



M Ű E G Y E T E M 1 7 8 2

Budapesti Műszaki és Gazdaságtudományi Egyetem
Szélessávú Hírközlés és Villamosságtan Tanszék

Közeltéri sugárzott teljesítmény vizsgálata: modellezés, hitelesítés és csökkentési módszerek

Tézisfüzet

Horváth Bálint Péter

Témavezető:
Dr. Horváth Péter

Budapest, 2018

Bevezető

A forgalomba kerülő elektronikai eszközöknek számos szabványnak meg kell felelniük, hogy biztosan ne okozzanak károsodást a környezetükben. Az általánosnak mondható EMC (electromágneses kompatibilitás) és EMI (elektromágneses interferencia) bevizsgáláson túl a hordozható vezeték nélküli eszközöknek (PND) a specifikus elnyelési tényezőre (SAR) vonatkozó követelményeknek is meg kell felelniük. (A disszertációban a PND kifejezés vonatkozik bármely kézi, hordozható vagy viselhető vezeték nélküli kommunikációs eszközre, amely az emberi test közvetlen környezetében működik.) A PND-kre vonatkozó nemzetközi szabványok közül az IEEE C95 [1] és az IEC 61000 [2] az EMC/EMI-re vonatkozik, a nem-ionizáló sugárzásra az ICNIRP [3] ad előírásokat, míg a SAR tekintetében az IEEE 1528 [4] és az IEC CISPR 16 [5] mérvadóak. Ezen szabványok részletes leírást adnak az eszközök megfelelőségét biztosító mérési eljárásokról. Ahogy a PND-k és a rajtuk lévő antennák száma, valamint a vezeték nélküli kommunikációra használt frekvencia növekszik, úgy válnak az eszközök megfelelőségét igazoló mérések egyre bonyolultabbá és költségesebbé. A magasabb frekvenciákon a SAR értékének meghatározása is problémás. Ennek fő okai, hogy a SAR meghatározásra használt elektromos térerősség szondák mérete összemérhetővé válik a hullámhosszal, illetve a skin-hatás miatt a szabványos SAR mérések elvégzése korlátokba ütközik.

A probléma egy újszerű megközelítése az egyes mérési eljárások helyettesítése numerikus elektromágneses térszámítással. Ezt a megoldást helyezi előtérbe az IEC és az IEEE által kidolgozásra került szabvány is, amely az FDTD (időtartománybeli véges differenciák módszere) és a FE (végelem módszer) módszerekre épülő elektromágneses szimulációk alapján javasolja a megfelelőségi vizsgálatok elvégzését [6] [7]. Ugyanakkor fontos látni, hogy a PND-k általában igen összetett felépítésűek, az alkotóelemeik nagysága pedig gyakran szélsőséges méretarányokkal bír. Emiatt a elektromágneses szimuláció elvégzéséhez elengedhetetlen az eszközök numerikus modelljének hitelesítése [8]. A hitelesítési eljárással garantálható, hogy az eszköz számítógépes modellje (mely gyakran tervezés során előáll) jól leírja a valóságos eszköz viselkedését.

A PND-k által kibocsátott (és az emberi testben elnyelődő) teljesítmény nagyban függ a vezeték nélküli kommunikációhoz használt hullámformától is. A többvívós modulációs eljárások számos előnyük miatt, úgy mint magas adatsebesség, többutas terjedésre való érzéketlenség, spektrális hatékonyság, stb., egyre elterjedtebbek a vezeték nélküli kommunikációs szabványokban (WiFi, LTE, DVB-T2, HSDPA, stb.). Bár napjainkban az OFDM (ortogonális frekvenciaosztásos nyalábolás) alkalmazása gyakori, a következő generációs mobil kommunikáció (5G) és a kognitív rádiós eszközök számára több alternatíva is létezik [9] [10] [11]. Ezen többvívós eljárásoknak előnyei és hátrányai modulációfüggőek, ugyanakkor egy közös hátrányuk a magas PAPR (csúcstényező).

A magas csúcstényező következtében nagy pillanatnyi teljesítményingadozás következhet be a jelben, amely megakadályozza a teljesítményerősítők hatékony ki-

használatát. Elterjedtségének köszönhetően, számos megoldás létezik az OFDM jelek csúcstényező-csökkentésére [12] [13]. Bizonyos szabványok, pl. a DVB-T2 már alkalmaznak is ezek közül néhányat [14]. Mindazonáltal az 5G fizikai rétegének meghatározása szempontjából igen fontos szerepet játszik a csúcstényező, illetve annak csökkentési lehetőségei.

A kutatás célkitűzései

Az egyik alapvető cél a disszertációmban egy újszerű módszer kidolgozása a vezeték nélküli eszközök modelljének numerikus validációjára, mely alternatívája lehet az elektromos térerősség mérésén alapuló eljárásnak. Minthogy a rádiófrekvenciás eszközök numerikus modelljének validációjára kidolgozott módszerek még kezdeti fázisban vannak, az új eljárásnak összehasonlíthatónak kell lennie a legerjedtebb, elektromos térerősségen alapuló technikával. Az elektromos térerősség hitelesítése a szimuláció és mérés pontbeli értékeinek összevetésén alapszik, ezért célszerű, ha a javasolt módszer is ilyen módon összehasonlítható.

Hatékony, valós időben alkalmazható csúcstényező-csökkentő eljárásokra állandó igény mutatkozik. A téma népszerűsége miatt alapjaiban újszerű módszer kifejlesztése egyre kevésbé valószínű. Ugyanakkor létező eljárások módosítása révén is elérhető számottevő javulás. Disszertációmban javaslatot teszek az alvívok lefoglalásán alapuló csúcstényező-csökkentő eljárások változtatására OFDM rendszerekben, melynek segítségével növelhető azok hatékonysága.

Az FBMC rendszerekben elérhető csúcstényező-csökkentés mértékének meghatározására jelenleg is folynak kutatások. Vitatott, hogy elérhető-e az FBMC rendszerekben más többvívós rendszerekhez hasonló mértékű csúcstényező-csökkentés. Ennek fő oka, hogy míg a legtöbb többvívós eljárásban a szimbólumok függetlenek egymástól, addig az FBMC modulációra jellemző a szándékos szimbólumközi áthallás. Ezért disszertációm céljai között szerepel megmutatni, hogy FBMC rendszerekben bizonyos csúcstényező-csökkentő eljárások esetén mekkora az elméletileg elérhető csökkentés alsó határa.

Az alkalmazott vizsgálati módszerek

Kutatásom során analitikus és szimulációs módszereket egyaránt használtam. Ahol lehetséges, a probléma megfogalmazását analitikus módon tettem meg. A módszerek igazolását legtöbb esetben szimulációkkal, egyes esetekben mérési eredményekkel is alátámasztottam.

A numerikus modellek validációja esetén analitikus módon igazoltam a módszer ekvivalenciáját az elektromos térerősségen alapuló technikával. Az eljárás alapjául szolgáló impedanciaváltozás képletét numerikus térszámítási eredmények és hálózatanalizátorral végzett mérés összevetésével igazoltam.

Az \vec{E}^2 mező visszaállítására szolgáló módszert a Born-féle közelítést alkalmazva,

analitikus módon vezettem le, majd az alkalmazhatóságát numerikus szimulációkkal igazoltam. A numerikus eredményeket elektromágneses térszámító szoftver segítségével állítottam elő, a dekonvolúciót és regularizációt végző program saját fejlesztésű.

