrákon jól látszik, hogy összhangban vannak a szí-

mulációs eredményekkel. Megfigyelhető ugyanakkor némi különbség is, sőt egyes eljárások a mérések során még jobb eredményt is produkáltak. Ennek elsődleges magyarázata, hogy csupán kétszeres túlmintavételezéssel dolgoztam a mérések során, ami a szinkronizálás ellenére a vevőben megjelenő jelalak pontatlanságához és ezáltal a csúcsok elvételéhez vezethet. A mérési eredmények tovább pontosíthatók még, amennyiben nagyobb méretű blokkok kerülnének kiadásra.

## 4.2. Spektrális mérési eredmények

A csúcstényező-csökkentő eljárásokon túl sor került egy a spektrális tulajdonságokat bemutató mérésre is. Ez egyben egy demonstrációja is az FBMC alacsony szomszédos csatornás zavartatásának is. Mivel többvívős eljárások esetén lehetőség van alvívóként meghatározni az adattartalmat, arra is lehetőség van, hogy az alvívók egy részére ne kerüljön adatszimbólum. Amennyiben egy olyan blokkot hozunk létre, ahol több alvívót is kihagyunk, létrejöhetnek lukak a spektrumban. Egy 1 MHz sáv szélességű jel esetén lehetőség van akár akkora luk létrehozására is, amelybe befér egy FM rádió adása úgy, hogy mellette a megmaradó vívőkön továbbra is adatszimbólumok vannak. A méréssel bemutathatóvá válik mind spektrum ábrán, mind akusztikailag (rádió hallgatás) az FBMC és OFDM szomszédos csatornás szivárgása közötti nagyságrendbeli eltérés.

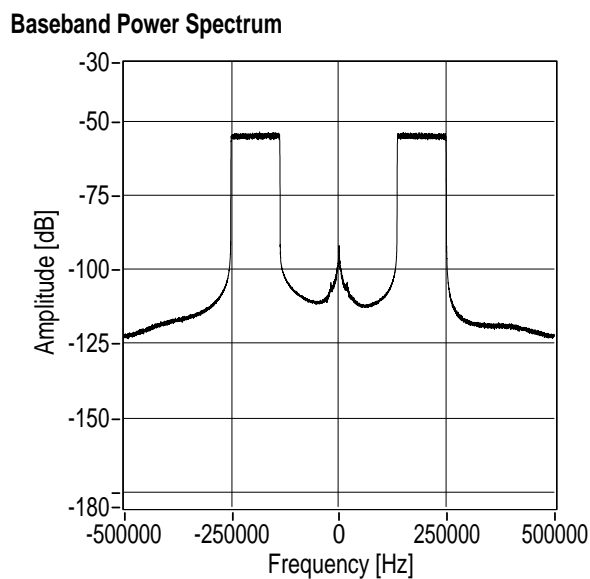
A mérési elrendezés a 4.6. ábrán látható. Hasonlóan az előző méréshez itt is visszaköt-



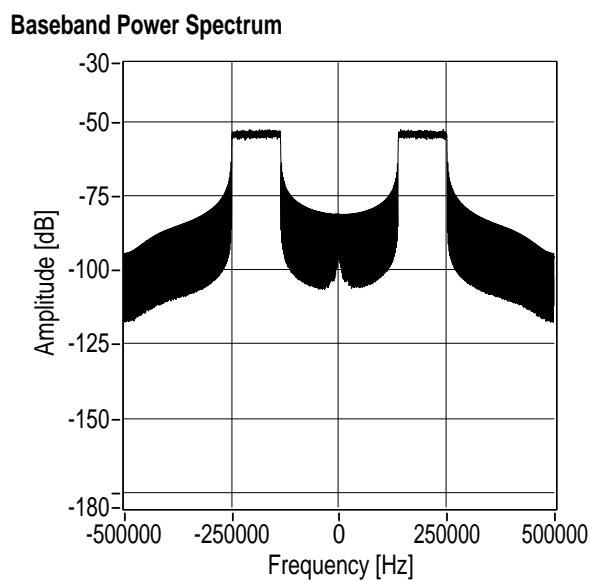
4.6. ábra. Spektrális tulajdonságokhoz tartozó mérési összeállítás

jük a kiadott jelet a berendezés bemenetére, azonban ebben az esetben közbeiktatunk egy T elosztó segítségével egy antennát is. A program segítségével ki tudjuk választani, hogy éppen OFDM vagy FBMC jelet tegyünk a kimenetre. A vevőben egy, az NI USRP-hez megírt FM rádió vevő példaprogramot használtam a bejövő jel demodulálására. A kiadott OFDM, illetve FBMC jel is 140 alvívót használ a 256-ból, kétszeres túlmintavételezéssel, 1 Msamp/sec mintavételezési sebességgel. A fel- illetve lekeverési frekvenciát 107.8 MHz-re állítva a Kossuth rádió frekvenciájára hangoltam az adó, illetve a vételi oldalt (a mérést Budapest XI. kerület-ben végeztem). Az elrendezéshez tartozó mérés hangmintája a [http://dl.dropbox.com/u/104841932/fbmc\\_vs\\_ofdm\\_FM\\_c256\\_u140.wma](http://dl.dropbox.com/u/104841932/fbmc_vs_ofdm_FM_c256_u140.wma) linken elérhető. A mérés során először csak a rádió hallható (nincs hozzákevert adás, csak az alapzajt halljuk), majd bekapcsoljuk az FBMC adást, amitől kissé megemelkedik a zajszint. Kis idő elteltével (kb. 5 mp múlva) a kiadott jelet átkapcsoljuk OFDM adásra, amitől jelentősen megnő a zajszint. Ezt követően visszaváltunk FBMC jelre, majd megszüntetjük az adást. Ugyanennek a mérésnek a spektrum ábráját az FBMC jel hozzákeverése esetén a 4.7. ábrán,

