

M Ű E G Y E T E M 1 7 8 2

Budapesti Műszaki és Gazdaságtudományi Egyetem
Villamosmérnöki és Informatikai Kar
Szélessávú Hírközlés és Villamosságtan Tanszék



Hibrid nyalábformálás vizsgálata masszív MIMO rendszerekben

TDK

Konzulens: Dr. Horváth Bálint Péter

Horváth Péter

2021

Tartalomjegyzék

1. Bevezetés	4
2. Elméleti áttekintés	6
2.1. Antenna paraméterek	6
2.1.1. Iránykarakterisztika	6
2.1.2. Irányhatás	6
2.2. MIMO	7
2.2.1. Rendszermodellek	7
2.2.2. Előkódolás	9
2.2.3. Spektrális hatékonyság	9
2.3. Antennasorok	9
2.3.1. Lineáris ekvidisztáns antennasor azonos amplitúdóval (ULA)	10
2.3.2. Planáris ekvidisztáns antennasor azonos amplitúdóval (UPA)	11
2.3.3. Nyalábforgatás	11
2.4. Elemi sugárzók	12
2.4.1. Izotrop	12
2.4.2. Hertz-dipólus	12
2.4.3. Microstrip antenna)	12
3. Modellalkotás, szimulációs eredmények	15
3.1. Antennasor modellezése	15
3.2. Iránykarakterisztika	15
3.2.1. Elemi sugárzók	15
3.2.2. Antennasorok	17
3.2.3. Steering	20
3.3. Kvantálás hatása	21
4. Hibrid nyalábformálás továbbfejlesztése	24
4.1. Antennatávolság hatása	24
4.2. Javasolt elrendezés	25
4.3. Eredmények	26
5. Összefoglalás, kitekintés	28

Hibrid nyalábformálás vizsgálata masszív MIMO rendszerekben

Napjaink vezeték nélküli távközlési rendszereiben továbbra is egyre növekvő igény mutatkozik a magas adatátviteli sebesség növelésének hatékony megvalósítására. Ezen igény kielégítésének egyik módja már a jelenlegi 5G hálózatokban is a milliméter hullámhosszú (mmWave) vivőfrekvenciák használata, ahol növelhető a relatív sávszélesség. Komoly kihívás ugyanakkor, hogy ezen a hullámhosszon az antennák effektív méretének csökkenése miatt jelentősen megnő a szakaszcsillapítás. Egy másik lehetséges módszer a spektrális hatékonyság növelésére, az egyes felhasználók térbeli elválasztásán (spatial multiplexing) alapul. Ekkor az adó által kisugárzott jelet úgy kell megalkotni, hogy az az egyes felhasználókhoz független csatornákon jusson el. Mindkét megközelítés esetében az egyik leghatékonyabbnak mutatózó módszer az mMIMO (massive multiple-input multiple-output) rendszerek alkalmazása, amelynek követelménye, hogy a bázisállomás antennáinak száma nagyságrendekkel meghaladja a felhasználó(k) antennaszámát. Az mMIMO rendszerekben a bázisállomás a sok elemi sugárzó révén egyrészt alkalmasak nagy irányítottságú nyalábok létrehozására, amellyel kiegyenlíthető a megnövekedett szakaszcsillapítás, illetve több különböző nyaláb is létrehozható, mellyel kialakíthatók független jelutak az adó és a vevő között.

A teljes digitális nyalábformálás megvalósítása rendkívül erőforrásigényes a különböző antennákhoz szükséges rádiófrekvenciás láncok és analóg-digitális átalakítók nagy száma miatt. Költséghatékony megoldást nyújtanak ugyanakkor a hibrid nyalábformáló rendszerek. A hibrid rendszerekben a digitális láncok komplex súlytényezői szabadon változtathatóak, míg az antennák csoportjaihoz kapcsolódó analóg részek egy-egy ágának súlytényezője fix, vagy csak kvantáltan változtatható.

Az mMIMO rendszerekben az antenasor által létrehozott eredő iránykarakterisztika az antenasor karakterisztika és az elemi antenna karakterisztika szorzataként áll elő. Rendszerenként az elemi sugárzók típusa eltérhet, ezért érdemes megvizsgálni különböző antenna típusok hatását a rendszer hatékonyságára nézve.

Dolgozatomban modellezem az antenasorok által létrehozott távolteret. Szimulációkon keresztül megvizsgálom a különböző típusú elemi sugárzók hatását a sugárzási karakterisztikára, illetve a nyalábformálási képességre. Megmutatom továbbá a különböző hibrid nyalábformáló eljárások hatását a spektrális hatékonyságra.

Investigation of hybrid beamforming in massive MIMO systems

In wireless communications systems there is an ever growing desire for higher and higher data rates. One way to accomplish this, as in current 5G networks is the use of the millimeter wavelength (mmWave) carrier frequencies where the relative bandwidth can be increased. However, a key challenge on this wavelength is the significantly increased path loss which comes from the lower effective antenna apertures. Another possible option to increase spectral efficiency is based on spatial multiplexing. In this case, the transmitted signal has to be synthesized in a way that different users receive their signal on independent channels. In both cases mMIMO (massive multiple-input multiple-output) systems provide an effective solution. The key requirement of mMIMO systems is that the number of antennas at the base station is up to several orders of magnitude higher than the number of antennas of the user(s). Because of the large number of single elements mMIMO systems are capable of forming highly directed beams which can compensate the increased path loss at mmWave frequencies. The high number of antenna elements also enable the creation of multiple lobes so the transmitter is able to send the signal on independent channels to the users.

The fully digital beamforming is extremely costly to implement because of the large number of radio frequency chains and analog-to-digital converters for which the hybrid beamforming systems provide a cost-effective solution. In hybrid systems the complex weights of digital chains are free choices, while the analog part where the signal is distributed to a group of antennas, the weight factors have fixed or quantizably changeable values.

The radiation pattern of the base station mMIMO antenna array equals the product of the array pattern and the single element pattern. For each array, the type of individual elements type can be different so it is practical to investigate how the dissimilarity effects the system efficiency.

In this work the far-zone field of the antenna array is modeled. The effects of the different types of single antenna elements on the radiation pattern and beamforming capabilities are investigated through simulations. The effect of various hybrid beamforming methods on the spectral efficiency is presented.

1. fejezet

Bevezetés

A vezeték nélküli kommunikációs rendszerekkel lebonyolított adatátvitel az évek során exponenciálisan növekszik. Ezt a növekvő igényt igyekeznek a technológia újabb és újabb megoldásokkal kielégíteni. Az egyik lehetséges megoldás a vivőfrekvencia növelésével a milliméteres hullámhosszakon (mmWave) rendelkezésre álló spektrum kihasználása. Másrészről (jellemzően centiméteres hullámhosszakon) lehetséges az eredő spektrális hatékonyság növelése a felhasználók térbeli elválasztása révén. Mindkét esetben alapfeltétel, hogy a bázisállomás antennáinak száma jóval meghaladja a mobil állomások antennaszámát. Ez egyben a masszív multiple input multiple output (mMIMO) rendszerek egyik alapkövetelménye is [1]. A nagy elemszámú mMIMO antennát több tíz vagy száz elemi sugárzóból álló, sík, vagy hengerpalást felületére elhelyezett antennasorokkal valósítják meg.