A csúcstényező-csökkentés problémájának felírása OFDM és FBMC moduláció esetén is konvex optimalizálási feladatra vezethető vissza. Az csúcstényező optimalizálás elvégzéséhez egy saját programot fejlesztettem, amely felhasználja a MOSEK 7 [15] optimalizációs csomagot. A csomagot kizárólag a kvadratikusan határolt kvadratikus program (QCQP) megoldására használom, a program többi része saját fejlesztésű.

Az OFDM rendszerekhez javasolt, alvívok lefoglalásán alapuló csúcstényező-csökkentő eljárást megvalósító szimuláció szintén saját fejlesztésű program.

Új tudományos eredmények

1. tézis: Vezeték nélküli eszközök numerikus modelljének hitelesítése [S1][S2]

Az eszközök numerikus modelljének hitelesítése valamely olyan mennyiségen alapul, mely kiszámolható elektromos térszámító eszközökkel, illetve a valóságban is megmérhető. A jelenleg elterjedt módszerek az elektromos térerősséget veszik az igazolás alapjául. Disszertációmban bemutatok egy impedanciaváltozáson alapuló módszert. Ennek bemutatásához vegyük az 1. ábrán látható két elrendezést. Az 1-es és 2-es alsó indexek jelölik az adott elrendezéshez tartozó elektromos \vec{E} és mágneses \vec{H} térerősséget, továbbá az anyagparamétereket.

A sugárzó elem mindkét esetben lineáris közegbe van ágyazva. A legtöbb esetben a sugárzó elem egy antenna, így az egyszerűség kedvéért a továbbiakban így hivatkozom rá.

A vizsgált Ω_0 térrész külső pereme távol helyezkedik el attól a tartománytól, amelyet a vákuum permittivitásától (ϵ_0) és permeabilitásától (μ_0) eltérő anyagjellemzőjű anyag tölt ki. Másként megfogalmazva, az Ω_0 tartomány kellően belenyúlik a szabad térbe. Az antenna fémből készült részei nem tartoznak az Ω_0 tartományba, a fémes komponensek felületét Γ_a jelölik. Γ_a egy elektromos falat alkot (itt az \vec{E} tangenciális komponense zérus), mivel az antenna fémes részei tökéletes vezetőként (PEC) modellezhetőek. Az Ω_0 tartomány külső – nem az antenna fémes részeivel határos – felületét Γ_0 jelöli.

Az antennát egy I_0 beiktatott áramszál táplálja, amely az antenna P_1 és P_2 pólusai között folyik. Ez az antenna egyfajta koncentrált táplálásának tekinthető. A tápláló áramszálra rázsugorodó Ω_p -vel jelölt tartomány – a numerikus szimulációk során gyakran alkalmazott – koncentrált paraméterű egykapunak tekinthető.

A két elrendezés teljesen egyforma, két különbség kivételével: (i) a táplálási áram különböző I_1 és I_2 , (ii) Ω_d tartományt kitöltő anyagparaméterek különböznek a két

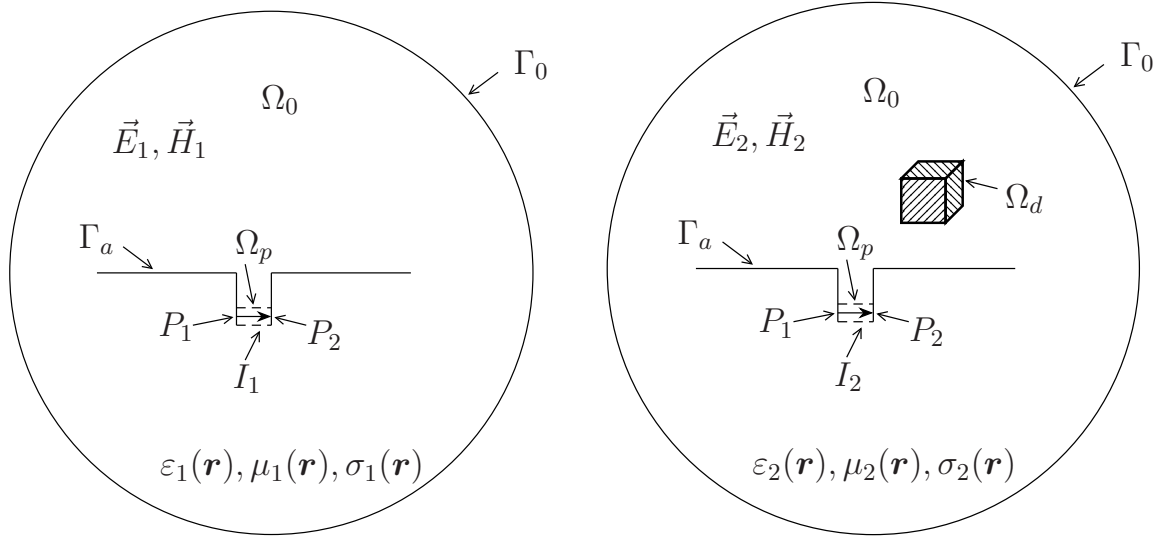
konfiguráció esetében, azaz

$$\begin{aligned} \varepsilon_2(\mathbf{r}) &= \varepsilon_1(\mathbf{r}), & \mu_2(\mathbf{r}) &= \mu_1(\mathbf{r}), & \sigma_2(\mathbf{r}) &= \sigma_1(\mathbf{r}), & \mathbf{r} &\notin \Omega_d, \\ \varepsilon_2(\mathbf{r}) &\neq \varepsilon_1(\mathbf{r}), & \mu_2(\mathbf{r}) &\neq \mu_1(\mathbf{r}), & \sigma_2(\mathbf{r}) &\neq \sigma_1(\mathbf{r}), & \mathbf{r} &\in \Omega_d. \end{aligned} \quad (1)$$

Az elrendezések vizsgálata alapján levezethető az alábbi összefüggés:

$$\Delta Z = -\frac{1}{I_1 I_2} \int_{\Omega_d} j\omega (\varepsilon_2 - \varepsilon_1) \vec{E}_1 \cdot \vec{E}_2 d\Omega. \quad (2)$$

A képlet alapján meghatározható az vizsgált eszköz antennájának közelterébe helyezett kontrollobjektum hatására létrejövő impedanciaváltozása.



(a) 1-es elrendezés (kontrollobjektum nélkül)

(b) 2-es elrendezés (kontrollobjektum jelenlétében)

1. ábra: A vizsgált elrendezések

Bizonyítottam, hogy az impedanciaváltozás meghatározásának pontossága egy konstans szorzóval arányos felső becslést ad az elektromos térerősség meghatározásának pontosságára. Következésképpen az impedanciaváltozás-alapú hitelesítés ekvivalens az elektromos térerősségen alapuló hitelesítéssel.