OFDM esetén a 4.8. ábrán láthatjuk.



4.7. ábra. FM rádió és FBMC jel együttes spektruma



4.8. ábra. FM rádió és OFDM jel együttes spektruma

Az ábrákon a sávközépi frekvenciánál látszik az FM rádió spektruma, amely a kihagyott alvívők helyén jelenik meg, mellette pedig mindkét oldalt az USRP-n kiadott modulációból származó jelek spektruma helyezkedik el.

# Összefoglalás

## Az eredmények összefoglalása

A dolgozat első fejezetében röviden ismertettem az FBMC többvívős modulációs séma modelljét, és rámutattam az OFDM rendszerrel való hasonlóságokra, illetve különbségekre is. Továbbá ismertettem a rendszer megvalósításának egy lehetséges módját.

A következő fejezetben összefoglaltam az FBMC jel felépítéséből adódó, a valós környezetben történő megvalósítás esetén problémát okozó dinamikus tulajdonságait. Ezt követően ismertettem a szakirodalomban megtalálható csúcstényező-csökkentési eljárásokat, melyeket a probléma kezelésére fejlesztettek ki. Ezen megoldások egy része OFDM rendszereknél már használatos, ám FBMC jelek esetére történő alkalmazásuk újszerűnek mondható.

A harmadik fejezetben az általam MATLAB-ban írt szimulációs program segítségével összehasonlítottam az egyes csúcstényező-csökkentési eljárások hatékonyságát. Bemutattam az egyes eljárások alkalmazhatóságának korlátait, valamint előnyeit és hátrányait a többi módszerrel szemben.

Az utolsó fejezetben szoftverrádiós (NI USRP) platformon az általam megírt program segítségével valós környezetben is ellenőriztem az eljárásokkal elért eredményeket, ezáltal bizonyítva, hogy konkrét megvalósítás esetén is megállják a helyüket. Ezeket az eredményeket publikáltam is egy cikk formájában, amely jelenleg bíráló alatt áll az ICC 2013 konferenciára [16]. Ezen kívül egy életszerű példán keresztül bemutattam egy alkalmazást, mely egy FM rádióadás segítségével demonstrálja az FBMC moduláció spektrális előnyeit az OFDM-mel szemben. Ezt a demonstrációt spektrum ábrákon keresztül mérési eredményekkel is szemléltettem.

## Továbbfejlesztési lehetőségek

A csúcstényező-csökkentő eljárások FBMC rendszerek esetén még nem teljesen kidolgozottak, ezért további vizsgálatokra ad lehetőséget más módszerek kifejlesztése, illetve az ismert rendszerek optimalizálása is.

Az itt leírt munka és a további kutatások eredményeként a jövőben tervezem egy folyóiratcikk megírását is a témából.

Az FBMC rendszerek újszerűségük miatt még kevésbé elterjedtek, ezért számos optimalizálási lehetőség van még a megvalósításuk területén. A további munka részét képezheti egy praktikus kialakított kognitív rádiós célokra használt, valós idejű adó-vevő rendszer,

amely akár vezeték nélküli nagysebességű adatátviteli alkalmazásokban is rugalmasan felhasználható lenne a digitális televízió átállás miatt felszabaduló sávokban. Az így kifejlesztett rendszernek többek között része lehet a csúcstényező-csökkentő eljárások alkalmazása is.

