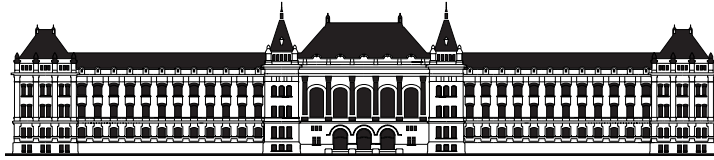


kollar_94_23



Budapesti Műszaki és Gazdaságtudományi Egyetem
Villamosmérnöki és Informatikai Kar
Mesterséges Intelligencia és Rendszertervezés Tanszék

Hatékony jelfeldolgozási módszerek alkalmazása szűrőbank alapú többvívős rendszerekben

MTA DOKTORI ÉRTEKEZÉS TÉZISEI

Kollár Zsolt

Budapest
2025

kollar_94_23

© Kollár Zsolt, 2025

Budapesti Műszaki és Gazdaságtudományi Egyetem
Villamosmérnöki és Informatikai Kar
Mesterséges Intelligencia és Rendszertervezés Tanszék
H-1117, Budapest, Magyar Tudósok Körútja 2.
E-mail: kollarzs@mit.bme.hu

Tartalomjegyzék

1	Bevezetés, előzmények	4
2	Kutatási célkitűzések és módszerek	6
3	Új tudományos eredmények	9
4	Tézispontokhoz kapcsolódó tudományos közlemények	18
5	Az eredmények hasznosíthatósága és hatása	19
6	Hivatkozott irodalom	20

1. Bevezetés, előzmények

Az elmúlt években világszerte megjelentek az ötödik generációs (5G) vezeték nélküli hálózatok, amelyek minden korábbi mobilkommunikációs szabványhoz képest több frekvenciasávot, eszközt, szolgáltatást és felhasználót képesek kiszolgálni. Az 5G rendszerek három kiemelt szolgáltatást biztosítanak: eMBB-t (Enhanced Mobile BroadBand – továbbfejlesztett szélessávú mobil kommunikációt), mMTC-t (Massive Machine Type Communication – nagyszámú eszközt támogató gépi kommunikációt), amely magában foglalja az IoT eszközöket is, valamint URLLC-t (Ultra Reliable Low Latency Communications – nagy megbízhatóságú, alacsony késleltetésű kommunikációt). Az 5G megjelenésével párhuzamosan intenzív kutatások indultak meg az 5G utáni (Beyond 5G) és a 6G technológiák irányába [1].

Az 5G és 6G rendszerek egyik fő kihívása a folyamatosan növekvő adatforgalom és a felhasználószám drasztikus emelkedése. Ezen igények kiszolgálására számos új technológiai megoldást és algoritmust fejlesztenek és vezetnek be [2]. A jövő hálózatainak hardverelemeihez elvárás az új frekvenciasávok rugalmas kezelése, valamint az adaptív spektrum-allokáció. A nagyméretű antennarendszerek (MIMO – Multiple Input Multiple Output) növelhetik a rendszer spektrális hatékonyságát és rugalmasságát. Emellett új modulációs és csatornakódolási eljárások megjelenése várható, amelyek a spektrális erőforrások hatékonyabb kihasználását és a többszörös hozzáférési módok támogatását teszik lehetővé. Az elkövetkező generációkban továbbá meghatározó szerepet kaphatnak olyan technológiák, mint a mesterséges intelligencia, a tengeri-légi-űr-felszíni integrált kommunikáció, a VLC (Visible Light Communications – látható fényű kommunikáció), a holografikus rádiótechnológia és a terahertzes (THz) kommunikáció.

A fizikai réteg egyik legfontosabb feladata a megfelelő modulációs séma kiválasztása. A jelenlegi kommunikációs szabványok döntő többsége OFDM-et (Orthogonal Frequency Division Multiplexing – ortogonális frekvenciaosztásos multiplexelés) alkalmaz a kedvező jelfeldolgozási tulajdonságok és a többúthasználat elleni robusztusság miatt. A 6G-ben alkalmazott modulációnak azonban több szempontnak kell megfelelnie, többek között:

- **Spektrális hatékonyság:** a szigorú spektrális előírások betartása mellett biztosítani kell a minél nagyobb átviteli sebességet egységnyi sávszélességen.
- **Alacsony csúcstényező:** a teljesítményerősítők korlátozott lineáris tartománya miatt a PAPR csökkentése elengedhetetlen a torzítások mérsékléséhez.
- **Számítási komplexitás:** alacsony műveletigény szükséges a mobil eszközök energiahatékonyságának megőrzéséhez.
- **Robusztusság többutas terjedéssel és Doppler-hatással szemben:** a nagy sebességű mozgást is tűrő, stabil kommunikáció megvalósításához.
- **MIMO-kompatibilitás:** a modulációs séma legyen alkalmas nyalábformálásra és diverzitás-kihasználásra.
- **Érzékenység a szinkronizációs hibákra:** a frekvencia-, idő- és fáziseltérésekkel szembeni megfelelő tolerancia elengedhetetlen.

Az utóbbi években több OFDM-alternatívát is vizsgáltak [3]. Az FBMC (Filter Bank MultiCarrier – szűrőbank-alapú többvívós) különösen kedvező spektrális tulajdonságokkal rendelkezik, ugyanakkor nagyobb számítási igényt támaszt. A GFDM (Generalized Frequency Division Multiplexing) rugalmasabb jelformát biztosít, de MIMO alkalmazása bonyolultabb. Az UFMC (Universal Filtered Multi-Carrier) jó spektrális adottságokkal rendelkezik, azonban érzékenyebb

a nemlinearitásokra. A NOMA (Non-Orthogonal Multiple Access) ígéretes spektrális hatékonyságot kínál, de a vevő oldali jelfeldolgozás komplexitásának növekedésével jár.

Jelen értekezés az FBMC eljárás részletes vizsgálatára fókuszál, kiemelt figyelmet fordítva spektrális előnyeire. Az FBMC-vel kapcsolatos kutatásokat a HVT (Szélessávú Hírközlés és Villamosságtan Tanszék) DOCS (Digitális és Optikai Kommunikációs Rendszerek) Laboratóriumában kezdtük 2010-ben, a QoS MOS (Quality of Service and Mobility driven cognitive radio Systems) FP7-es projekt keretében. Ezt követően 2016-ban megalapítottuk a BME MATLAB Laboratóriumot, amelynek vezetőjeként kutatásaim középpontjában az alapsávi digitális jelfeldolgozás állt. 2021-ben két doktoranduszom (Csuka Barna és Husam Al-Amaireh), 2024-ben pedig egy újabb hallgatóm (Monther Alrwashdeh) sikeresen megvédte doktori értekezését hasonló tématerületen.