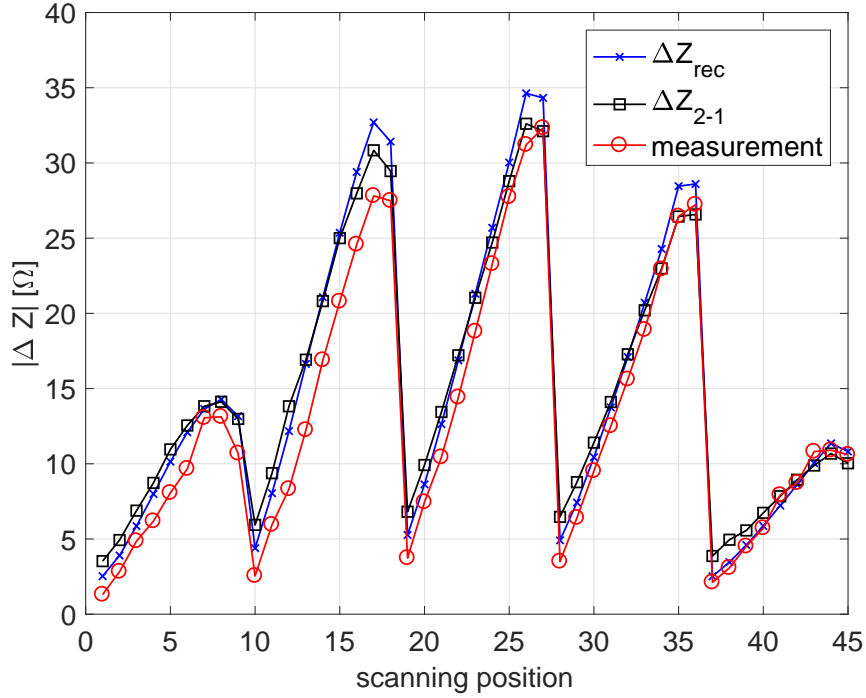
- Kísérleti úton bizonyítottam, hogy az impedanciaváltozást kifejező képlet helytálló. Ezt igazolja, hogy az antenna közelterébe helyezett kontrollobjektum hatására létrejövő impedanciaváltozásnak mért és szimulációval számított eredményei összhangban állnak.
- Megmutattam, hogy a hordozható vezeték nélküli eszközök numerikus modellje hitelesíthető az antennájuk valamely egykapukarakterisztikájának változása alapján, amit a közelterébe helyezett kontroll objektum kelt.

Mivel a vezeték nélküli eszközök numerikus modelljének hitelesítését valamely mennyiség elektromágneses szimulációval kiszámított, valamint ugyanezen mennyiség mért értékének összehasonlításán alapul, ezért megvizsgáltam az impedanciaváltozásra 2 vonatkozó képlet gyakorlati alkalmazhatóságát. Ehhez egy 1 GHz-es nyomtatott invertált F antennát (PIFA) terveztem és gyártattam. A vizsgálat során egy $\varepsilon = 3$ dielektromos állandójú 13 mm élhosszúságú kockát (kontrollobjektum) helyzettem az antenna közelterébe, egy 45 pontból álló letapogatási rács különböző pontjaiba. A fent leírt elrendezéseket két különböző térszámítási módszerrel szimuláltam, és kiszámítottam a 2-es egyenlet jobb, illetve bal oldalát. A méréseket hálózatanalizátorral végeztem, amellyel az antenna bemeneti impedanciáját mértem. A vizsgálat további részletei a disszertációban olvashatóak. A térszámítással és méréssel meghatározott impedanciaváltozás eredményei a 2. ábrán láthatóak. ΔZ_{rec} és ΔZ_{2-1} jelöli a térszámítással az egyenlet jobb, illetve bal oldalának kiértékelését. Az ábra alapján megállapítható, hogy a mérési és szimulációs eredmények összhangban vannak, az impedanciaváltozás képlete alkalmazható.

A vizsgált eszköz numerikus modelljének hitelesítéséhez az impedanciaváltozás relatív hibájának kisebbnek kell lennie egy előre meghatározott δ küszöbértéknél, vagyis

$$\left| \Delta Z' - \widehat{\Delta Z}' \right| < \delta, \quad (3)$$

ahol az impedanciaváltozás normalizált értékei $\Delta Z' = \Delta Z / |Z_1|$ és $\widehat{\Delta Z}' = \widehat{\Delta Z} / |Z_1|$, valamint Z_1 a bemeneti impedancia értéke a kontrollobjektum nélküli esetben. A továbbiakban a kalappal a pontos, míg kalap nélkül a szimulációval (numerikus térszámítás révén) előállított értékeket jelölöm. Az elektromos térerősség hibáját,



2. ábra: 1 GHz-es PIFA antenna szimulált és mért impedanciaváltozását kontrollobjektum hatására

illetve annak normalizált értékét definiálja

$$\vec{e}_1 = \vec{E}_1 - \widehat{E}_1, \quad \vec{e}_2 = \vec{E}_2 - \widehat{E}_2, \quad (4)$$

$$\vec{e}'_1 = \frac{\vec{e}_1}{E_W} \quad \text{és} \quad \widehat{E}'_2 = \frac{\widehat{E}_2}{E_W}, \quad (5)$$

ahol a normalizáló tényező

$$E_W^2 = \frac{1}{\Omega_d} \int_{\Omega_d} \vec{E}_1 \cdot \vec{E}_1^* d\nu \quad (6)$$

A disszertációban részletezett levezetés alapján az alábbi összefüggést kapjuk:

$$\left| \frac{1}{\Omega_d} \int_{\Omega_d} \vec{e}'_1 \cdot \widehat{E}'_2 d\nu \right| < \frac{P_A}{\Delta Q_{\Omega_d}} \delta, \quad (7)$$

ahol $P_A = \frac{1}{2} I^2 |Z_1|$ a komplex bemeneti teljesítmény abszolútértéke, és $\Delta Q_{\Omega_d} = \omega |\varepsilon_2 - \varepsilon_1| E_W^2 \Omega_d$ egy normalizáló tényező, mely a kontrollobjektum hatására létrejövő meddő teljesítményváltozás nulladrendű közelítése a kontrollobjektumban.

Látható, hogy (7)-ben az \vec{e}'_1 relatív hibát a folytonos és korlátos \widehat{E}'_2 függvénnyel vizsgáljuk. Így (7) alapján kijelenthető, hogy a térerősség hibája felülről korlátos a δ küszöbérték és a $P_A/\Delta Q_{\Omega_d}$ konstans szorzata által. Mivel (3)-ben az impedanciaváltozás hibáját is δ korlátozza, ezért 7 kifejezi, hogy az impedanciaváltozás és az elektromos térerősség mérése révén végzett hitelesítés egyenértékű.

2. tézis: Az \vec{E}^2 mező rekonstrukciója impedanciaváltozás értékekből [S3]

Az 1. tézisben megmutattam, hogy a javasolt, impedanciaváltozás-alapú numerikus hitelesítési módszer egyenértékű az elektromos térerősségen alapuló eljárásokkal. Ugyanakkor látható, hogy míg az impedanciaváltozás egy integrális mennyiség, addig az elektromos térerősség pontszerű érték. Az validációs eljárások összevethetőségét elősegítendő, célszerű volna, ha az impedanciaváltozás-alapú módszer visszavezethető lenne pontszerű értékekre. A 2. tézisben bemutatott módszer segítségével az impedanciaváltozás értékekből visszaállítható a \vec{E}^2 mező, mely eleget tesz a fenti követelménynek.

Megmutattam, hogy egy antenna közeltéri \vec{E}^2 mezeje visszaállítható a letapogatási rács pontjaiba helyezett kontrollobjektum által keltett impedanciaváltozás-értékekből, amennyiben a Born-féle közelítés alkalmazható az impedanciaváltozás képletében.

- Numerikus számításokkal igazoltam az \vec{E}^2 mező visszaállításának módszerét két antenna példáján keresztül.
- Megmutattam, hogy a dekonvolúció révén visszaállított \vec{E}^2 mező hibája jelentősen csökkenthető, amennyiben a konvolúciós mátrixot regularizáljuk (pl. csonkolással vagy Tyihonov-féle regularizációval)

Az elsőrendű Born-féle közelítés (BA) alkalmazásával a (2)-ben \vec{E}_2 közelíthető \vec{E}_1 -ha amennyiben az 1. tézisben ismertetett 1. és 2. elrendezésben az Ω_d térfogatban közel azonos az anyag permittivitása. A közelítés alkalmazásával felírható összefüggés

$$\Delta Z \approx -\frac{1}{I_1 I_2} \int_{\Omega_d} j\omega (\varepsilon_2 - \varepsilon_1) \vec{E}_1 \cdot \vec{E}_1 d\Omega. \quad (8)$$

A kifejezés kiterjeszthető tetszőleges \mathbf{r}_d kontrollobjektum-pozícióra az alábbi módon:

$$\Delta Z(\mathbf{r}_d) = -\frac{j\omega}{I^2} (\varepsilon_2 - \varepsilon_1) \int_{\Omega_0} p(\mathbf{r}_d - \mathbf{r}) \vec{E}_1^2(\mathbf{r}) d\mathbf{r}. \quad (9)$$

Észrevehető, hogy (9) egy konvolúciós integrál, ahol a kontrollobjektum határozza meg $p(\mathbf{r})$ -et, a konvolúció magját.