Míg a mmWave kommunikációnál a nagy antennaszám jellemzően a bázisállomás antenna nyálábjaival fókuszálását hivatott megvalósítani a megnövekedett szakaszcillapítás kiegyenlítésére, addig a térbeli elválasztás esetén az elemi sugárzókra juttatott jelek előkódolásával lehetséges független csatornák kialakítása a felhasználók számára [2]. Ugyanakkor a mMIMO rendszerben rejlő szabadságfokok maximális kihasználásához a bázisállomásban az antennák számával megegyező digitális rádió frekvenciás (RF) lánc kialakítására is szükség van, mely számottevő költséggel jár. Ugyanolyan antennaszám mellett analóg fázistoló fokozat kialakításával a digitális RF láncok száma csökkenthető [3].

Az így kialakított hibrid rendszerrel jó kompromisszum érhető el az RF láncok száma és a spektrális hatékonyság között. Bizonyos feltételek fennállása esetén a hibrid rendszer teljesítőképessége közel azonos is lehet a teljesen digitális rendszerével [4]. A hibrid rendszerek analóg fokozatának fázistolói a gyakorlatban gyakran – a költséghatékony megvalósítás érdekében – csak diszkrét/kvantált eltolásra képesek. A kvantálás bitszámának csökkentése negatív hatással van a rendszer egészének spektrális hatékonyságára is [5].

Az antennasorok nyálábformálási képességét nem csak az RF lánc topológiája, hanem az elemi sugárzók karakterisztikája is alapvetően meghatározza [6]. Ugyanakkor a több felhasználós elrendezésben az antennasorokkal elérhető spektrális hatékonyság analízise során gyakran – a számítások egyszerűsítésének érdekében – izotrop antenna karakterisztikával számolnak. Egy kivétel ez alól [7], ahol azonban a kvantálás hatását nem vizsgálják behatóan.

Dolgozatomban egy sok elemű antenna rendszert modellezek, több, különböző iránykarakterisztikával rendelkező elemi sugárzó esetére. A rendszer hibrid topológiájú (digitális és analóg fokozatok), amely analóg fokozatában kvantált lépésekben lehetséges fázistolás. Megmutatom, hogy a kvantált fázistolás milyen negatív hatással van az antenna rend-

szer nyalábformáló- és forogató tulajdonságára. Javaslatot teszek egy módosított hibrid nyalábformálású rendszer kialakítására, amely bizonyos ésszerű feltételek mellett több felhasználó esetén javítani képes a rendszer eredő spektrális hatékonyságán. A dolgozat további része a következőképpen épül fel. A 2. fejezetben ismertetem a modell megalkotásához szükséges elméleti alapokat. A 3. fejezetben ismertetem a modell felépítését, és néhány alapvető szimuláción keresztül bemutatom az antenna rendszer nyalábformáló képességét. E fejezetben bemutatom a különböző elemi sugárzók hatásait valamint a kvantált fázistolás által okozott jelenségeket. A 4. fejezetben bemutatom az általam javasolt módosított nyalábformáló modellt, valamint igazolom annak spektrális hatékonyságra gyakorolt előnyös hatását. Végül összegzéssel és kitekintéssel zárom a dolgozatot.

2. fejezet

Elméleti áttekintés

Ebben a fejezetben a dolgozatomhoz szükséges elméleti fogalmak és összefüggések kerülnek ismertetésre, melyek nélkülözhetetlenek a nyalábformálás módszereinek bemutatásához. Az itt bevezetett jelölésrendszert fogom a későbbiekben használni. A továbbiakban a $\underline{\underline{A}}$ jelölés mátrixot, a \underline{a} vektort, a $[\underline{\underline{A}}]_{i,j}$ az $\underline{\underline{A}}$ mátrix i -edik sorában és j -edik oszlopában lévő tagját, a $\underline{\underline{A}}^T$ az $\underline{\underline{A}}$ transzponáltját, a $\underline{\underline{A}}^*$ az $\underline{\underline{A}}$ elemeinek komplex konjugálását és $\underline{\underline{A}}^{norm}$ az $\underline{\underline{A}}$ normáját jelenti.

2.1. Antenna paraméterek

Az antennák tulajdonságainak jellemzésére szükséges egyes paraméterek bevezetése, amelyek [6]-ben ismertetett levezetések alapján kerülnek ismertetésre. A későbbiekben bemutatott modellben az antennák távolterének tulajdonságait vizsgálom, a következőkben definiált mennyiségek is erre a tartományra vonatkoznak.

2.1.1. Iránykarakterisztika

A sugárzási karakterisztika egy függvény, amely hozzárendeli a térbeli koordinátákhoz az adott pontban az antenna által létrehozott elektromos térerősség nagyságát, amit jellemzően gömbi koordináta rendszerben vizsgálnak. Az elektromos térerősségen kívül a teljesítménysűrűség is hozzárendelhető, amely az elektromos térerősség abszolútérték négyzetével arányos. A sugárzási karakterisztika maximumával normált alakja az iránykarakterisztika. Lineáris és decibel skálán is vizsgálható a karakterisztika. Definiálunk nyalábokat a karakterisztikákon, amelyek két zérus között helyezkednek el. Főnyalábnak tekinthetők azok a nyalábok, amelyek értékkészletete rendelkezik a globális maximummal, melléknyalábnak a többi.

2.1.2. Irányhatás

Az irányhatás megadja, hogy a fő sugárzási irányban hányszorosa a teljesítménysűrűség az ugyanakkora összteljesítményt kisugárzó izotrop antenna által létrehozott teljesítménysűrűséghez képest, amit képlet szerint (2.1) egyenlet fejez ki:

$$D = \frac{S_{max}}{S_0} = \frac{S_{max}}{\frac{P_s}{4\pi r^2}} \quad (2.1)$$

ahol P_s a kisugárzott teljesítmény, S_{max} a fő sugárzási irányban a teljesítménysűrűség r távolságra az antennától és S_0 az átlagos teljesítménysűrűség szintén r távolságra. Ez a paraméter jellemzi, hogy az antennánk mennyire tudja a kisugárzott teljesítményt a főirányba fókuszálni, ezzel növelve a kommunikáció során a vevő irányába sugárzott teljesítményt.

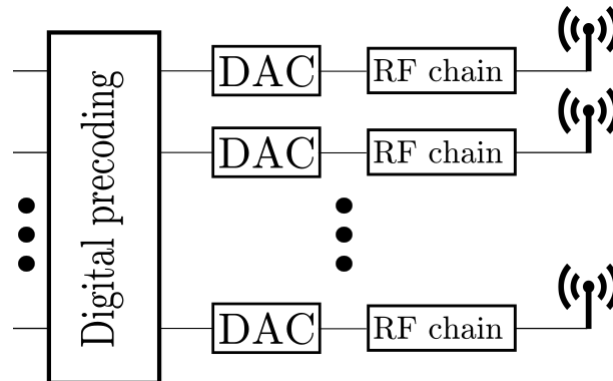
2.2. MIMO

Az mMIMO (massive multiple-input, multiple-output) rendszerek követelményei [1] alapján, hogy a bázisállomás antennáinak száma nagyságrendekkel meghaladja a felhasználó(k) antennaszámát. A második feltétel az SDMA (space-division multiple-access), aminek célja: különböző főnyalábokon keresztül független csatornák létrehozása. Másképp megfogalmazva adott idő-frekvencia szelet alatt ne csak 1 felhasználóval tudjon a bázisállomás kommunikálni, ugyanis térben ki van alakítva több csatorna. A TDD (time division duplex) működés is elvárt, azaz időszeletekben különüljenek el a különböző adások. Nyalábformálás szempontjából az első kettő követelmény a releváns.

A mMIMO rendszerek teljesen digitális megvalósítása lenne az ideális, azonban ez rendkívül költséges és komoly technológiai kihívás. A hibrid rendszerek egy költséghatékony megoldást nyújtanak az mMIMO megvalósításra. A következőkben bemutatásra és összehasonlításra kerül a két rendszer.