2. Kutatási célkitűzések és módszerek

A frekvenciaszelektív rádiós csatornák esetén előnyös többvívős modulációs eljárásokat alkalmazni. Az eljárások közül az OFDM módszert alkalmazzák negyedik generációs hálózatokban (LTE – Long Term Evolution), vezeték nélküli hálózatokban (WLAN – Wireless Area Network), digitális műsorszórásban (DVB – Digital Video Broadcasting) és digitális rádiózásban (DAB – Digital Audio Broadcasting) is.

A spektrális tulajdonságokat tekintve az FBMC jel jóval kedvezőbb, mint az OFDM jel. A jel ezen kedvező tulajdonságát a dinamikusan változtatható prototípus-szűrő alkalmazásával lehet elérni, miközben a demodulációhoz szükséges ortogonalitás is megmarad. Az adatsebesség megtartása érdekében egy Ofszet-QAM (OQAM) modulációt alkalmaz, ahol a komplex értékű modulációs értékek valós és képzetes részei egymáshoz képest fél szimbólumidővel eltolva kerülnek továbbításra.

A modulált FBMC jel N vivő esetén az időtartományban a következő formában adható meg:

$$x[n] = x^{\Re}[n] + x^{\Im}[n] = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{k=0}^{N-1} \left(\Theta^k \Re\{S_k[m]\} p_0[n-mN] + \Theta^{k+1} \Im\{S_k[m]\} p_0[n-mN-N/2] \right) e^{j \frac{2\pi}{N} kn}, \quad (1)$$

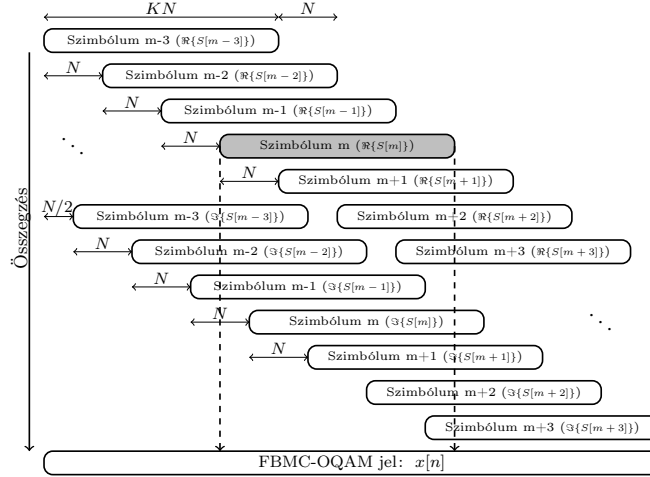
ahol $j = \sqrt{-1}$ a képzetes egység, valamint $S_k[m]$ az m . szimbólumidőben a k . vivőn átküldött QAM szimbólum, p_0 a prototípus szűrő impulzusválasza, valamint $\Theta^k = e^{j \frac{\pi}{2} k}$ a fázisforgatási faktor, amely segítségével függetlenek lesznek egymástól a szomszédos vivők és az egymást követő szimbólumban továbbított modulációs értékek. Jól látható az is, hogy a QAM szimbólumok valós (\Re) és képzetes részei (\Im) $N/2$ szimbólumidővel késleltetve kerülnek továbbításra. Az FBMC rendszerek kritikus tervezési pontja a prototípus szűrő alakja és hosszának megválasztása [4]. A gyakorlatban alkalmazott megoldásokban a prototípus szűrőt KN hosszúságúra választják, ahol K egész szám az átlapolódási faktor. Gyakorlati alkalmazásokban $K = 2$ illetve 4 értékeket szokták választani.

Az 1. ábrán látható az FBMC jel struktúrája az időtartományban. Megfigyelhető, hogy az m . szimbólum átfedésben van az időtartományban az $m-3, \dots, m+3$ indexű szimbólumokkal. Egy adott időpillanatban négy FBMC szimbólum van átfedésben az FBMC jelben, amely összefüggésben van a K átlapolódási faktoral. Megfigyelhető továbbá az FBMC szimbólumok esetén a valós és képzetes QAM értékekből képzett részek közötti $N/2$ -es ofszet is.

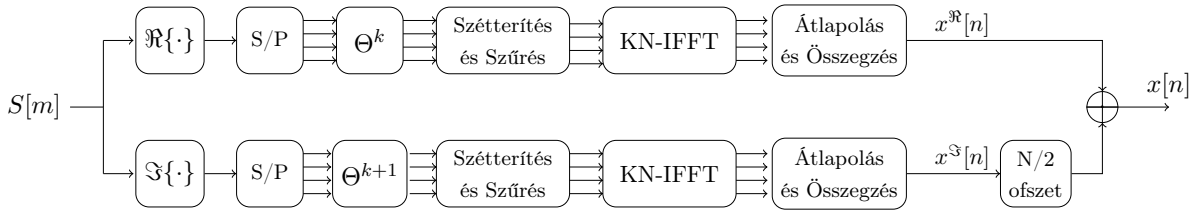
A gyakorlatban az FBMC jel hatékony generálására két struktúrát szoktak használni: az FBMC-FS (Frequency Spreading - frekvencia szétoztás) [5] és az FBMC-PPN (PolyPhase Network - polifázisú hálózat) architektúrát [6].

Az FBMC-FS adók egy megnövelt méretű (KN hosszúságú) Inverz Fourier Transzformációt (IFFT-t) alkalmaznak, ahol a QAM szimbólumok szűrése a frekvenciatartományban történik. Minden FBMC szimbólum a frekvenciatartományban kerül összeállításra, majd a megnövelt IFFT segítségével lesz áttranszformálva az időtartományba. Az időtartománybeli szimbólumok a végső FBMC jel kialakítása előtt kerülnek átlapolásra. Az $S_k[m]$ QAM szimbólumok valós és képzetes részei külön lesznek feldolgozva, mindkettő esetén egy-egy KN -IFFT segítségével. A k . alvivőn átvitt QAM modulációs szimbólumrész megszorozódik a Θ^k fázisforgatási faktoral és szétoztásra kerül a kK indexű diszkrét frekvencia körül. Minden érték meg lesz szorozva a prototípus szűrő frekvenciatartománybeli együtthatójával P_i -vel – ahol $i = 0, \dots, K-1$, szimmetrikus módon. Az FBMC-FS adó blokkvázlata a 2. ábrán látható.

Az FBMC-PPN adók esetén a szűrés a frekvenciatartomány helyett az időtartományban történik. Az FBMC-FS adóknál látott szűrés és KN -IFFT helyett az FBMC-PPN adók egy

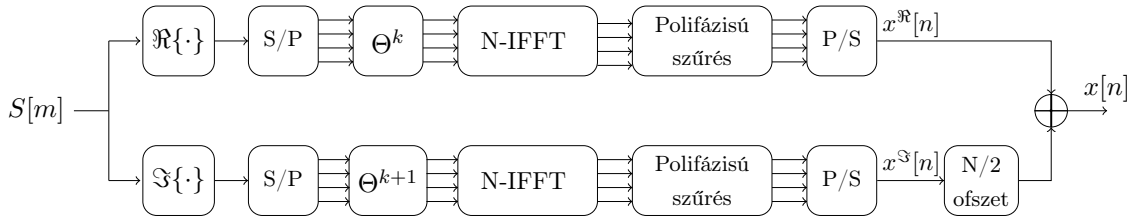


1. ábra. Az FBMC jel struktúrája az időtartományban, $K = 4$ átlapolódási faktoral.