Definiáljuk a

$$E_{1,s}^2(x, y) = \frac{1}{H} \int_{z=z_0}^{z_0+H} \vec{E}_1^2(x, y, z) dz \quad (10)$$

mennyiséget, ahol z_0 a kontrollobjektum és a vizsgált eszköz távolsága, H pedig a kontrollobjektum magassága. Ezt felhasználva a 2D-s konvolúció elvégezhető egy

tetszőleges $x - y$ síkon:

$$\Delta Z(x_s, y_s) = -\frac{j\omega}{I^2} (\varepsilon_2 - \varepsilon_1) \int_{x=-\infty}^{\infty} \int_{y=-\infty}^{\infty} P(x_s - x, y_s - y) E_{1,s}^2(x, y) dx dy, \quad (11)$$

A disszertációban ismertetett lépések alapján a mennyiségek diszkrétizált értékeire a konvolúció és dekonvolúció felírható egyszerű mátrixműveletekkel:

$$\mathbf{z}_B = C \hat{\mathbf{P}} \mathbf{e}, \quad (12)$$

$$\text{és} \quad \mathbf{e} = \frac{1}{C} \mathbf{z}_B \hat{\mathbf{P}}^{-1}, \quad (13)$$

ahol $C = -\frac{j\omega}{I^2 NM} (\varepsilon_2 - \varepsilon_1)$, $\hat{\mathbf{P}}$ tartalmazza $\hat{P}(n, m)$ értékeit, amely a konvolúciós mag diszkrétizált értékei, \mathbf{e} és \mathbf{z}_B vektorok, melyek $E_{1,s}^2(n, m)$ és $\Delta Z(n, m)$ diszkrétizált értékeit tartalmazzák. Látható, hogy (12) valójában (9) felírása, diszkrétizált értékek esetén.

Belátható, hogy a dekonvolúció révén megkapjuk a visszaillesztett $E_1^2(n, m)$ mezőt az impedanciaváltozás értékeiből. A rekonstrukció pontossága az alábbi hibamértékekkel jellemezhető:

$$\text{MSE}_{\text{mean}} = 100 \frac{\text{mean} \left\{ \left| \hat{E}_{1,s}^2(n, m) - \hat{E}_{1,r}^2(n, m) \right|^2 \right\}}{\text{mean} \left\{ \left| \hat{E}_{1,s}^2(n, m) \right|^2 \right\}} [\%], \quad (14)$$

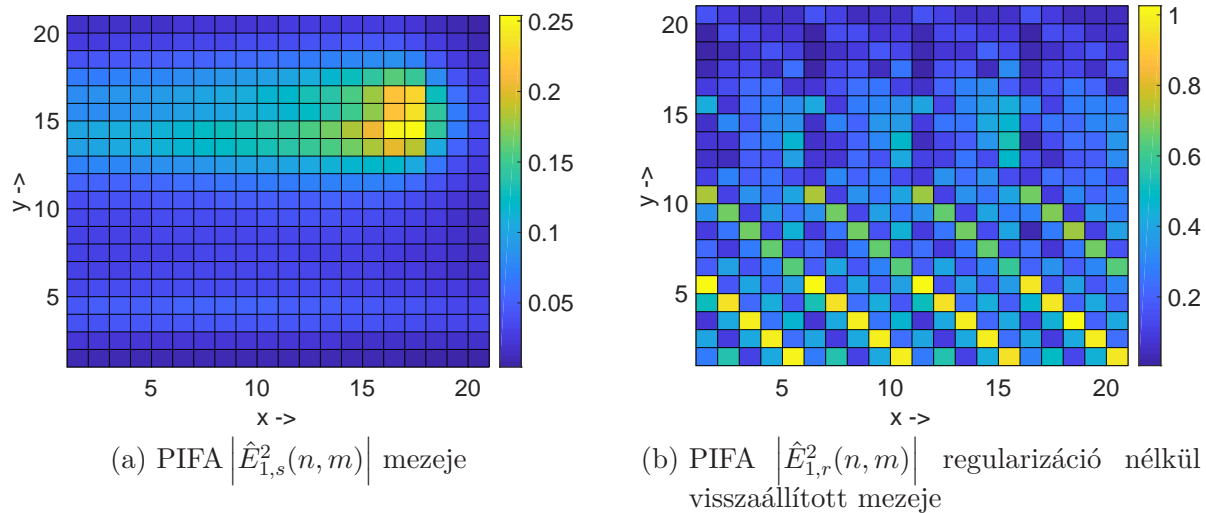
$$\text{MSE}_{\text{max}} = 100 \frac{\text{mean} \left\{ \left| \hat{E}_{1,s}^2(n, m) - \hat{E}_{1,r}^2(n, m) \right|^2 \right\}}{\max \left\{ \left| \hat{E}_{1,s}^2(n, m) \right|^2 \right\}} [\%], \quad (15)$$

ahol $\hat{E}_{1,s}^2(n, m)$ egy elektromágneses térszámítással kiszámolt térerősség-értékekből (10) alapján számítható, míg $\hat{E}_{1,r}^2(n, m)$ a dekonvolúcióval az impedanciaváltozás értékeiből visszaállított mező.

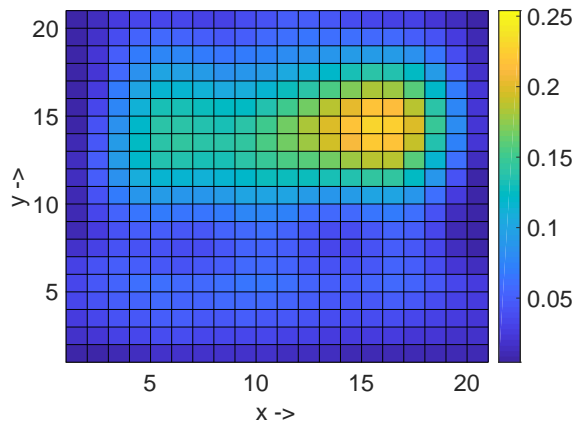
Disszertációmban bemutattam a dekonvolúció segítségével végzett visszaállítást két különböző antennatípusra, egy 1 GHz-es nyomtatott invertált F (PIFA) és egy 1.8 GHz-es nyomtatott monopól antennára. Az eredmények alapján látható, hogy a dekonvolúciót önmagában alkalmazva a mező visszaállítása megengedhetetlenül nagy hibát eredményez. Megmutattam, hogy a konvolúciós mátrixon numerikus regularizációt (csonkolás, vagy Tyihonov-féle regularizáció) alkalmazva a visszaállítás hibája jelentős mértékben csökkenthető. A PIFA antenna esetén visszaállítani kívánt eredeti mező a 3a. ábrán, míg a dekonvolúciót (regularizáció nélkül) alkalmazva a 3b. ábrán látható. A 4a. és 4b. ábrán a visszaállítás eredménye látható, amennyiben csonkolás vagy Tyihonov-féle regularizáció történik a konvolúciós mátrixon.