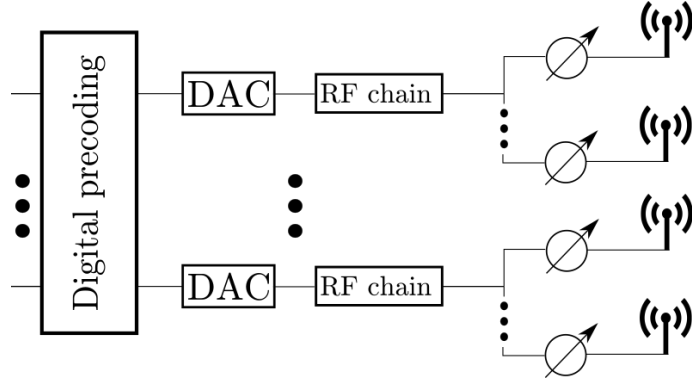
2.2.1. Rendszermodellek

A hibrid rendszerek megvalósítása többféleképpen lehetséges, az általam választottat fogom ismertetni. A teljesen digitális nyálábformálás blokkvázlatát a 2.1 ábra mutatja be.



2.1. ábra. A teljesen digitális nyálábformálás blokkvázlata

A 2.1 ábrán látható a teljesen digitális megvalósítás, ami esetén mindegyik antennához külön-külön kapcsolódó rádiófrekvenciás (RF) láncokon keresztül lényegében lebegőponatosan állíthatók az antennák komplex súlytényezői, amit a nagy számú és felbontású digitál-analóg átalakítók tesznek lehetővé. A hibrid nyálábformálásnak többféle megvalósítása létezik[3], az általam vizsgált implementáció blokkvázlatát a 2.2 ábra szemlélteti.



2.2. ábra. Az általam vizsgált hibrid nyalábformálás blokkvázlata

A 2.2 ábrán látható hibrid rendszerben a digitális láncok súlytényezői szintén szabadon változtathatóak, ellenben egy lánchoz antennák csoportjai kapcsolódnak analóg részeken keresztül, amik egy-egy ágának súlytényezői rögzítettek, vagy csak kvantáltan változtathatók az analóg fázistolóknak köszönhetően. A hibrid rendszer az által, hogy nem kapcsolódik minden antennához egy-egy RF lánc szabadsági fokot veszít a teljesen digitálissal szemben. Kompenzálásként beépülnek alacsony bitszámú fázistolók, de ezek messze nem érhető el az a hatás, mintha mindegyik antenna lebegőpontosan állítható lenne.

Az RF láncok száma határozza meg a maximálisan függetlenül kiszolgálható felhasználók számát.

A bázisállomás és a felhasználók között különféle csatorna hatások keletkeznek, amik dekódolása a felhasználóknak komoly erőforrásokba kerülnének. Erre az a megoldás született, hogy a csatornát a bázisállomás méri, és végez egy előkódolást, ezzel levéve a terhet a felhasználók készülékeiről.

A $\underline{H} \in \mathbb{C}^{N \times K}$ csatorna mátrix a felhasználóktól a bázisállomásig tartó adásra (Uplink - UL) vonatkozik, míg \underline{H}^T a bázisállomástól a felhasználókig tartó adásra (Downlink - DL). Az UL csatorna mátrix elemei a [8] alapján az alábbiak:

$$\underline{H}_{n,k} = \frac{1}{r_{n,k}} e^{-jkr_{n,k}}, \quad (2.2)$$

ahol $r_{n,k}$ a k -adik felhasználó és az n -edik bázisállomásbeli antenna távolsága és $k = \frac{2\pi}{\lambda}$ a hullámszám. Továbbiakban a DL iránnyal foglalkozunk, így csatorna mátrixnak \underline{H}^T -t fogjuk tekinteni. Ezek alapján a felhasználóhoz érkezett jelet a (2.3) egyenlet adja meg:

$$\underline{y} = \underline{H}^T \cdot \underline{W} \cdot \underline{P} \cdot \underline{x} + \underline{\nu}, \quad (2.3)$$

ahol $\underline{x} \in \mathbb{C}^{K \times 1}$ a küldeni kívánt jelsorozat, $\underline{y} \in \mathbb{C}^{K \times 1}$ a vevőben visszaállított jelsorozat, $\underline{W} \in \mathbb{C}^{N \times K}$ az előkódolás mátrixa, $\underline{H}^T \in \mathbb{C}^{K \times N}$ a csatorna mátrixa, $\underline{\nu} \in \mathbb{C}^{K \times 1}$ additív fehér Gauss zaj és \underline{P} a teljesítmény kontroll mátrix, amely hasonlóan a [8] cikkhez előállítható az alábbiak szerint

$$P = \text{diag} \left[\frac{\rho_0}{\|\underline{h}_0\|}, \frac{\rho_1}{\|\underline{h}_1\|}, \dots, \frac{\rho_{K-1}}{\|\underline{h}_{K-1}\|} \right] \in \mathbb{C}^{K \times K}, \quad (2.4)$$

ahol ρ_k^2 , $k = 0, 1, \dots, K - 1$ a vett jelteljesítményt jelenti a k -adik felhasználónál és $\|\underline{h}_k\|$ a \underline{H} k -adik oszlopvektorának normája. Léteznek hibrid rendszerekre levezetett számítási

módok is [9][4], de a konkrét implementáció eltért az általam vizsgálttól.

2.2.2. Előkódolás

Számos előkódolási módszer közül a két legalapvetőbb módszert ismertetem [10] alapján. A Maximum Ratio módszer lényege, hogy maximalizálja a felhasználóknál a jel-zaj viszony (SNR) értékét, nem törődve az így létrejött interferenciával a felhasználóknál. Ekkor a (2.5) összefüggésnek kell teljesülni.

$$\underline{W} = (\underline{H}^{norm})^* \quad (2.5)$$

A másik a Zero Forcing, amely az interferencia minimalizálására törekszik az egyes felhasználóknál, ahol a (2.6) összefüggésnek kell teljesülni:

$$\underline{W} = (\underline{H}^{norm})^* \left((\underline{H}^{norm})^T (\underline{H}^{norm})^* \right)^{-1}, \quad (2.6)$$

ahol az invertálhatóság feltételének teljesülni kell. Léteznek hibrid rendszerekre optimalizált előkódolási módszerek is[11], ezeket azonban a dolgozatomban nem vizsgáltam.

2.2.3. Spektrális hatékonyság

A spektrális hatékonyságot (SE) a [1] alapján definiálom, a saját keretrendszerembe ültetve. Az SE egy adatátviteli csatornára jellemző mennyiség, ami megmutatja hogy egy adott sáv szélességen mekkora adatátviteli sebesség érhető el. Kiszámításához szükséges ismerni az egyes felhasználóknál lévő SINR-t (signal-to-interference-plus-noise ratio), amit (4.26) a [1]-ben található definícióból egyszerűsítés után csak a csatorna mátrix, az alkalmazott előkódolás, a vevőkben a hasznos jel teljesítménye, az interferencia illetve a zajteljesítmény befolyásolnak. Ezek alapján kifejezhető a SINR a k -adik felhasználóra nézve:

$$\text{SINR}_k = \frac{|\underline{H}^T \underline{W} \rho|_{k,k}|^2}{\sum_{j=0, j \neq k}^{K-1} |\underline{H}^T \underline{W} \rho|_{k,j}|^2 + \sigma^2}, \quad (2.7)$$

ahol $\underline{P} = \rho \cdot \underline{I}_k$ és folyamatos adatfolyamot feltételezünk. A spektrális hatékonyságot az SINR-ből kaphatjuk meg a (2.8) egyenlet alapján:

$$SE = \sum_{k=0}^{K-1} \log_2 (1 + \text{SINR}_k). \quad (2.8)$$

Az így bevezetett spektrális hatékonyság definícióját szintén összefoglalja [12] is. Az SE-vel fogjuk a későbbiekben jellemezni a szimulált rendszer teljesítőképességét.