2. ábra. FBMC-FS adó felépítése és jelfeldolgozási lépesei.

N -IFFT és egy ekvivalens polifázisú szűrőbank segítségével kerülnek megvalósításra. Az FBMC-PPN adók blokkvázlata a 3. ábrán látható. Ahogy az ábrán is látható, az N -IFFT és a polifázisú szűrés blokkokat leszámítva az FBMC-PPN adók azonos blokkokat alkalmaznak, mint az FBMC-FS adók.



3. ábra. FBMC-PPN adó felépítése és jelfeldolgozási lépesei.

Figyelembe véve a számítási komplexitást, az FBMC adókban az FBMC-PPN megoldás kedvezőbb, mivel kisebb a számításigénye az FBMC-FS adókhoz képest. FBMC vevők esetén inkább az FBMC-FS struktúra az előnyösebb, mivel robusztusabb – alacsonyabb bithiba-arányok érhetőek el – a többutas terjedéssel és az időzítés-szinkronizációs problémákkal szemben.

A doktori értekezésem során az alábbi célokat tűztem ki az FBMC rendszerek javítására illetve optimalizálására annak érdekében, hogy vonzó alternatívája lehessen az OFDM rendszereknek:

- Az FBMC adó és vevő algoritmusok optimalizálása, a számítási komplexitásának csökken-

tése.

- A bemutatott adó algoritmusok kvantálási zajra való érzékenységének vizsgálata is fontos cél, amelyek segítségével a kimeneten megjelenő kvantálási zaj előre becsülhető, így a hardveres tervezési folyamat is gyorsítható.
- A csatornakiegyenlítés a többutas terjedés okozta szimbólumközi áthallás miatt FBMC vevőkben szintén erőforrásigényes, ennek csökkentésére új módszereket dolgoztam ki, amelyekkel kisebb számítási komplexitással és jobb bithiba-arányok érhetőek el.
- Digitális-analóg átalakítók optimális paramétereinek meghatározása amelyek a legjobban illeszkednek az FBMC jelek statisztikai jellemzőihez, ezáltal a lehető legkisebb hibával végezhető el az analóg jelformálás.

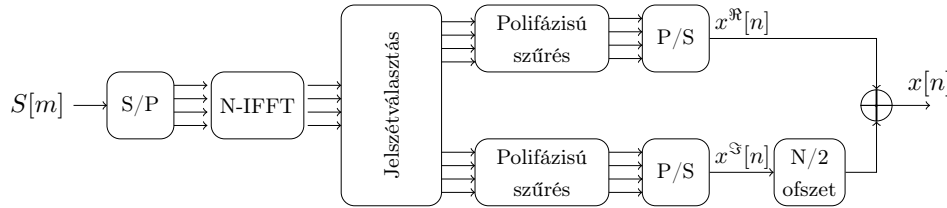
Az általam végzett kutatások eredményei közvetlenül felhasználhatóak FBMC adó és vevők tervezésénél. A bemutatott eredmények figyelembe veszik az analóg és digitális komponensek okozta hatásokat. A bemutatott módszerek törekednek arra, hogy a rendszerek minél hatékonyabban működjenek, optimalizálva az implementációhoz szükséges hardveres erőforrásokat. A kidolgozott eljárások jól illeszkednek a jelenleg alkalmazott OFDM modulációhoz is, így rugalmas alternatívát kínál a modulációs séma megválasztásában. A bemutatott új vevő oldali algoritmusok csökkentik a számítási komplexitást és javítják a bithiba-arányt, ezáltal még megbízhatóbb kommunikációs összeköttetéseket lehet létrehozni.

3. Új tudományos eredmények

I. Tézis.: Az FBMC adó-algoritmuskok optimalizálása

Az FBMC adó- és vevőstruktúra legnagyobb hátránya az OFDM rendszerhez képest a megnövekedett jelfeldolgozási számítási igény. Az FBMC adók esetén az FBMC-PPN szignifikánsan kisebb számítási komplexitást igényel, mint az FBMC-FS struktúra. Azonban ezen FBMC adóstruktúráknak még mindig jelentősen nagyobb a számítási igénye, mint az OFDM adóstruktúráé. Ebben a téziscsoportban az FBMC-PPN adó komplexitásának csökkentését tűztem ki célul.

I.1. altézis.: Módosított FBMC-PPN adó struktúra javaslata



4. ábra. A módosított FBMC-PPN adó felépítése és jelfeldolgozási lépései.

Javaslatot tettem egy ekvivalens FBMC-PPN adóstruktúra kialakítására, amely alkalmas az FBMC modulációs jel kialakítására [K1]. A javasolt struktúra a 4. ábrán látható. Előnye, hogy a már korábban bemutatott FBMC-PPN adóstruktúránál alkalmazott két N-IFFT helyett csak egy N-IFFT-re van szükség. A jelsztévválasztás jelfeldolgozási szerepe, hogy két valós jel időtartománybeli megfelelője kiszámítható egy N-IFFT-vel és szétválasztható az N-IFFT kimeneti jeléből, illetve hogy a Θ^k fázisforgatás az N-IFFT után egy időbeli cirkuláris eltolással helyettesíthető. A javasolt adóstruktúra ekvivalenciáját a konvencionális struktúrákkal matematikailag bizonyítottam [F1].

Az általam javasolt módosított FBMC-PPN struktúra segítségével egy olyan jelfeldolgozási láncot dolgoztam ki, amely kompatibilis az OFDM adó struktúrájával így szükség esetén rugalmasan kialakítható akár szoftveresen akár hardveresen a két moduláció közötti váltás [K1].