További előnye a regularizációnak, hogy a mező visszaállítását ellenállóvá teszi az impedanciaváltozást terhelő zajokkal szemben. Disszertációmban megvizsgáltam

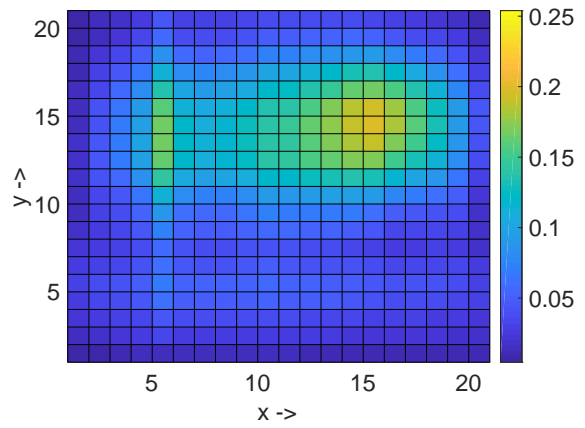
azt az esetet, amikor a \mathbf{z}_B impedanciaváltózás értékeit additív fehér Gauss-féle zaj terheli. A (15) és (14) alapján számolt hiba a \mathbf{z}_B -re vonatkozó jel-zaj viszony (SNR) függvényében a 5a. és 5b. ábrán látható a PIFA, illetve a monopól esetén.



3. ábra: 1 GHz-es PIFA eredeti és visszaállított mezeje

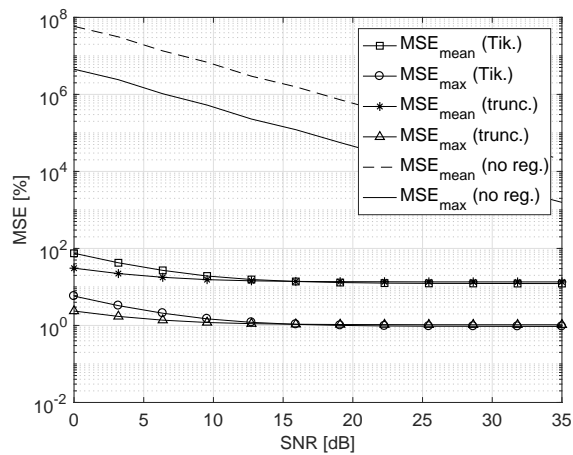


(a) Csonkolásos regularizációt alkalmazva, $\Delta \hat{Z}(n, m)$ -ből visszaállítva

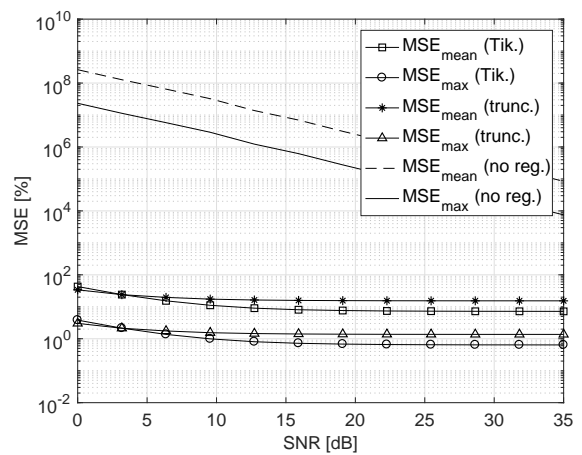


(b) Tyihonov-féle regularizációt alkalmazva, $\Delta \hat{Z}(n, m)$ -ből visszaállítva

4. ábra: PIFA visszaállított $\left| \hat{E}_{1,r}^2(n, m) \right|$ mezeje



(a) 1 GHz-es PIFA esetén



(b) 1.8 GHz-es monopól esetén

5. ábra: Visszaállítás hibája a jel-zaj viszony függvényében

3. tézis: Csúcstényező-csökkentés határai FBMC rendszerekben [S4][S5]

A csúcstényező-csökkentés többvívős rendszerekben felírható egy optimalizálási problémaként. Amennyiben egy optimalizálási problémáról belátható, hogy konvex, úgy van egyértelmű optimális megoldása. A különböző csúcstényező-csökkentési eljárások az optimalizálási feladat megszorításaiaként fogalmazhatóak meg. Az alábbiakban keressük a választ arra a kérdésre, hogy az FBMC moduláció esetén a szimbólumok közötti átlapolódás ellenére elérhető-e azonos mértékű csúcstényező-csökkentés mint OFDM rendszerekben.

Igazoltam, hogy az alvivők lefoglalásával (TR), konstelláció kiterjesztéssel (ACE), és azok közös használatából adódó csúcstényező-csökkentéssel hasonló mértékű javulás érhető el FBMC és OFDM moduláció esetén.

- Megalkottam egy QCQP optimalizálási feladatot a csúcstényező-csökkentésre FBMC és OFDM moduláció esetén. Kifejeztem az optimalizáció megkötéseit a TR, ACE, és közös használatuk esetén. A megalkotott probléma figyelembe veszi az FBMC jelek esetén megjelenő átlapolási tényezőt, mint paramétert.
- Megoldottam a QCQP optimalizálási problémát az FBMC és OFDM moduláció esetén is reprezentatívnak tekinthető konkrét esetekre. A csúcstényező komplementis eloszlásfüggvényei alapján kijelenthető, hogy a maximálisan elérhető csúcstényező-csökkentés hasonló mértékű mindkét modulációs séma esetén, ha a fent említett eljárások megkötéseit alkalmazzuk.

Jelölje \mathbf{x} a többvívős modulációval alkotott időtartománybeli OFDM vagy FBMC jelet. A csúcstényező kiszámítása egy OFDM szimbólumra

$$\text{PAPR}_1 = 10 \log_{10} \left(\frac{\max_{0 \leq k \leq NV-1} \{|x_k|^2\}}{\frac{1}{NV} \sum_{k=0}^{NV-1} |x_k|^2} \right), \quad (16)$$

ahol N az alvivők száma és V a túlmintavételezési arány. FBMC jel esetén a csúcstényező számítása a szimbólumok átlapolódása miatt

$$\text{PAPR}_2 = 10 \log_{10} \left(\frac{\max_{mNV \leq k \leq (m+1)NV-1} \{|x_k|^2\}}{\frac{1}{NV} \sum_{k=mNV}^{(m+1)NV-1} |x_k|^2} \right), \quad (17)$$

$$K \leq m \leq M - K - 1,$$

ahol K az átlapolódási tényező, és M az keretben lévő FBMC szimbólumok száma.

A modulált jelhez egy „korrekciós tagot” hozzáadva, és minimalizálva az így kapott komplex, túlmintavételezett alapsávi jel E pillanatnyi teljesítményét, felírhatjuk a csúcstényező-csökkentésére az alábbi optimalizációs feladatot:

$$\begin{aligned} & \text{minimize } E && \text{subject to} \\ & |x_k + y_k|^2 \leq E, \quad 0 \leq k \leq T - 1, \end{aligned} \quad (18)$$

ahol T egy keret hossza. A feladat szempontjából a különböző csúcstényező-csökkentő eljárások az \mathbf{y} -ra vonatkozó megkötésekben térnek el egymástól.