2.3. Antennasorok

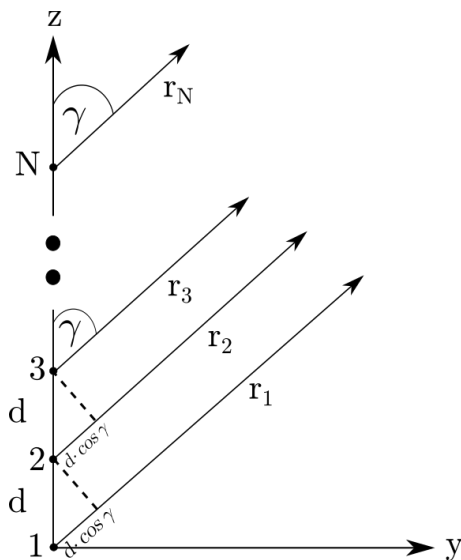
A felhasználók nagy száma és az esetleges nagy szakaszcsillapítás miatt szükséges nagy irányítottaságú sugárzási karakterisztikák létrehozása, amellyel a különböző csatornák közötti interferencia is csökkenthető. Ennek megvalósítása csupán egy antennával rendkívül

költséges és technológiailag is nehéz feladat, míg az antennasorok költségghatékony implementációt nyújtanak. Másik előnye az antennasorok használatának, hogy a nyálábforgatás (steering) nem igényel mechanikai forgatást.

Az antennasorokat jellemzik az elemi sugárzók, azok elhelyezkedése, egymáshoz képesti távolsága, valamint az elemek betáplálásának komplex súlytényezői. A következőkben ekvidisztáns antennasorokkal foglalkozom, ahol az elemi sugárzók azonosak és lineárisan vagy planárisan helyezkednek el, a komplex súlytényező amplitúdója egységnyi és a szomszédos antennák közötti fáziskülönbség állandó. Ebben az esetben a [6]-ben lévő (6.5) egyenlet alapján a távolféri sugárzási karakterisztika előállítható az elemi sugárzó és az antenna karakterisztika (Array Factor - AF) szorzataként.

2.3.1. Lineáris ekvidisztáns antennasor azonos amplitúdóval (ULA)

Lineáris antennasor esetén az elemi sugárzók kollineárisan helyezkednek el, az egyszerűség kedvéért valamelyik Descartes koordináta-rendszerbeli tengely mentén. A reciprocitás tétele miatt, vizsgálhatjuk az beeső vagy a kisugárzott hullámokat is, én ez utóbbira vonatkozó összefüggéseket mutatom be [6] alapján. A távolféri elrendezés miatt a hullámok párhuzamosan indulnak ki az antennákból amelyet a 2.3 ábra szemléltet.



2.3. ábra. Távolféri geometria, N darab elemi sugárzó z tengely mentén

A 2.3 ábra alapján felírhatjuk az AF-t, amelyben a komplex súlytényező fázistolása β -val arányos.

$$AF = 1 + e^{+j(kd \cos \gamma + \beta)} + e^{+j2(kd \cos \gamma + \beta)} + \dots + e^{+j(N-1)(kd \cos \gamma + \beta)} \quad (2.9)$$

$$AF = \sum_{n=0}^{N-1} e^{jn(kd \cos \gamma + \beta)} = \sum_{n=0}^{N-1} e^{jn\psi} \quad (2.10)$$

ahol $k = \frac{2\pi}{\lambda}$ a hullámszám, d az antennák távolsága, γ a beesési szög, ami egyezik az elevációs szöggel gömbi koordináta-rendszerben, így helyettesíthető vele. Fejlesztjük ki a $\cos \gamma$ -t a többi esetre is, azaz ha x vagy y tengely mentén van az antennasor. Ez skaláris

szorzásokkal elvégezhető az alábbi módon:

$$\cos \gamma = \hat{a}_z \cdot \hat{a}_r = \hat{a}_z \cdot (\hat{a}_x \sin \theta \cos \phi + \hat{a}_y \sin \theta \sin \phi + \hat{a}_z \cos \theta) = \cos \theta \quad (2.11)$$

$$\cos \gamma = \hat{a}_x \cdot \hat{a}_r = \hat{a}_x \cdot (\hat{a}_x \sin \theta \cos \phi + \hat{a}_y \sin \theta \sin \phi + \hat{a}_z \cos \theta) = \sin \theta \cos \phi \quad (2.12)$$

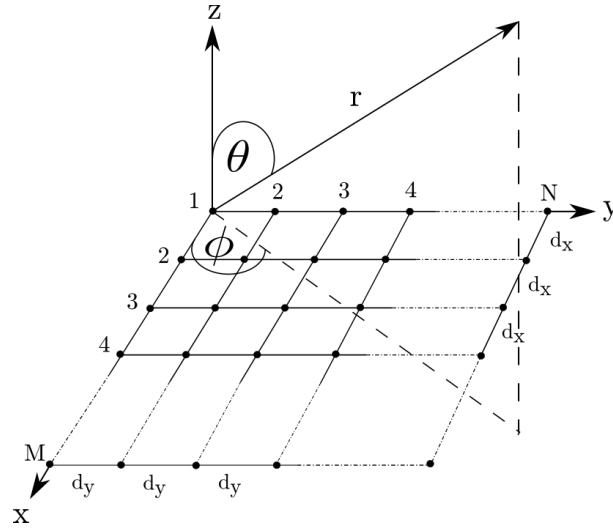
$$\cos \gamma = \hat{a}_y \cdot \hat{a}_r = \hat{a}_y \cdot (\hat{a}_x \sin \theta \cos \phi + \hat{a}_y \sin \theta \sin \phi + \hat{a}_z \cos \theta) = \sin \theta \sin \phi, \quad (2.13)$$

ahol $\hat{a}_x, \hat{a}_y, \hat{a}_z, \hat{a}_r$ az x, y, z és sugárirányú egységvektorok, (θ, ϕ) a gömbi koordináta-rendszerbeli koordináták. Értelmezve a kapott eredményeket: amennyiben az x tengely mentén helyezkednek el az elemi sugárzók akkor a (2.10) egyenlet a (2.12) alapján a (2.14) egyenletre módosul.

$$AF = \sum_{n=0}^{N-1} e^{jn(kd \sin \theta \cos \phi + \beta)} = \sum_{n=0}^{N-1} e^{jn\psi} \quad (2.14)$$

2.3.2. Planáris ekvidisztáns antennasor azonos amplitúdóval (UPA)

Planáris elrendezésben az elemi sugárzók egy síkban helyezkednek el négyzetletesen, amelyet a 2.4 ábra mutat be.



2.4. ábra. Távoltéri geometria, $M \times N$ darab elemi sugárzó xy -síkban

A 2.4 ábrán, a sugárzók az x és y tengely mentén helyezkednek el, így az AF a (2.14) és a (2.13) egyenletekből adódik felhasználva [6] 6.10. fejezetét.

$$AF = \sum_{m=0}^{M-1} e^{jm(kd_x \sin \theta \cos \phi + \beta_x)} \cdot \sum_{n=0}^{N-1} e^{jn(kd_y \sin \theta \sin \phi + \beta_y)} \quad (2.15)$$

ahol (m, n) -edik elem súlytényezőinek fázisa $m\beta_x, n\beta_y$.