I.2. altézis.: A műveletigény meghatározása

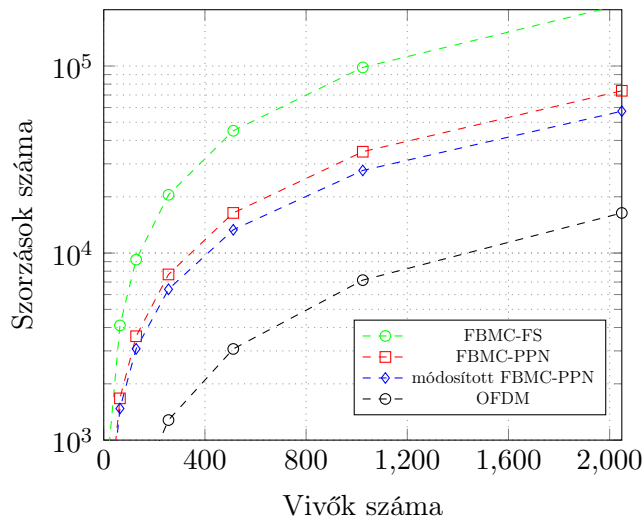
Az alkalmazott jelfeldolgozási blokkok segítségével megmutattam, hogy a javasolt módosított FBMC-PPN adó esetén a számítási igény tovább csökkenthető a konvencionális megoldásokhoz képest. A megvalósításhoz szükséges jelfeldolgozási blokkok és valós szorzások száma az 1. táblázatban látható. A különböző FBMC modulációs eljárások komplexitásának összehasonlítása az 5. ábrán látható $K = 4$ választással a vivőszám függvényében. Jól látható hogy a javasolt módosítással az FBMC adók számítási komplexitása tovább csökkenthető, ám még így is jelentősen nagyobb az OFDM modulációhoz képest. Meghatároztam zárt alakban a javasolt struktúrához a szükséges műveletigényt [F1, K2].

I.3. altézis.: A kvantálási hiba meghatározása

A kvantálási modellt alkalmazva [7], meghatároztam a javasolt FBMC adó struktúra esetén fixpontos és lebegőpontos implementáció esetére a kvantálási hibát zárt alakban. FBMC adók esetén a tervezés során már előzetesen is meg lehet határozni a szükséges bitszámot a tervezett

1. táblázat. Különbőféle FBMC modulátorok komplexitásának összehasonlítása.

Implementáció	Jelfeldolgozási blokkok	Komplexitás (valós szorzás)
FBMC-FS	$2 KN$ -IFFT, K szorzó és késleltető puffer	$2(KN(\log_2(KN) - 3) + 4) + 8N(K - 1)$
FBMC-PPN	$2 N$ -IFFT, 2 polifázisú szűrő és késleltető puffer	$2(N(\log_2(N) - 3) + 4) + 4KN + 4N$
módosított FBMC-PPN	N -IFFT, 2 polifázisú szűrő és késleltető puffer	$N(\log_2(N) - 3) + 4 + 4KN + 4N$



5. ábra. FBMC modulátorok komplexitás vizsgálata – $K = 4$ esetén – a vivőszám függvényében.

zajszint és spektrum maszk ismeretében. A különböző FBMC adók vizsgálata esetén a kvantálási hiba zárt alakú meghatározása a 2. táblázatban látható [K4, F2].

2. táblázat. A teljes kvantálási zaj meghatározása különböző FBMC adóimplementációk esetén fixpontos és lebegőpontos megvalósítással az összvivőszám N , a vivőszám N_c , az átlapolódási faktor K és a bitfelbontás f_b és mantisszahossz p függvényében.

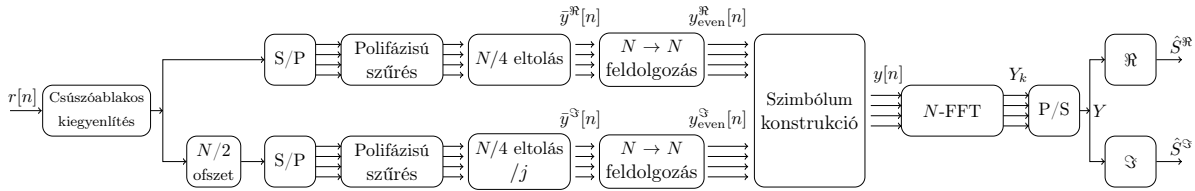
Implementáció	Fixpont	Lebegőpont
FBMC-FS	$\left(\frac{(4K-2)N_c}{KN^2} + \frac{4K^2N}{3}\right) \frac{2^{-2f_b}}{12}$	$\frac{N_c}{N^2} (0.18 + 0.42 \log_2(KN)) 2^{-2p}$
FBMC-PPN	$\left(\frac{4N}{3} + 4K\right) \frac{2^{-2f_b}}{12}$	$\frac{N_c}{N^2} (0.36 + 0.42 \log_2(N)) 2^{-2p}$
módosított FBMC-PPN	$\left(\frac{2N}{3} + 8 + 4K\right) \frac{2^{-2f_b}}{12}$	$\frac{N_c}{N^2} (0.72 + 0.42 \log_2(N)) 2^{-2p}$

II. Tézis.: Az FBMC vevő-algoritmusok optimalizálása

Az FBMC adókon túl a vevő eljárások is számításigényesek. FBMC vevőkben elsősorban az FBMC-FS demodulációs módszert javasolják, mivel a csatornakegyenlítési képessége jobb, mint az FBMC-PPN alapú vevőeljárásoknak annak ellenére, hogy azok sokkal számításigényesebbek. A HDFT (Hopping Discrete Fourier Transform – ugró diszkrét Fourier transzformáció) alkalmazásával korábban javaslatot tettünk az FBMC-FS eljárás komplexitásának csökkentésére [K3, F3]. Ebben a téziscsoportban az FBMC-PPN vevőeljárás komplexitásának csökkentését tűztem ki célul.

II.1. altézis.: Az FBMC-PPN vevő megvalósítása egy IFFT-vel

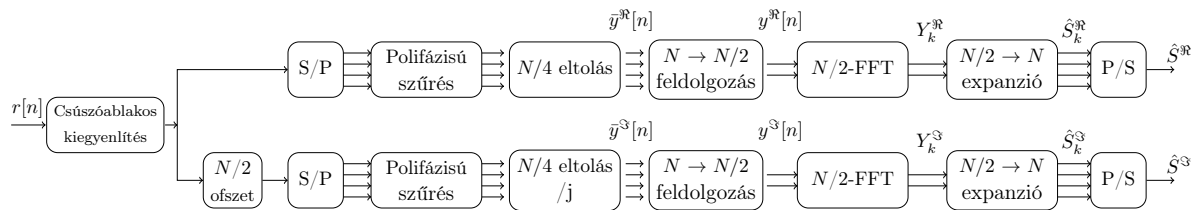
Javaslatot tettem egy új FBMC-PPN vevőarchitektúra megvalósítására (módosított FBMC-PPN I.), amelyben a korábbi két FFT helyett csak egy FFT blokk szükséges, valamint néhány további jelfeldolgozási lépés. Ezen struktúra blokkdiagramja a 6. ábrán látható. A struktúrák ekvivalenciáját matematikailag is bizonyítottam [F4].



6. ábra. Módosított FBMC-PPN vevő megvalósítása egy N -FFT-vel.

II.2. altézis.: Az FBMC-PPN vevő megvalósítása két $N/2$ -IFFT-vel

Javaslatot tettem egy új FBMC-PPN vevőarchitektúra megvalósítására (módosított FBMC-PPN II.), amely a korábbi két FFT helyett csak két feleakkora méretű FFT-t alkalmaz valamint néhány további jelfeldolgozási lépést. Ezen struktúra blokkdiagramja látható a 7. ábrán. A struktúrák ekvivalenciáját matematikailag is bizonyítottam [F4].