Legyen \mathbf{F}^{-1} az $NV \times N$ inverz diszkrét Fourier-transzformáció (IDFT) mátrixa. Ekkor az OFDM jel előállítása megfogalmazható mátrixműveletekkel $\mathbf{x} = \mathbf{F}^{-1}\mathbf{s}$ formájában, ahol \mathbf{s} jelöli a frekvenciatartománybeli modulációs szimbólumokat. Ezzel a jelölésrendszerrel felírható az optimalizációs probléma [16] alapján:

$$\begin{aligned} & \text{minimize } E \\ & \text{subject to} \\ & [\mathbf{x} \quad \mathbf{F}^{-1}] \begin{bmatrix} \mathbf{1} \\ \mathbf{t} \end{bmatrix} = \mathbf{a} \\ & E \geq |a_k|^2, \end{aligned} \quad (19)$$

ahol \mathbf{a} egy segédváltozó, melyen keresztül kifejezhető a jel pillanatnyi amplitúdója. Így a jel pillanatnyi teljesítménye $|a_k|^2$ felülről korlátozható, és ezáltal minimalizálható E -n keresztül.

A disszertációmban levezettem az FBMC jel szintézisét, hogy az OFDM-re felírt problémához hasonló alakot kapjak. A levezetés eredményeként az FBMC jel előállítása

$$\mathbf{x} = \mathbf{H}_{F1}\mathbf{t}_{re} + \mathbf{H}_{F2}\mathbf{t}_{im}, \quad (20)$$

ahol $\mathbf{t} = \mathbf{t}_{re} + j\mathbf{t}_{im}$ jelöli a frekvenciatartománybeli szimbólumokat egy teljes, M szomszédos szimbólumból álló keretre, illetve \mathbf{H}_{F1} és \mathbf{H}_{F2} a szintézist megvalósító speciálisan kialakított mátrixok. Az FBMC-re felírható csúcstényező-csökkentési probléma ezáltal a következő

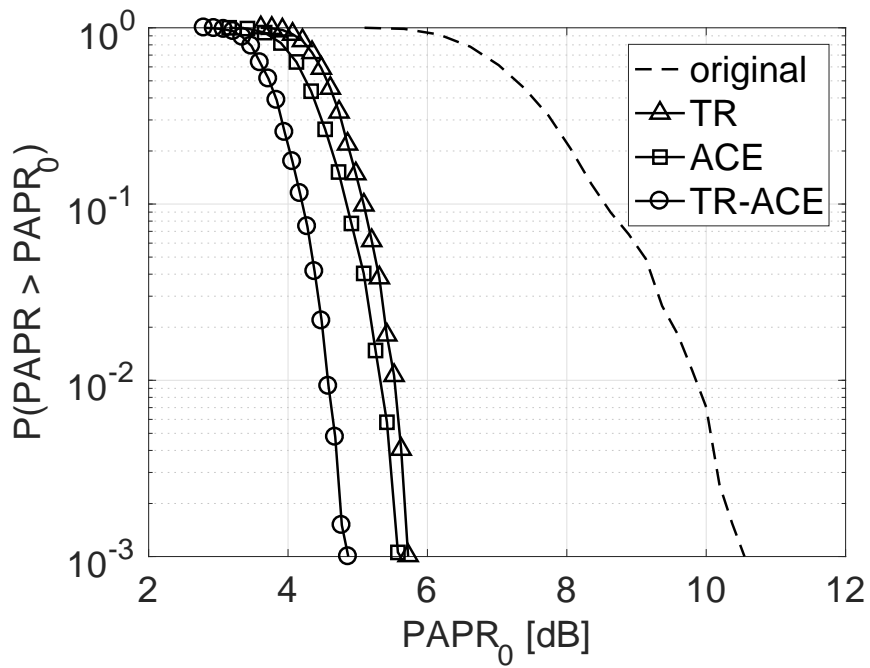
$$\begin{aligned} & \text{minimize } E \\ & \text{subject to} \\ & [\mathbf{x} \quad \mathbf{H}_{F1} \quad \mathbf{H}_{F2}] \begin{bmatrix} \mathbf{1} \\ \mathbf{t}_{re} \\ \mathbf{t}_{im} \end{bmatrix} = \mathbf{a} \\ & E \geq |a_k|^2. \end{aligned} \quad (21)$$

Mind az OFDM-re mind az FBMC-re felírt optimalizálási probléma egy QCQP. A disszertációmban megmutattam, hogy mindkét esetben konvex problémára jutunk,

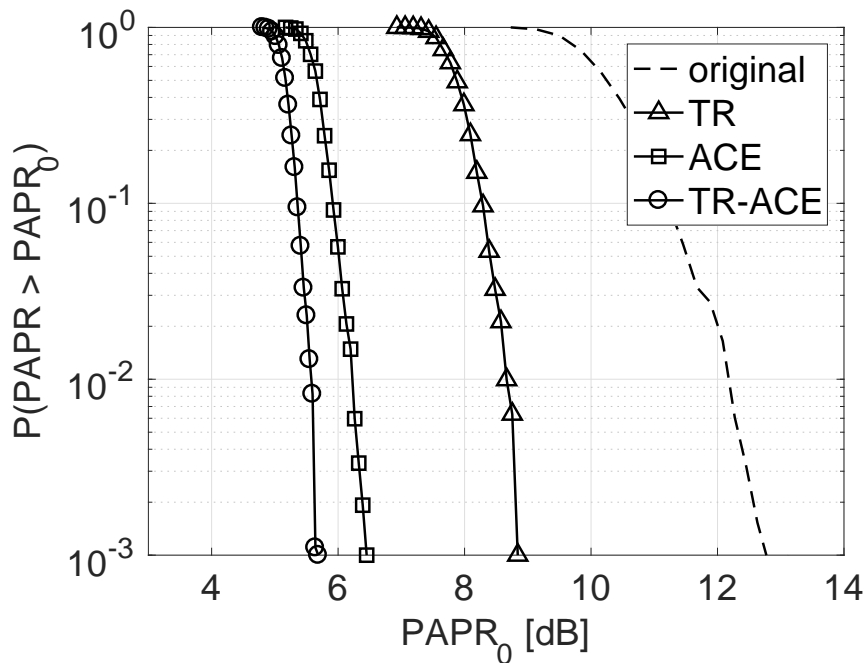
tehát létezik egyértelmű optimális megoldásuk. Egy a MOSEK 7 [15]-et alkalmazó saját fejlesztésű szimuláció segítségével megoldottam az optimalizációs feladatot a 1. táblázatban felsorolt paraméterek esetére. A TR, ACE és közös használatuk által előállított jel PAPR komplementos eloszlásfüggvényei OFDM és FBMC modulációt alkalmazva a 6. ábrán, illetve a 7. ábrán láthatóak. Mindkét séma 16QAM modulációs ABC-t, illetve az FBMC $M = 8$ hosszúságú kereteket használ. A többi paraméter kiolvasható az 1. táblázatból. A komplementos eloszlásfüggvények alapján látható, hogy amennyiben nem megkötés a számítási komplexitás, úgy a TR, ACE és közös használatuk hasonló mértékű csúcstényező-csökkentést eredményez FBMC és OFDM moduláció esetén.

1. táblázat: Simulation parameters

Paraméter	FBMC	OFDM
alvivők száma [N]	64	64
keret mérete [M]	8,12	1
átlapolási tényező [K]	4	0
lefoglalt alvivők száma [N_{PRC}]	5	5
túlmintevételezési arány [V]	4	4
realizációk száma	1000	1000
modulációs ABC	QPSK, 16QAM	QPSK, 16QAM



6. ábra: Eredeti és csúcsstényező-csökkentett OFDM jel komplementer eloszlásfüggvényei



7. ábra: Eredeti és csúcsstényező-csökkentett FBMC jel komplementer eloszlásfüggvényei, $M = 8$ szimbólum keretenként

4. tézis: Újszerű csúcstényező-csökkentési eljárás OFDM rendszerekben [S6]

Az PAPR probléma optimális megoldásával igen kedvező eredmények érhetőek el. Ugyanakkor a QCQP megoldása valósídejű alkalmazásokban pillanatnyilag nem kivitelezhető. Ebből kifolyólag hatékonyan megvalósítható szuboptimális megoldások kifejlesztésére van szükség. Ilyen módszerek például az alvivők lefoglalásával megvalósítható kernel-alapú (TR-K) [17] [18] és vágás-alapú (TR-C) [19] [20] eljárások OFDM rendszerekben.