2.3.3. Nyalábforgatás

A karakterisztika irányítható a komplex súlytényezők fázisának állításával [6], amely így nem igényel mechanikai forgatást. A nyalábforgatást (beam steering) csak ULA esetre

mutatom be, de UPA esetben is hasonlóan alkalmazható. A steering célja, hogy maximalizáljuk az AF értékét adott θ_0 -nál β függvényében, amit a (2.16) összefüggésben fejezünk ki.

$$\operatorname{argmax}(\operatorname{AF}(\beta)) = \operatorname{argmax} \left(\sum_{n=0}^{N-1} e^{jn(kd \cos \theta_0 + \beta)} \right) \quad (2.16)$$

$$\beta = -kd \cos \theta_0 \quad (2.17)$$

Értelmezve a fentebb kiszámolt eredményt: amennyiben a komplex súlytényezők fázisának $i \cdot \beta$ értéket állítunk az i -edik antennára, akkor a karakterisztikát θ_0 irányba maximalizáltuk. Hibrid rendszerben, az analóg fokozatban kvantált fázistolók alkalmazása esetén β csak értéke véges felbontású, ezért nem is érhető el egyes esetekben a maximum.

2.4. Elemi sugárzók

A következőkben általam vizsgált elemi sugárzók iránykarakterisztikája kerül bemutatásra.

2.4.1. Izotrop

Izotrop antenna esetében, minden irányban azonos a teljesítménysűrűség, így az iránykarakterisztika is minden (θ, ϕ) irányban 0 dB. Ez az antenna ugyan a gyakorlatban nem megvalósítható, de egyszerű matematikai alakja miatt az elméleti levezetésekben gyakran ezt az elemi sugárzót alkalmazzák.

2.4.2. Hertz-dipólus

A [6] alapján az iránykarakterisztikát a (2.18) egyenlet adja meg:

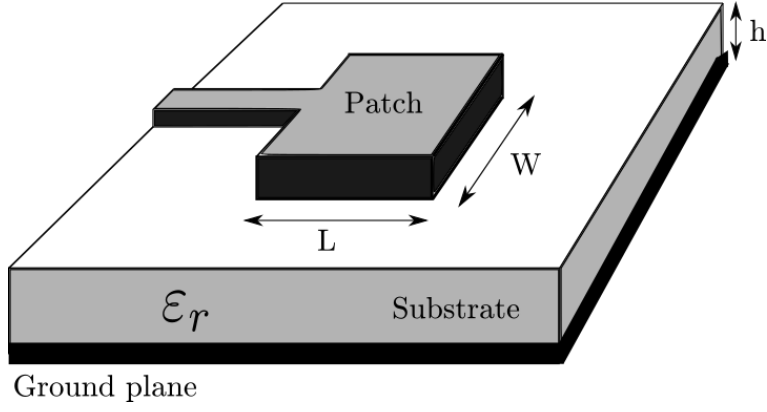
$$h(\theta, \phi) = \sin \theta \quad (2.18)$$

Ez az antenna típus is elméleti, de az izotroppal ellentétben közelítőleg megvalósítható (pl. fél hullámhosszú dipól antenna).

2.4.3. Microstrip antenna)

A microstrip (patch) antennák előnyösek, kis helyigényük és jó planáris gyárthatóságuk szempontjából, ezáltal kifejezetten jól alkalmazhatók antennasorok esetén. Másik fő előnyük, hogy már önmagukban is irányított a karakterisztikájuk, nagyobb irányhatással, mint a korábban tárgyalt elemi sugárzók. Így az antennasorral elérhető irányíthatóság tovább javítható patchek használatával. A microstrip antenna modellezéséhez C.A. Balanis üregmodelljét [6] használok fel.

Többféle kialakítása lehet a microstrip antennáknak, dolgozatomban a négyszögletes patchekkel foglalkozom. A modellezett téglalap alakú microstrip antennát jellemezi a hossza (L), a szélessége (W), a szubsztrát magassága (h) és a szubsztrát dielektromos állandója (ϵ_r), amiket összefoglalva szemléltet a 2.5 ábra.



2.5. ábra. Microstrip antenna

Az antenna tervezésénél f, ε_r, h mennyiségek ismeretében meghatározhatjuk W, L paramétereit [6].

A tervezés lépései a következők:

$$W = \frac{v_0}{2f_r} \sqrt{\frac{2}{\varepsilon_r + 1}} \quad (2.19)$$

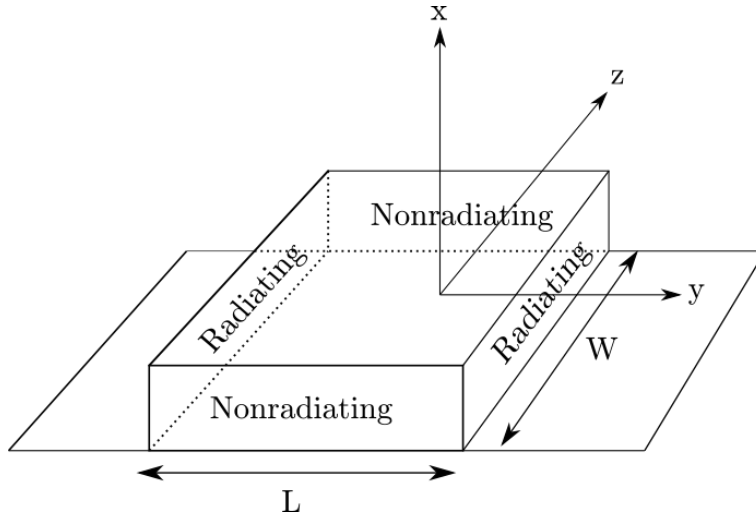
$$\varepsilon_{eff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \cdot \left[1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{-0.5} \quad (2.20)$$

$$\Delta L = h \cdot 0.412 \frac{(\varepsilon_{eff} + 0.3) \left(\frac{W}{h} + 0.264 \right)}{(\varepsilon_{eff} - 0.258) \left(\frac{W}{h} + 0.8 \right)} \quad (2.21)$$

$$L = \frac{v_0}{2f_r \sqrt{\varepsilon_{eff}}} - 2\Delta L \quad (2.22)$$

$$L_e = L + 2\Delta L \quad (2.23)$$

ahol v_0 a vákuumbeli fénysebesség, ε_{eff} az effektív relatív dielektromos állandó, ΔL az antenna hosszának kiterjesztése és L_e az antenna effektív hossza. A patch sugárzási karakterisztikájának meghatározásához szükséges a távolterének modellezése, ami a [6] könyv 14.2.2 alfejezetében leírt üreg modell alapján történt. A modellben levezetett eredmény alapján a szubsztrátban kialakulnak TM módusok, ezek közül TM_{010}^x -t feltételezünk. A négy oldalfal – nevezzük a következőkben réseknek – felosztható kettő sugárzó és kettő nem sugárzó részre a sugárzási karakterisztikára vett hatásuk miatt, amit a 2.6 ábra szemléltet.