7. ábra. Módosított FBMC-PPN vevő megvalósítása két $N/2$ -FFT-vel.

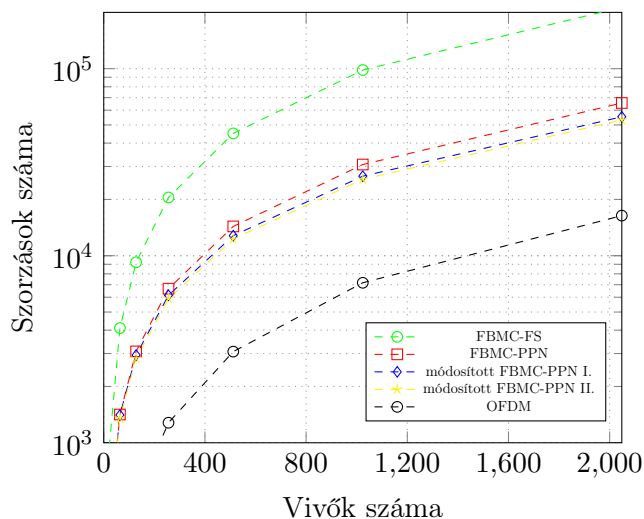
II.3. altézis.: Az FBMC-PPN vevőalgoritmusok komplexitásának vizsgálata

Analitikusan meghatároztam az FBMC-PPN vevőstruktúra és az általam javasolt két új struktúra számításigényét. Megmutattam, hogy az új struktúrák kisebb műveletigénnyel képesek az

FBMC jelet demodulálni a konvencionális FBMC-PPN struktúrához képest [F4]. A vevőalgoritmusok implementálásához szükséges szorzások száma a 8. ábrán látható.

3. táblázat. Különbéféle FBMC demodulátorok komplexitásának összehasonlítása.

Implementáció	Komplexitás (valós szorzás)
FBMC-FS	$2(KN(\log_2(KN) - 3) + 4) + 8N(K - 1)$
FBMC-PPN	$4KN + 2N(\log_2(N) - 3) + 8$
módosított FBMC-PPN I.	$4KN + N(\log_2(N) - 3) + 4$
módosított FBMC-PPN II.	$4KN + 3N + N(\log_2(N/2) - 3) + 8$

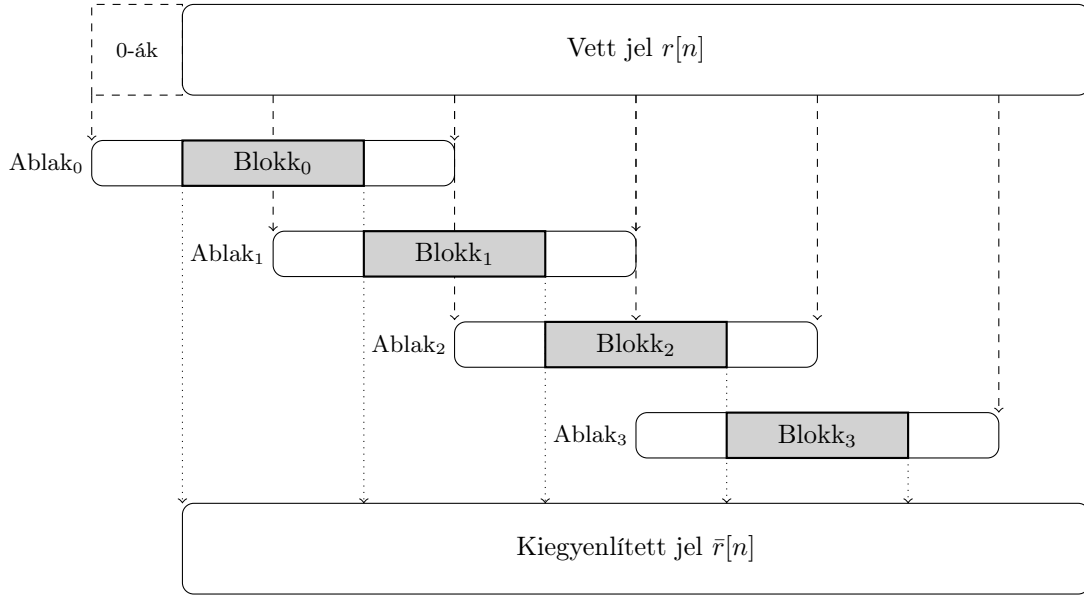


8. ábra. FBMC demodulátorok komplexitás vizsgálata – $K = 4$ esetén – a vivőszám függvényében.

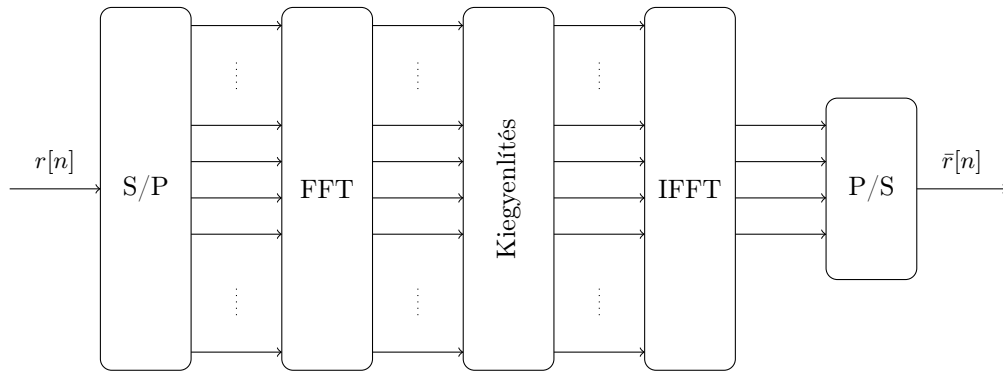
FBMC rendszerek esetén az egyik leghatékonyabb és legegyszerűbb csúcstényező-csökkentési módszer az adókban alkalmazható iteratív vágáson és szűrésen alapuló eljárás [F6]. A módszer iteratív és számításigényes: többszöri modulációt és demodulációt igényel. Ehhez hasonlóan, a nemlineáris torzítás kompenzálása a vevőben alkalmazható a Bussgang-zajcsökkentő eljárás, amely képes iteratív módon az adóban történő teljesítményhatárolást kompenzálni [12] lágy döntés segítségével. Az iteratív moduláció és demoduláció számításigényének csökkentésére felhasználható az FBMC-PPN adó és vevő esetén javasolt módosított struktúrák [F1, F4] (Lásd I. és II. tézis), így az eljárások hatékonyan és kisebb komplexitással implementálhatóak.