Megmutattam, hogy a csúcstényező-csökkentés hatékonysága OFDM modulációt alkalmazva a TR-C és TR-K módszerek esetén javítható, amennyiben a vágási arányt az iterációk során megfelelően változtatjuk.

- Megmutattam, hogy a TR-C és TR-K módszerek csúcstényező-csökkentési képessége a vágási arány függvénye. Javaslatot tettem két módszerre, a “globálisan”, illetve “lokálisan” javított vágási arányra. A két módszer segítségével meghatározható az iterációfüggő vágási arányok értéke, mellyel javítható a módszerek hatékonysága.
- A javasolt módszert alkalmaztam egy reprezentatívnak tekinthető paraméter kombinációra. A csúcstényező komplementis eloszlásfüggvényei alapján kijelenthető, hogy a globálisan és lokálisan javított vágási arány révén növelni lehet a csúcstényező-csökkentés hatékonyságát a TR-C és TR-K módszerek esetén.

A TR-K és TR-C eljárások iteratívan megvalósíthatóak, és mindkét módszer egy paramétere a vágási arány (CR):

$$\text{CR}_{\text{dB}}^i = 10 \log_{10} \left(\frac{(A_{\text{max}}^i)^2}{\frac{1}{NV} \sum_k |x_k|^2} \right), \quad (22)$$

ahol A_{max}^i a vágási amplitúdó az i -edik iterációban.

A TR-K eljárás során egy előre definiált kernel függvény α -val skálázott és m mintával cirkulárisan eltolt variánsát adjuk az eredeti jelhez minden iterációban:

$$\mathbf{x}^{i+1} = \mathbf{x}^i - \alpha^i \mathbf{r}(m^i), \quad (23)$$

$$\alpha^i = \frac{x_{m^i}^i}{A^i} (A^i - A_{\text{max}}), \quad (24)$$

, ahol \mathbf{r} a kernel függvény. Az eredményként kapott jel az i -edik iteráció után

$$\mathbf{x}^i = \mathbf{x} + \sum_{g=1}^i \alpha^g \mathbf{r}(m^g). \quad (25)$$

A TR-C eljáráshoz először egy vágást kell végrehajtani a jelen:

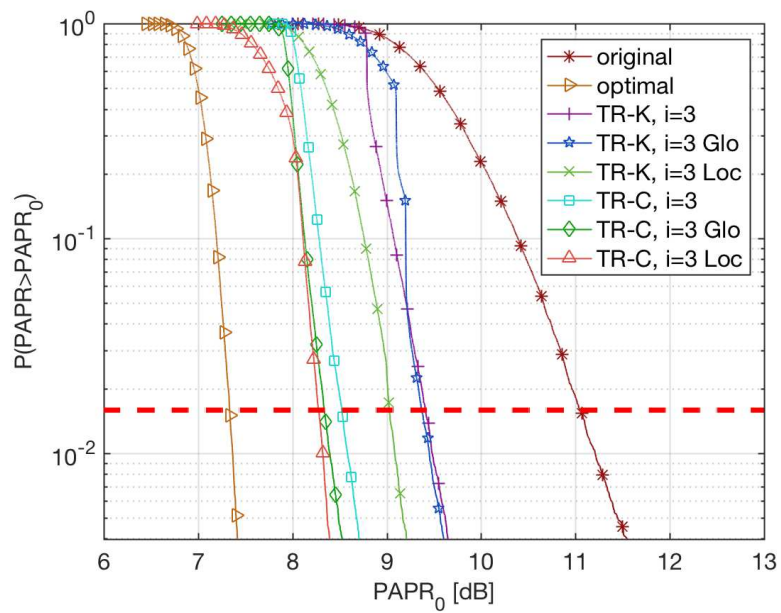
$$\bar{x}_k = \begin{cases} x_k, & \text{ha } x_k < A_{\max}^i \\ A_{\max}^i e^{j\varphi(x_k)}, & \text{ha } x_k > A_{\max}^i \end{cases}, \quad (26)$$

ahol \bar{x}_k vágott jel és $\varphi(x_k)$ az eredeti jel fázisa. A TR-C algoritmus eredménye a vágott jel további feldolgozásával kerül kialakításra, melyet a disszertációban részleteztem.

Az eddig publikált eljárások nem használták ki a vágási arány iterációnkénti módosításában rejlő lehetőséget. A disszertációmban bemutattam két módszert, a vágási arány globális és lokális javítását. Ezek segítségével megállapítható a vágási arány trajektóriája, melyet alkalmazva növelhető a TR-K és TR-C módszerek hatékonysága. Az eljárás hatékonyságát szimulációkkal igazoltam. A szimulációhoz használt paraméterek a 2. táblázatban láthatóak. A szimulációkkal kapott jelek csúcstényezőjének komplementos eloszlásfüggvénye a 8. ábrán látható. Az ábra alapján megállapítható, hogy a TR-C módszer esetén mind a globálisan mind a lokálisan javított vágási arány kedvező eredményt ad, míg a TR-K esetében csak a lokális javítás által érhető el számottevő javulás a konstans vágási arányhoz képest.

Paraméter	érték
moduláció	OFDM
alvívök száma $[N]$	2048
lefoglalt alvívök száma $[N_{\text{PRC}}]$	18
lefoglalt alvívök pozíciója (PRC)	113, 124, 262, 467, 479, 727, 803, 862, 910, 946, 980, 1201, 1322, 1342, 1396, 1397, 1562, 1565
lefoglalt alvívök maximális amplitúdója	5
szimbólumok száma	15000
modulációs ABC	16-QAM
túlmintavételezési arány $[V]$	4
μ for TR-C	-282

2. táblázat: TR-K és TR-C szimulációjának paraméterei



8. ábra: Komplementes eloszlásfüggvények összehasonlítása konstans, lokálisan és globálisan javított vágási arány esetén TC-K és TR-C eljárásokra

Kitekintés

Az 1. és 2. tézishez kapcsolódóan egy lehetséges gyakorlati alkalmazás az eszközök numerikus modelljére vonatkozó szabványoknak, mint pl. [21] való előzetes megfelelés ellenőrzése. Ugyanakkor a módszer továbbfejlesztése révén lehetségesnek tartom, hogy a [21]-hoz hasonló szabványokban akár meg is jelenhessen az általam bemutatott validációs módszer egy variánsa. Ehhez elsősorban további, mérésekkel alátámasztott vizsgálatokra, illetve szabványokban rögzített tesztfeladatok általi hitelesítésre van szükség.

A 3. tézis alapján olyan, FBMC rendszerekben valós időben alkalmazható csúcstényező-csökkentő eljárások kifejlesztése a cél, melyek közelítik az elméletileg elérhető javulást. Ehhez jó kiindulási alapot adhat az optimalizációs feladat által adott megoldások vizsgálata.

A 4. tézisben bemutatott eredmények akár már most is alkalmazhatóak olyan OFDM rendszerekben, amelyek az alvivők lefoglalását mint lehetséges csúcstényező-csökkentési módszert engedélyezik. Ilyen például a DVB-T2 [14] is. A bemutatott módszer alkalmazható lehet más, vágás alapú eljárások hatékonyságának javítására is mint például a konstelláció kiterjesztés.