2.6. ábra. Microstrip antenna rései

A nemsugárzó kategóriába sorolt rések ugyan sugároznak, de egymás hatását kioltják, így az eredő karakterisztikára nincsenek hatással. A sugárzó rések külön-külön egyformán sugároznak, ezért a két rést egy antenasorként is elképzélhetjük, ahol az elemi sugárzók a sugárzó rések. Egy rés sugárzási karakterisztikája [6] (14-40b) alapján kifejezhető:

$$E_{\phi} = +j \frac{k_0 h W E_0 e^{-j k_0 r}}{2\pi r} \left(\sin \theta \frac{\sin X}{X} \frac{\sin Z}{Z} \right), \quad (2.24)$$

ahol

$$X = \frac{k_0 h}{2} \sin \theta \cos \phi \quad (2.25)$$

$$Z = \frac{k_0 W}{2} \cos \theta \quad (2.26)$$

Az ehhez tartozó AF is kiszámítható 2 elemre az y tengely mentén L_e távolságra:

$$\text{AF} = 2 \cos \left(\frac{k_0 L_e}{2} \sin \theta \sin \phi \right). \quad (2.27)$$

Ezek szorzataként megkapjuk a patch sugárzási karakterisztikáját, ami $\phi \in [0^\circ; 90^\circ] \cup [270^\circ; 360^\circ]$ tartományon érvényes és a (2.28) egyenlet foglalja össze.

$$E_{\phi} = +j \frac{k_0 h W E_0 e^{-j k_0 r}}{2\pi r} \left(\sin \theta \frac{\sin X}{X} \frac{\sin Z}{Z} \right) \cdot 2 \cos \left(\frac{k_0 L_e}{2} \sin \theta \sin \phi \right) \quad (2.28)$$

$$X = \frac{k_0 h}{2} \sin \theta \cos \phi \quad (2.29)$$

$$Z = \frac{k_0 W}{2} \cos \theta \quad (2.30)$$

3. fejezet

Modellalkotás, szimulációs eredmények

Ebben a fejezetben az elért eredményeimet és az odavezető utat mutatom be. A modell alapján végzett numerikus szimulációt és kiértékelést Python nyelven végeztem Jupyter Notebook-ban.

3.1. Antennasor modellezése

Az általam vizsgált hibrid nyalábformáló rendszer blokkvázlatát a 2.2 ábra szemlélteti. Egy ULA modellezésénél hibrid nyalábformálás esetében egy RF lánc utáni fázistolók és antennák kerülnek lemodellezésre. Digitális esetben az összes RF lánchoz tartozó antennát modellezem egy ULA-ként, ahol a súlytényezők digitálisan állíthatók, amit szintén belevettem a modellezésbe. Egy ULA modellezése során az elemi sugárzó tetszőleges, de ismert karakterisztikájú elem.

3.2. Iránykarakterisztika

Az mMIMO rendszerek nyalábformálási képességeinek vizsgálata a szimulált iránykarakterisztikák alapján történtek elsősorban. Először szimuláltam az általam használt elemi sugárzók terét, amit követett a különböző ULA, UPA-k vizsgálata. A beállítható paraméterek a szimulációk során az antennasor esetén: λ hullámhossz, $M \times N$ antennasor elemi sugárzóinak száma, $I_{coeff} = 1$ az antennák komplex súlytényezőinek abszolút értéke, amely egységnyire lett rögzítve, dx , dy elemi sugárzók távolsága az x illetve y tengely mentén, valamint az elemi sugárzók típusa alapján azok sugárzási karakterisztikája. Megadhatók továbbá a nyalábformálást meghatározó Θ_0 , Φ_0 elevációs és azimut szögek, amikből számítható a komplex súlytényezők fázisa. Lehetőség van ezen kívül a hibrid nyalábformálás esetén az analóg fokozat kvantált fázistolóinak bitszámának megadására.

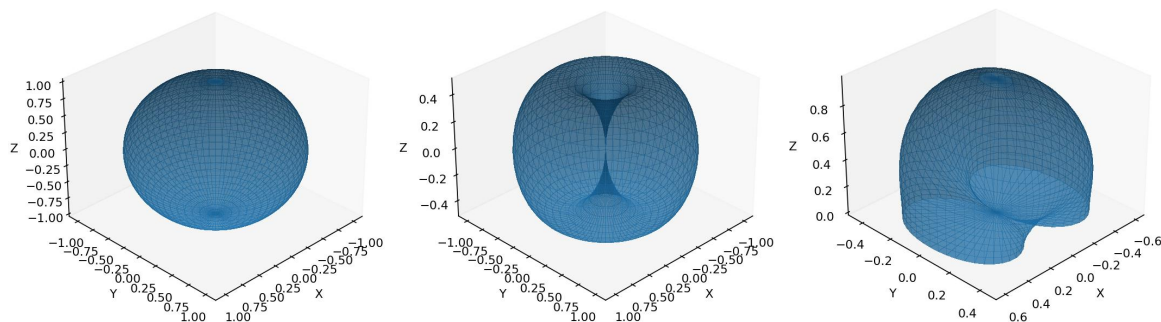
A szimulációhoz szükség van egy gömbi háló meghatározásához, amely háló pontjaiban az iránykarakterisztika kiszámításra kerül. E háló finomsága $d\phi$, $d\theta$ paraméterekkel állítható.

Az iránykarakterisztikák forgatását azaz a steeringet is megvizsgáltam, ahol már jelentősége van hogy hibrid vagy digitális a nyalábformálás, ugyanis a komplex fázistényezőknek szerepe lesz a kialakult karakterisztikában, míg ez előtt 0-nak rögzítettem ezeket.

3.2.1. Elemi sugárzók

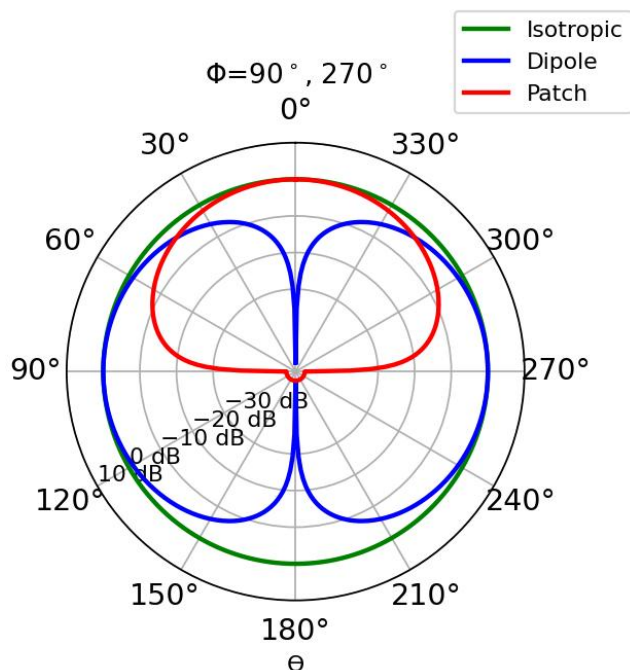
A modellezett elemi sugárzók: az izotrop antenna, a Hertz-dipólus és a patch antenna. Az elméleti részben levezetett összefüggések szimulálásához szükséges az egyes sugárzók

pozícionálásának ismerete. Az izotrop antennánál független az eredmény az antenna helyzetétől, dipólus esetében az xy síkot tekintjük fő sugárzási iránynak, azaz z tengely mentén helyezkedik el. A microstrip antennát xy síkban helyezzük el oly módon, hogy a sugárzó rései párhuzamosak legyenek yz síkkal, amihez koordináta transzformációt végeztem az elméletben levezett képlethez képest. Az antennának, így a fő sugárzási iránya a z tengely mentén lesz. A patch fizikai paramétereire $f = 10$ GHz, $\varepsilon_r = 2.2$, $h = 0.1588$ cm-t választottam az elmélet[6] visszaellenőrzése céljából. Az elemi sugárzók 3D-s iránykarakterisztikáját a 3.1 ábra szemlélteti, ahol $(d\phi, d\theta) = (5^\circ, 5^\circ)$ lett beállítva a gömbi háló felbontásának.