III. Tézis.: A csúszóablakos csatorna kiegyenlítési módszer optimalizálása

Időtartománybeli csatorna kiegyenlítés esetén kedvező megoldás a csúszóablakos kiegyenlítés [8]. FBMC rendszerek esetén a módszer az FBMC-FS vevőkben alkalmazott vivőnkénti kiegyenlítéshez képest jobb bithiba-arány érhető el. A csúszóablakos kiegyenlítés kedvező lehet többféle modulációt támogató jövőbeli rendszerekben, hiszen a kiegyenlítést a vételi oldalon a demoduláció előtt lehet alkalmazni mind egyvívós, mind többvívós moduláció esetén. Az eljárás fő lépései a 9. és 10. ábrán vannak szemléltetve.



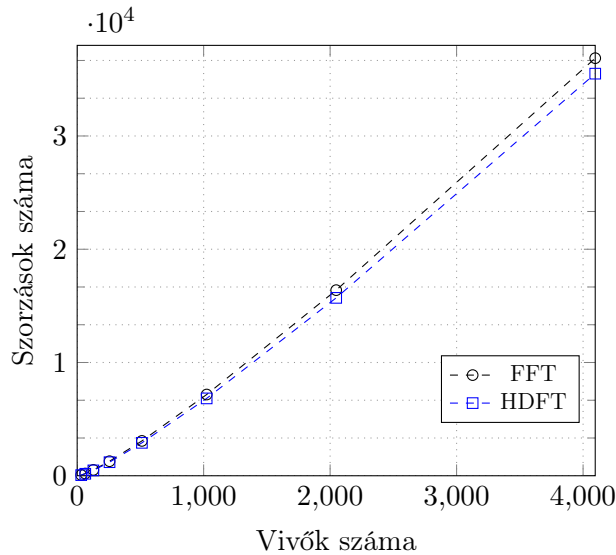
9. ábra. A vett jel csúszóablakos kiegyenlítésének szemléltetése.



10. ábra. A csatorna kiegyenlítés lépései blokkonként.

III.1. altézis: A számítási igény csökkentése HDFT alkalmazásával

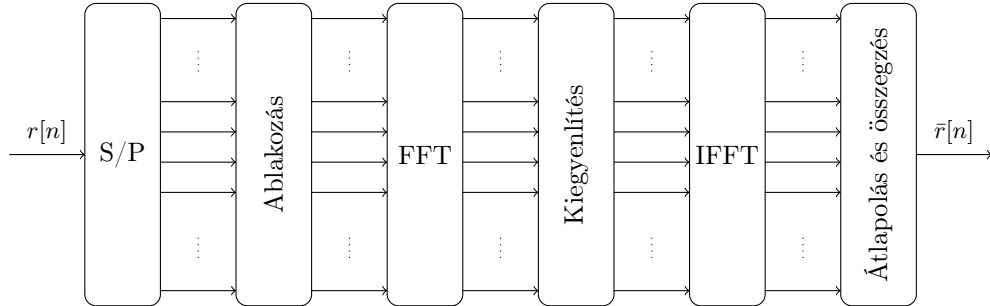
A csúszóablakos csatornakiégnyelés az átlapolódó ablakokra alkalmazott FFT illetve IFFT eljárások miatt igen számítási igényes. Ennek csökkentésére javaslatot tettem a HDFT alkalmazására [F3, F4, F5]. Az eljárás számítási igényének javulása megfigyelhető a 11. ábrán. Bár a számítási igény nem csökkent nagy mértékben, a javasolt eljárás hardveres implementáció (pl. FPGA) esetén kedvezőbb, mert kevesebb jelfeldolgozási blokk kell mint ha párhuzamos FFT-eket alkalmaznánk. Továbbá, egy FFT alkalmazása esetén a blokkot nagyobb órajellel lenne szükséges működtetni az átlapolódó ablakok kiértékeléséhez.



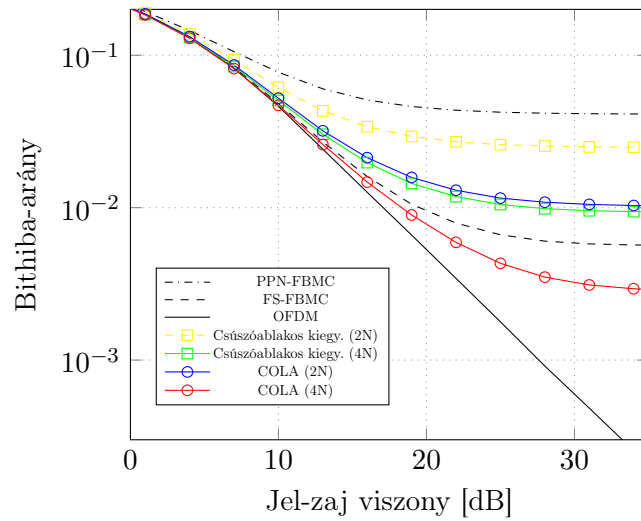
11. ábra. A csúszóablakos kiegyenlítés komplexitás analízise FFT illetve HDFT implementálásával a megfigyelési ablak hosszának függvényében.

III.2. altézis: A csatornakiégnyelés hatékonyságának javítása

A csúszóablakos csatornakiégnyelés teljesítőképessége javítható a megfigyelési ablak növelésével, ám ez maga után vonja a megnövekedett számítási igényt is. A teljesítőképesség javítására javaslatot tettem a konstans átfedéses ablakozás alkalmazására (Constant OverLap-Add (COLA) [9]) [F4]. A javasolt COLA elvet használó csatornakiégnyelés blokkvázlata látható a 12. ábrán. Így a jel egy folytonosabb kiegyenlítésen esik át, lecsökkentve az ugrásokat az átfedő blokkok közötti átmenetknél. Ezáltal javul a kiegyenlítés hatékonysága is [F4]. A módszer bithiba-arány görbéje látható a 13. ábrán összehasonlítva más konvencionális FBMC vevőkével.



12. ábra. Javasolt csúszóablakos kiegészítés COLA módszer alapján.



13. ábra. A vizsgált FBMC vevők bithiba-arány görbéje Vehicular B csatornán a jel-zaj viszony függvényében.

IV. Tézis.: D/A-átalakítók optimalizálása FBMC jelekhez

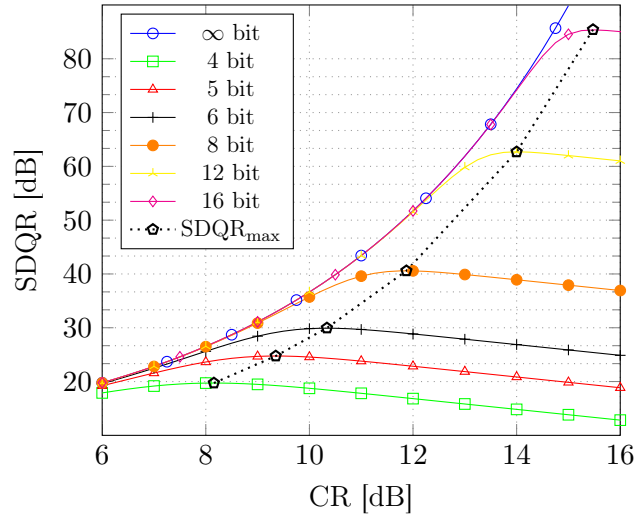
Az FBMC egy többvívős moduláció, ezért a modulált jel eloszlásfüggvénye a centrális határel-
oszlás miatt gaussi. Ez azt jelenti, hogy bár kis valószínűséggel, de előfordulhatnak benne nagy
csúcsok. Az FBMC adókban jelformálás során a digitális mintákból digitális-analóg átalakítók
(DAC) segítségével lesz folytonos jel kialakítva. Ezen átalakítók felbontása véges és az érték-
tartománya is korlátos, így az ideális jel torzítást fog szenvedni. Kritikus feladat az optimális
jel-zaj viszony eléréséhez a DAC paramétereinek megválasztása, mint például a vágási szint, a
bitfelbontás és a váltási szintek [K5]. Ebben a téziscsoportban az FBMC jelekhez optimális DAC
paraméterek meghatározását tűztem ki célul.