# Ábrák jegyzéke

1.1.	A Gray kódolású 4QAM konstellációs diagramja . . . . .	6
1.2.	OFDM jel valós részének összetevői idő- és frekvenciatartományban három alvivőre . . . . .	7
1.3.	OFDM jel egy alvivőjének frekvenciatartománybeli reprezentációja . . . . .	8
1.4.	FBMC jel szintézise kiterjesztett IFFT-vel – blokkvázlat . . . . .	11
1.5.	Frekvencia kiterjesztés és kiterjesztett IFFT blokkvázlata . . . . .	12
1.6.	FBMC jel egy alvivőjének frekvenciatartománybeli reprezentációja [5]-ben ismertett prototípus szűrő esetén . . . . .	12
2.1.	DFTS csúcstényező csökkentő eljárás blokkdiagramja . . . . .	16
2.2.	Vágás alapú csúcstényező csökkentő eljárás blokkdiagramja . . . . .	17
2.3.	Vágás szemléltetése valós értékű jelen . . . . .	17
2.4.	ACE csúcstényező csökkentő eljárás szemléltetése 4QAM esetére . . . . .	19
3.1.	Csúcstényező az alvivők számának függvényében . . . . .	21
3.2.	Teljesítmény-sűrűség függvény az alvivők számának függvényében . . . . .	21
3.3.	Csúcstényező-csökkentő eljárások szimulációs eredményei . . . . .	22
3.4.	Iterációval végzett vágás alapú csúcstényező-csökkentő eljárások szimulációs eredményei . . . . .	22
4.1.	NI USRP Szoftverrádió [15] . . . . .	24
4.2.	A méréshez használt LabVIEW program kezelőfelülete . . . . .	25
4.3.	Csúcstényező-csökkentés mérési összeállítása . . . . .	26
4.4.	Vágás alapú és DFTS csúcstényező-csökkentő eljárások mérési eredményei . . . . .	26
4.5.	Iterációval végzett vágás alapú csúcstényező-csökkentő eljárások mérési eredményei . . . . .	26
4.6.	Spektrális tulajdonságokhoz tartozó mérési összeállítás . . . . .	27
4.7.	FM rádió és FBMC jel együttes spektruma . . . . .	28
4.8.	FM rádió és OFDM jel együttes spektruma . . . . .	28

# Irodalomjegyzék

- [1] Zs. Kollár, J. Bitó, P. Bakki, L. Csurgai-Horváth, P. Horváth, and B. Horváth, „QoS-MOS FP7 ICT projekt - kognitív rádió rendszerek analóg TV sávokban,” in *HTE INFOKOM 2012, Mátraháza, Hungary*, Oct. 2012.
- [2] „Quality of service and mobility driven cognitive radio systems (QoSMOS) – European community’s seventh framework programme (FP7),” <http://www.ict-qosmos.eu/>.
- [3] B. Farhang-Boroujeny, „OFDM versus filter bank multicarrier,” *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. 28, no. 3, pp. 92–112, 2011.
- [4] P. Siohan, C. Siclet, and N. Lacaille, „Analysis and design of OFDM/OQAM systems based on filterbank theory,” *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 50, no. 5, pp. 1170–1183, 2002.
- [5] (2008, Jul.) Documents D2.1 and D3.1. website [www.ict-phydyas.org](http://www.ict-phydyas.org).
- [6] L. Baltar and J. Nossek, „Multicarrier systems: a comparison between filter bank based and cyclic prefix based OFDM,” *Proceedings of OFDM 2012, 17th International OFDM Workshop 2012 (InOWo’12)*, pp. 6–10, aug. 2012.
- [7] T. Ihalainen, A. Viholainen, T. Stitz, M. Renfors, and M. Bellanger, „Filter bank based multi-mode multiple access scheme for wireless uplink,” in *17th European Signal Processing Conference*, 2009, pp. 1354–1358.
- [8] C. Yuen, P. Amini, and B. Farhang-Boroujeny, „Single carrier frequency division multiple access (SC-FDMA) for filter bank multicarrier communication systems,” in *Proceedings of the IEEE Fifth International Conference on Cognitive Radio Oriented Wireless Networks & Communications (CROWNCOM)*, 2010, pp. 1–5.
- [9] E. Rowe, „Memoryless non-linearities with gaussian inputs: Elementary results,” *Bell System Technical Journal*, vol. 61, no. 7, pp. 1519–1525, Sep. 1982.
- [10] J. Armstrong, „Peak-to-average power reduction for OFDM by repeated clipping and frequency domain filtering,” *Electronics Letters*, vol. 38, no. 5, pp. 246–247, feb 2002.
- [11] S.-E. Park, Y. Sung-Ryul, J. Y. Kim, D. S. Park, and P. Y. Joo, „Tone reservation method for PAPR reduction scheme,” IEEE 802.16e Task Group, IEEE 802.16e-03n60, Tech. Rep., Oct. 2003.



- 
- [12] B. S. Krongold and D. L. Jones, „PAR reduction in OFDM via active constellation extension,” *IEEE Transactions on broadcasting*, vol. 49, no. 3, pp. 258–268, Sep. 2003.
- [13] R. Barsanti and J. Larue, „Peak to average power ratio reduction for digital video broadcast T2,” in *2011 Proceedings of IEEE Southeastcon*, Mar. 2011, pp. 117–121.
- [14] Z. Kollar, L. Varga, and K. Czimer, „Clipping-based iterative PAPR-reduction techniques for FBMC,” *Proceedings of OFDM 2012, 17th International OFDM Workshop 2012 (InOWo'12)*, pp. 139–145, aug. 2012.
- [15] National Instruments. website <http://sine.ni.com/nips/cds/view/p/lang/hu/nid/209948>.
- [16] B. Horváth, Zs. Kollár, P. Bakki, J. Bitó, and B. Eged, „Evaluation and comparison of novel PAPR reduction techniques for FBMC,” in *IEEE International Conference on Communication, ICC 2013, Budapest, Hungary*, Jun. 2013, paper 1569674873 (Bírálat alatt).