3.1. ábra. A modellezett elemi sugárzók (Izotrop, Hertz-dipólus, Patch) 3D-s iránykarakterisztikája lineáris skálán

A 3.1 ábrán lineáris skálán jelenik meg az iránykarakterisztika, ami a térerősségek abszolútértékéből került kiszámításra. Ez az ábrázolás szemlélteti az iránykarakterisztikák egy-egy 2D-s metszetét, mely egy adott síkban történő sugárzás vizsgálatakor előnyösebb. Ugyanezekkel a beállításokkal a 2D-s iránykarakterisztikákat az xz síkról a 3.2 ábra mutatja be. A 3.2 ábrához annyi kiegészítést szükséges tenni – ez az elkövetkező összes 2D-s karakterisztikára is vonatkozik ahol a θ függvényében jelenítünk meg egy síkban – hogy az eleváció egy adott ϕ érték esetében csak $[0^\circ; 180^\circ]$ tartományban mozog, ha hozzávesszük a $\phi + 180^\circ$ -hoz tartozó elevációs tartományt is, akkor a teljes sík le lesz fedve az eleváció függvényében. Ez úgy kerül ábrázolásra, hogy ϕ -hez tartozó tartomány az eredeti formájában jelenik meg (0° és 180° között), míg a $\phi + 180^\circ$ -hoz tartozó értékek a 360° és 180° között. Összességében az eredmény, hogy kirajzoltatás szempontjából kiterjesztettem a θ tartományát egy síkban $[0^\circ; 360^\circ]$ -ra.



3.2. ábra. A modellezett elemi sugárzók (Izotrop, Hertz-dipólus, Patch) 2D-s iránykarakterisztikája

A 3.2 ábrán látható, hogy az izotrop antenna a tér minden irányában egyforma nagysággal sugároz, ahogyan azt az elmélet alapján el is várjuk. A Hertz-dipólus karakterisztikája is egyezik az elméleti $\sin \theta$ összefüggéssel (csak dB skálán megjelenítve), nem megfelelkezve a kiterjesztésről, azaz pl: 270° az valójában 90° . A Patch karakterisztikáján látható, hogy csak a pozitív z koordinátájú féltérbe sugároz, ezzel jelentősebb irányítottsággal rendelkezik mint a többi sugárzó.

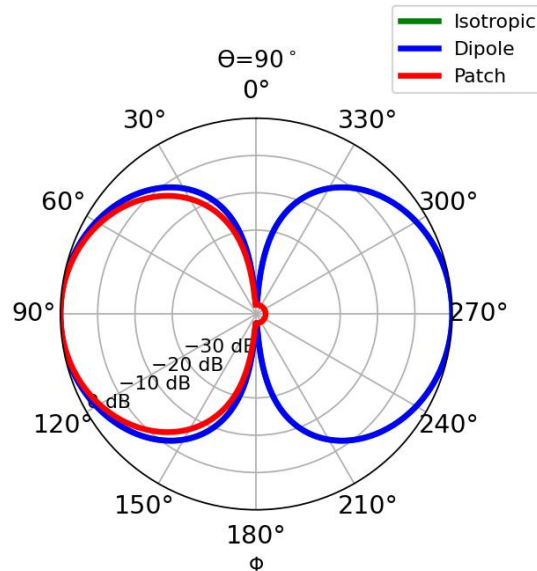
A továbbiakban ezek a karakterisztikák vagy az elforgatott változataik lesznek felhasználva, mint elemi sugárzók karakterisztikái. Egy megjegyzés: a szimulációs program úgy került megvalósításra, hogy amennyiben egy tetszőleges antenna sugárzási karakterisztikája ismert, vagy egy valós antenna karakterisztikája lemérésre kerül, úgy azt modulárisan beillesztve is végre lehet hajtani a szimulációkat.

3.2.2. Antennasorok

Tekintettel a paraméterek széles értékészletére a szimulálható antenasorok száma gyakorlatilag végtelen. Így a továbbiakban a paramétereknek néhány olyan tipikus értékével számoltam, mely a szakirodalomban gyakran előfordul, illetve a gyakorlatban megvalósított rendszerek szempontjából is reális. Ahhoz, hogy az antenna sorunk a vártnak megfelelően működjön, és kevés melléknyaláb keletkezzen az antennák távolságának $[\frac{\lambda}{4}; \frac{\lambda}{2}]$ tartományban kell lenni [6].

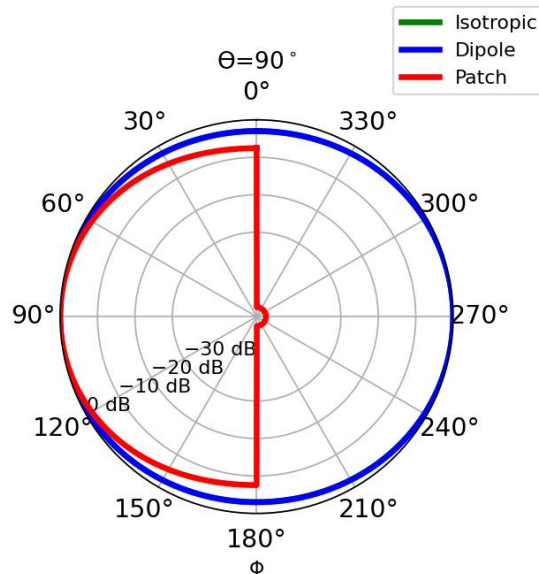
Először vizsgáljuk meg a kapott karakterisztikákat $N = 2$ elemre, x irány mentén, $dx = \frac{\lambda}{2}$ távolság esetén. Annyi kiegészítést téve, hogy a Patch antenna karakterisztikáját transzformáltam úgy, hogy a fő sugárzási iránya az y tengely, sugárzó rései az yz síkkal párhuzamosak. A kapott eredményeket a 3.3 ábra tartalmazza.

A 3.3 ábrán az izotrop és dipólus elemi sugárzókkal rendelkező ULA karakterisztikája egybeesik, ami annak a következménye, hogy xy síkban egyezik a karakterisztikájuk az elemi sugárzóknak. Ez a hatás a későbbiekben is előfordul, amennyiben az xy síkot vizsgáljuk. Az izotrop esetben az elméleti eredményeket[6] kaptuk vissza, míg Patch esetében



3.3. ábra. x tengelyű ULA iránykarakterisztikája xy síkban $N = 2$, $dx = \frac{\lambda}{2}$ esetén

csak féltérben sugároz az elemi karakterisztika miatt, és csekély mértékben keskenyebb a főnyaláb. Mindkettő esetben a főnyaláb a $\phi = 90^\circ$ irányba mutat, ami az y tengely iránya, így ez a merőleges beesés az antenna sorunkra. Megváltoztatva az antennák távolságát $dx = \frac{\lambda}{4}$ -re, de a többi paramétert változatlanul hagyva a 3.4 ábrán látott eredményeket kapjuk.