IV.1. altézis.: Egyenletes kvantálású DAC optimalizálása FBMC jelekre

FBMC jelek esetén zárt alakban meghatároztam egyenletes kvantálót alkalmazó DAC esetére
a kimeneten elérhető jel-zaj-torzítás viszonyt (SDQR – Signal-to-noise and distortion ratio) a
vágási arány és a bitfelbontás függvényében [K5]:

$$\text{SDQR} = 10 \log_{10} \left(\frac{\alpha^2}{1 - \sqrt{\frac{2}{\pi}} \gamma e^{-\frac{\gamma^2}{2}} - (1 - \gamma^2)(1 - \alpha) - \alpha^2 + \frac{\gamma^2}{3 \cdot 2^{2f_b}}} \right), \quad (2)$$

ahol γ a vágási szint, f_b a bitfelbontás, illetve $\alpha = \text{erf}\left(\frac{\gamma}{\sqrt{2}}\right)$.



14. ábra. SDQR a vágási arány és különböző bitfelbontások mellett.

Egyenletes kvantáló esetén optimális értéket adtam meg, adott bitszám esetén, a vágási tor-
zítás megválasztására, amellyel a maximális SDQR érhető el [F8]:

$$\gamma_{\text{opt}}[\text{dB}] = 20 \log_{10} \gamma_{\text{opt}} \approx 0.979 + 12.074 \log_{10} f_b. \quad (3)$$

$$\text{SDQR}_{\text{max}}[\text{dB}] = 10 \log_{10} \text{SDQR}_{\text{max}} \approx 5.45 f_b - 3.008. \quad (4)$$

IV.2. altézis.: SDQR javítása nem egyenletes kvantálókcal

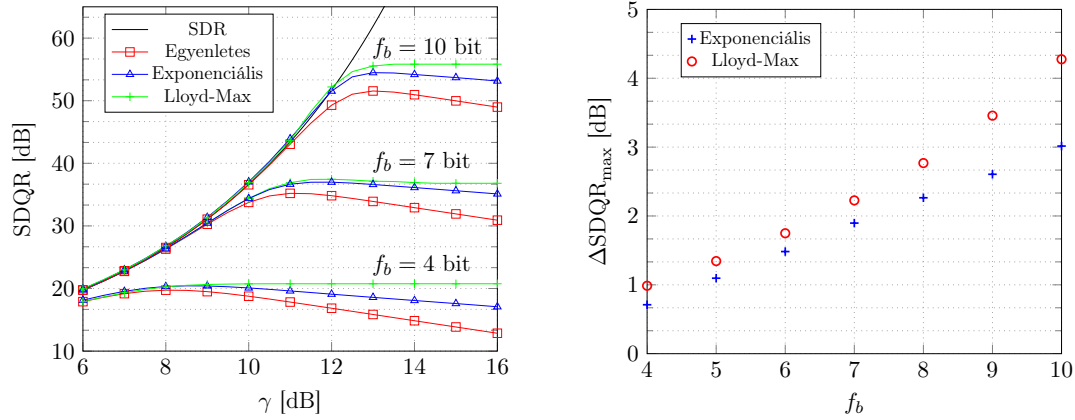
Az SDQR további javítását nem egyenletes kvantálás segítségével is megmutattam. Adtam egy
szuboptimális megoldást exponenciális kvantáló használatára, amellyel az SDQR tovább javít-

ható az egyenletes kvantáléhoz képest [F8]:

$$A_{\text{out}} = \text{sign}(D) \frac{A_{\text{FSR}}}{e^{0.5(D_{\text{max}}-1)}} e^{0.5(D-1)}, \quad (5)$$

ahol A_{FSR} a kimeneti értéktartomány, D a bemeneti bináris kódszó, D_{max} a legnagyobb megadható bináris kódszó.

Adtam egy felső határt az optimális Lloyd-Max kvantáló használatával [F8]. Az eredmények általánosíthatók más többvívős modulációkra, például az OFDM-re is.



(a) Szimulált SDQR különböző típusú kvantálókhoz a γ és f_b függvényében.

(b) SDQR nyereség az exponenciális és Lloyd-Max kvantáló esetén.

15. ábra. SDQR függvény és SDQR nyereség.

4. Tézispontokhoz kapcsolódó tudományos közlemények

4.1.. Folyóiratcikkek

- [F1] Zs. Kollár and H. Al-Amaireh. FBMC transmitters with reduced complexity. *Radioengineering*, 27(4):1147–1154, Dec. 2018. IF: 1.048, Független hivatkozások száma: 14
- [F2] Monther Alrwashdeh and Zsolt Kollár. Analysis of quantization noise in FBMC transmitters. *Digital Signal Processing*, 131:103760, 2022. IF: 2.9, Független hivatkozások száma: 4
- [F3] H. Al-Amaireh and Zs. Kollár. Optimization of hopping DFT for FS-FBMC receivers. *Signal Processing*, 182:107983, 2021. IF: 4.279, Független hivatkozások száma: 6
- [F4] H. Al-Amaireh and Zs. Kollár. Low complexity PPN-FBMC receivers with improved sliding window equalizers. *Physical Communication*, 54:101795, 2022. IF: 2.379, Független hivatkozások száma: 3
- [F5] Monther Alrwashdeh, Balázs Czifra, and Zsolt Kollár. Analysis of quantization noise in fixed-point HDFT algorithms. *IEEE Signal Processing Letters*, 31:756–760, 2024. IF: 3.9, Független hivatkozások száma: 3
- [F6] Zs. Kollár, L. Varga, B. Horváth, P. Bakki, and J. Bitó. Evaluation of clipping based iterative PAPR reduction techniques for FBMC systems. *Scientific World Journal*, 2014:841680, 2014. Független hivatkozások száma: 42
- [F7] Zs. Kollár, J. Gazda, P. Horváth, L. Varga, and D. Kocur. Iterative signal reconstruction of deliberately clipped SMT signals. *Science China Information Sciences*, 57:1–13, 2014. IF: 0.85, Független hivatkozások száma: 3
- [F8] Zs. Kollár. Investigation of the effects of digital-to-analog converters on OFDM-based modulations with gaussian signal distribution. *Physical Communication*, pages 1–8, 2025. IF: 2.2, Bírálólat alatt, átdolgozás után ismét benyújtva