Hivatkozások

- [1] *IEEE C95 - Safety Levels with respect to human exposure to radio frequency electromagnetic fields*, Institute of Electrical and Electronics Engineers Std., 2005.
- [2] *IEC 61000 - Electromagnetic compatibility (EMC)*, International Electrotechnical Commission Std., 2014.
- [3] „International commission on non-ionizing radiation protection and others (IC-NIRP) statement on the guidelines for limiting exposure to time-varying electric, magnetic, and electromagnetic fields (up to 300 GHz),” *Health physics*, vol. 97, no. 3, pp. 257–258, 2009.
- [4] *IEEE 1528 - Recommended Practice for Determining the Peak Spatial-Average Specific Absorption Rate (SAR) in the Human Head from Wireless Communications Devices: Measurement Techniques*, Institute of Electrical and Electronics Engineers Std., 2013.
- [5] *IEC CISPR 16 - Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods*, International Electrotechnical Commission Std., 2015.
- [6] „IEC/IEEE international standard for determining the peak spatial average specific absorption rate (SAR) in the human body from wireless communications devices, 30 MHz - 6 GHz. part 1: General requirements for using the

- finite difference time domain (FDTD) method for SAR calculations,” *IEEE P62704-1D4*, pp. 1–94, Jan. 2016.
- [7] „IEC/IEEE draft international standard for determining the peak spatial-average specific absorption rate (SAR) in the human body from wireless communications devices, 30 MHz - 6 GHz, part 4: General requirements for using the finite-element method for sar calculations and specific requirements for modelling vehicle-mounted antennas and personal wireless devices,” *IEC/IEC P62704-4*, 2016.
- [8] V. Monebhurrin, X. Cheng, and A. Rojatkari, „CAD mobile phone model calibration using experimental specific absorption rate data,” in *Radio and Antenna Days of the Indian Ocean (RADIO)*, 2015. IEEE, 2015, pp. 1–2.
- [9] F. Schaich and T. Wild, „Waveform contenders for 5G - OFDM vs. FBMC vs. UFMFC,” in *Communications, Control and Signal Processing (ISCCSP)*, 2014 6th International Symposium on. IEEE, 2014, pp. 457–460.
- [10] N. Michailow, M. Matthé, I. S. Gaspar, A. N. Caldevilla, L. L. Mendes, A. Festag, and G. Fettweis, „Generalized frequency division multiplexing for 5th generation cellular networks,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 62, no. 9, pp. 3045–3061, 2014.
- [11] B. Farhang-Boroujeny, „OFDM versus filter bank multicarrier,” *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. 28, no. 3, pp. 92–112, 2011.
- [12] S. H. Han and J.-H. Lee, „An overview of peak-to-average power ratio reduction techniques for multicarrier transmission,” *IEEE Wireless Communication*, pp. 56–65, Apr. 2005.
- [13] P. Foomooljareon and W. Fernando, „PAPR reduction in OFDM systems,” *Thammasa Int. J. Sc. Tech.*, vol. 7, no. 3, 2002.
- [14] ETSI, *Digital Video Broadcasting (DVB); Frame structure channel coding and modulation for a second generation digital terrestrial television broadcasting system (DVB-T2)*, ETSI EN 302 755 V.1.3.1, Std., Apr. 2012.
- [15] MOSEK ApS, *The MOSEK optimization toolbox for MATLAB*, 2015.
- [16] B. Krongold and D. Jones, „PAR reduction in OFDM via active constellation extension,” *IEEE Transactions on Broadcasting*, vol. 49, no. 3, pp. 258–268, Sep. 2003.
- [17] P. Yu and S. Jin, „A low complexity tone reservation scheme based on time-domain kernel matrix for PAPR reduction in OFDM systems,” *IEEE Transactions on Broadcasting*, vol. 61, no. 4, pp. 710–716, Dec 2015.

- [18] R. Barsanti and J. Larue, „Peak to average power ratio reduction for digital video broadcast T2,” in *Proceedings of IEEE Southeastcon 2011*, Mar. 2011, pp. 117–121.
- [19] T. Liu, X. Li, C. Chen, S. Cui, and Y. Liu, „PAPR reduction for 802.16e by clipping and tone reservation based on amplitude scale factor,” in *ICP-CA/SWS'12, Proceedings of the 2012 International Conference on Pervasive Computing and the Networked World*. Berlin, Heidelberg: Springer-Verlag, 2013, pp. 339–349, ISBN:978-3-642-37014-4.
- [20] S. Janaaththan, C. Kasparis, and B. Evans, „A gradient based algorithm for PAPR reduction of OFDM using tone reservation technique,” in *Vehicular Technology Conference, 2008. VTC Spring 2008. IEEE*, May 2008, pp. 2977–2980.
- [21] „IEC/IEEE draft international standard - determining the peak spatial-average specific absorption rate (SAR) in the human body from wireless communications devices, 30 MHz - 6 GHz part 3: Specific requirements for using the finite difference time domain (FDTD) method for SAR calculations of mobile phones,” *IEC/IEEE P62704-3/D4*, pp. 1–47, Jan. 2017.

Tézisekhez kapcsolódó saját publikációk

[S1] B. HORVÁTH, ZS. BADICS, J. PÁVÓ, AND P. HORVÁTH, „Validation of numerical models of portable wireless devices for near-field simulation,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 53, no. 6, pp. 1–4, 2017.

[S2] B. HORVÁTH, P. HORVÁTH, ZS. BADICS, AND J. PÁVÓ, „Computational model validation of wireless devices for specific absorption rate evaluation,” in *2016 10th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*. IEEE, 2016, pp. 1–4.

[S3] B. HORVÁTH, P. HORVÁTH, Z. BADICS, AND J. PÁVÓ, „Near-field reconstruction for portable wireless devices by deconvolution from input impedance changes,” *IET Science, Measurement & Technology*, 2018.

[S4] B. HORVÁTH AND P. HORVÁTH, „Establishing lower bounds on the peak-to-average-power ratio in filter bank multicarrier systems,” *Infocommunications Journal*, vol. 7, no. 3, pp. 10–16, 2015.

[S5] B. HORVÁTH, ZS. KOLLÁR, AND P. HORVÁTH, „Bridging the gap between optimal and suboptimal ACE PAPR reduction scheme for OFDM,” in *Radioelektronika, 2014 24th International Conference*. IEEE, 2014, pp. 1–4.

[S6] B. HORVÁTH AND B. BOTLIK, „Optimization of tone reservation-based PAPR reduction for OFDM systems,” *Radioengineering*, vol. 26, no. 3, p. 791, 2017.

További saját publikációk

[P1] M. SCHMIDT, L. CSURGAI-HORVÁTH, P. HORVÁTH, B. HORVÁTH, A. MARTELLUCCI, and J. R. Castro, „Architectural design of the Q/V band site diversity experiment between Austria and Hungary,” in *International Conference on Wireless and Satellite Systems*. Springer, 2017, pp. 184–194.

[P2] B. HORVÁTH AND P. HORVÁTH, „Flat spectrum signal synthesis in filter bank multicarrier systems,” in *Transparent Optical Networks (ICTON), 2015 17th International Conference on*. IEEE, 2015, pp. 1–4.

[P3] Zs. KOLLÁR, L. VARGA, B. HORVÁTH, P. BAKKI, AND J. BITÓ, „Evaluation of clipping based iterative PAPR reduction techniques for FBMC systems,” *The Scientific World Journal*, vol. 2014, 2014.

[P4] B. HORVÁTH AND P. BAKKI, „Implementation of FBMC transmission link using SDR,” in *Radioelektronika, 2013 23rd International Conference*. IEEE, 2013, pp. 320–323.