4.2.. Konferenciatickek

- [K1] L. Varga and Zs. Kollár. Low complexity FBMC transceiver for FPGA implementation. In *2013 23rd International Conference Radioelektronika (RADIOELEKTRONIKA)*, pages 219–223. IEEE, 2013. Független hivatkozások száma: 16
- [K2] H. Al-Amaireh and Zs. Kollár. Complexity comparison of filter bank multicarrier transmitter schemes. In *2018 11th International Symposium on Communication Systems, Networks Digital Signal Processing (CSNDSP)*, pages 1–4, July 2018. Független hivatkozások száma: 9
- [K3] H. Al-Amaireh and Zs. Kollár. Reducing the complexity of FS-FBMC receivers using hopping DFT. In *2019 29th International Conference Radioelektronika (RADIOELEKTRONIKA)*, pages 1–5, 2019. Független hivatkozások száma: 4
- [K4] M. Alrwashdeh and Zs. Kollár. Analysis of fixed-point quantization noise in multicarrier transmitter schemes. In *2022 32nd International Conference Radioelektronika (RADIOELEKTRONIKA)*, pages 1–5, 2022
- [K5] Zs. Kollár, M. Alrwashdeh, and L. László. Performance analysis of FBMC signals in the presence of DACs with limited range and resolution. In *2024 34th International Conference Radioelektronika (RADIOELEKTRONIKA)*, pages 1–5, 2024

5. Az eredmények hasznosíthatósága és hatása

Annak érdekében, hogy az FBMC rendszer tényleges alternatíva legyen az OFDM rendszereknek a jövő kommunikációs rendszereiben és szabványaiban, számos szempontból szükséges optimalizálni és új módszereket, jelfeldolgozási lépéseket kidolgozni, amelyekkel vonzóbbá tehetőek.

A korábbi fejezetekben bemutatott eredmények az alábbi területeken segíthetik az FBMC moduláció elterjedését:

- Csökkentett műveletigényű FBMC modulációs adóstruktúrát dolgoztam ki, amely kedvezőbb tulajdonságokkal bír, mint a konvencionális FBMC adók. A kidolgozott módszerrel az OFDM modulátorok könnyen átkonfigurálhatóak FBMC modulátorokra. Megmutattam, hogy a bitfelbontás hogyan befolyásolja a modulátorok kimenetén a jel-zaj viszonyt, amely gyors és hatékony tervezést tesz lehetővé. A zárt alakos formula segítségével a hardveres implementáció hibája (Mikrovezérlő, FPGA) előre meghatározható, így a tervezés, rendszerszimuláció gyorsabban elvégezhető.
- Az adóstruktúrákhoz hasonlóan hatékony FBMC demodulációs vevőstruktúrákat dolgoztam ki, amelyek segítségével a demodulálás csökkentett számításigénnyel elvégezhető.
- A kommunikációs rendszerekben a vevőoldalon alkalmazott csúszóablakos csatornakiegyenlítési eljárásához javasoltam két módosítást, amelyek segítségével a számítási komplexitás és a kiegyenlítés hatékonysága is javítható.
- Továbbfejlesztettem az FBMC adókban használható vágásalapú csúcstényező-csökkentési módszereket. Megmutattam, hogy lágy dekódolás mellett kemény dekódolással is elérhető kódolási nyereség. A javasolt FBMC adó és vevőstruktúrák alkalmazásával pedig tovább csökkenthető azok számításigénye.
- FBMC rendszerek esetén alkalmazott analóg-digitális konverterekhez megadtam optimális paramétereket, amelyekkel maximalizálható az SDQR a kimeneten. Megadtam különböző egyenletes és nem egyenletes kvantálók esetére az optimális vágási arányt adott bitfelbontás mellett. Ezzel az adóban alkalmazott DAC optimális paraméterekkel működtethető, amivel maximalizálható a rendszer teljesítőképessége. A bemutatott eredmények alapján a rendszertervezés során a megfelelő DAC hatékonyan kiválasztható a szükséges rendszerszintű elvárások alapján.

6. Hivatkozott irodalom

- [1] K. David, A. Al-Dulaimi, H. Haas, and R. Q. Hu. 6G networks: Is this an evolution or a revolution? *IEEE Vehicular Technology Magazine*, 16(4):14–15, 2021
- [2] Y. Yuan, Y. Zhao, B. Zong, and S. Parolari. Potential key technologies for 6G mobile communications. *Science China Information Sciences*, 63(8):183301, 2020
- [3] F. Conceição, M. Gomes, V. Silva, R. Dinis, A. Silva, and D. Castanheira. A survey of candidate waveforms for beyond 5G systems. *Electronics*, 10(1), 2021
- [4] A. Aminjavaheri, A. Farhang, L. E. Doyle, and B. Farhang-Boroujeny. Prototype filter design for FBMC in massive MIMO channels. In *2017 IEEE International Conference on Communications (ICC)*, pages 1–6, 2017
- [5] M. Bellanger. FS-FBMC: An alternative scheme for filter bank based multicarrier transmission. In *2012 5th International Symposium on Communications, Control and Signal Processing*, pages 1–4, 2012
- [6] M. Bellanger, D. Le Ruyet, D. Roviras, M. Terré, J. Nossek, L. Baltar, Q. Bai, D. Waldhauser, M. Renfors, T. Ihalainen, et al. FBMC physical layer: a primer. *PHYDYAS Project*, 2010
- [7] B. Widrow and I. Kollár. *Quantization Noise: Roundoff Error in Digital Computation, Signal Processing, Control, and Communications*. Cambridge University Press, Cambridge, UK, 2008
- [8] J. Li, E. Bala, and R. Yang. Sliding window-frequency domain equalization for multi-mode communication systems. In *2013 IEEE Long Island Systems, Applications and Technology Conference (LISAT)*, pages 1–6. IEEE, 2013
- [9] D. Griffin and J. Lim. Signal estimation from modified short-time Fourier transform. *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, 32(2):236–243, 1984
- [10] Zs. Kollár, L. Varga, and K. Czimer. Clipping-based iterative PAPR-reduction techniques for FBMC. In *OFDM 2012; 17th International OFDM Workshop 2012 (InOWo'12)*, pages 1–7, 2012
- [11] Y. Zhou and T. Jiang. A novel clipping integrated into ACE for PAPR reduction in OFDM systems. In *2009 International Conference on Wireless Communications & Signal Processing*, pages 1–4, 2009
- [12] Zs. Kollár and P. Horváth. PAPR reduction of FBMC by clipping and its iterative compensation. *Journal of Computer Networks and Communications*, 2012:382736, 2012