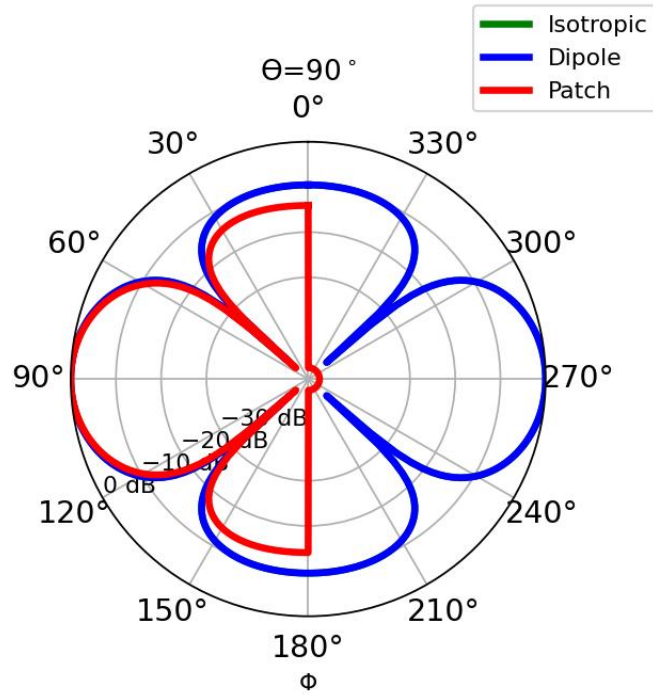


3.4. ábra. x tengelyű ULA iránykarakterisztikája xy síkban $N = 2$, $dx = \frac{\lambda}{4}$ esetén

Hasonlókat lehet elmondani a 3.4 ábráról is, mint a $\frac{\lambda}{2}$ esetben: a dipólus és izotrop karakterisztika egybeesik, a microstrip antenna egy féltérben sugároz és az elméleti modellt visszakaptuk.

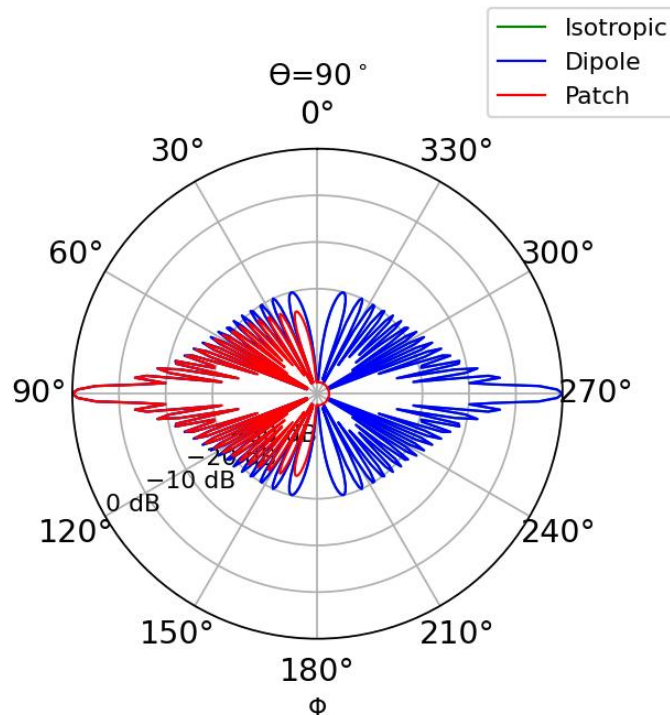
Növeljük meg az antenaszámot $N = 3$ -ra, az antennatávolságot pedig állítsuk vissza $\frac{\lambda}{2}$ -re! Az így kapott karakterisztikát a 3.5 ábra szemlélteti.

A 3.5 ábrán az újdonság az előző eredményekhez képest, a melléknyalábok megjelenése, ami a főnyaláb keskenyedésének következménye. A Patch esetében láthatjuk, hogy kisebb-



3.5. ábra. x tengelyű ULA iránykarakterisztikája xy síkban $N = 3$, $dx = \frac{\lambda}{2}$ esetén

bek a melléknyalábok az izotrop karakterisztikán lévőkhez viszonyítva. Megvizsgálhatnám az y tengely menti ULA-t is, helyette inkább majd egy UPA-ban fogom demonstrálni a működést a későbbiekben. A mMIMO rendszerek egyik követelménye volt a nagy antenaszám, így megvizsgáltam még egy $N = 32$ elemű antenasort is, amit a 3.6 ábra mutat be.



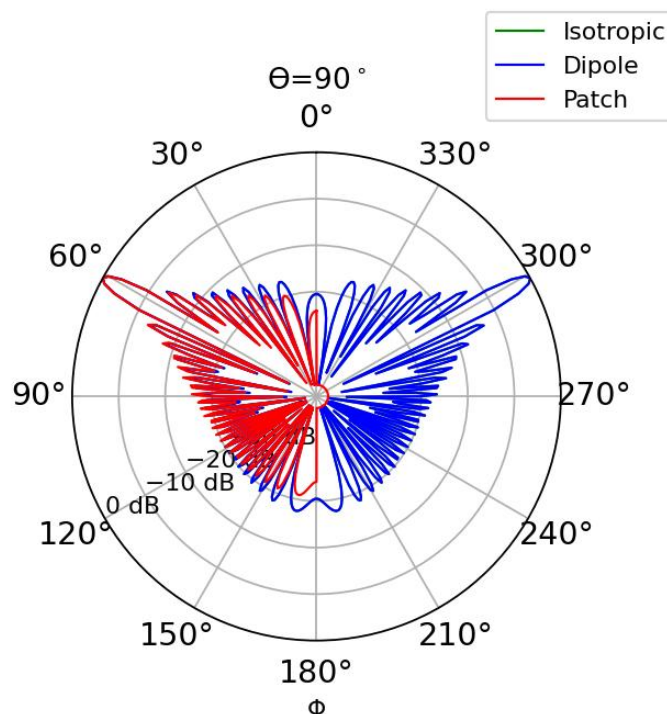
3.6. ábra. x tengelyű ULA iránykarakterisztikája xy síkban $N = 32$, $dx = \frac{\lambda}{2}$ esetén

A 3.6 ábrán láthatjuk, hogy megjelent sok melléknyaláb cserébe a főnyaláb nagyon keskeny lett, és megnövekedett a melléknyaláb elnyomás. Ez a tulajdonság nagyon előnyös, ha egy adott pontba szeretnénk sugározni, azonban ha ez nem a $\phi = 90^\circ$, akkor szükség lesz a karakterisztika forgatására, amit a 3.2.3 alfejezetben mutatok be. Megjegyzendő még, hogy a patch antennák esetében nagyobb a melléknyaláb elnyomás.

A hibrid és a digitális nyalábformálás különbségei eddig nem voltak fellelhetők, aminek oka, hogy a komplex súlytényezők fázisa okozná a jelentős eltérést, de eddig ezek 0-nak voltak tekintve.

3.2.3. Steering

Az antennasorok iránykarakterisztikáiban a főnyaláb forgatására van lehetőség [6], amit a komplex súlytényezők fázisának (β) állításával lehet előállítani. A 3.7 ábra bemutatja a $\phi_0 = 61^\circ$ és $\theta_0 = 90^\circ$ -ra irányított karakterisztikát, ami összehasonlítható a 3.6 ábrával, ugyanis a két szimuláció egyéb paraméterei megegyeznek.



3.7. ábra. x tengelyű ULA iránykarakterisztika digitális nyalábformáláskor xy síkban $N = 32$, $dx = \frac{\lambda}{2}$, $\phi_0 = 61^\circ$, $\theta_0 = 90^\circ$ esetén

A 3.7 ábrán látszik a főnyaláb ϕ_0 irányba mutatása, emellett a csekély mértékben megnövekedett melléknyalábok. A forgatás következtében a főnyaláb iránya megváltozott, de normalizálatlan nagysága változatlan maradt, amire a magyarázatot x tengelyű ULA esetében levezetem. Tudjuk az x tengelyű ULA esetében, az egyszerűség kedvéért $\theta_0 = 90^\circ$ legyen beállítva, hogy a (2.12) egyenlet alapján adódik a szomszédos antennák közötti a fáziskülönbség. Az AF maximalizálása a (2.16) egyenlet alapján történik, amit a (3.1) egyenlet összegez:

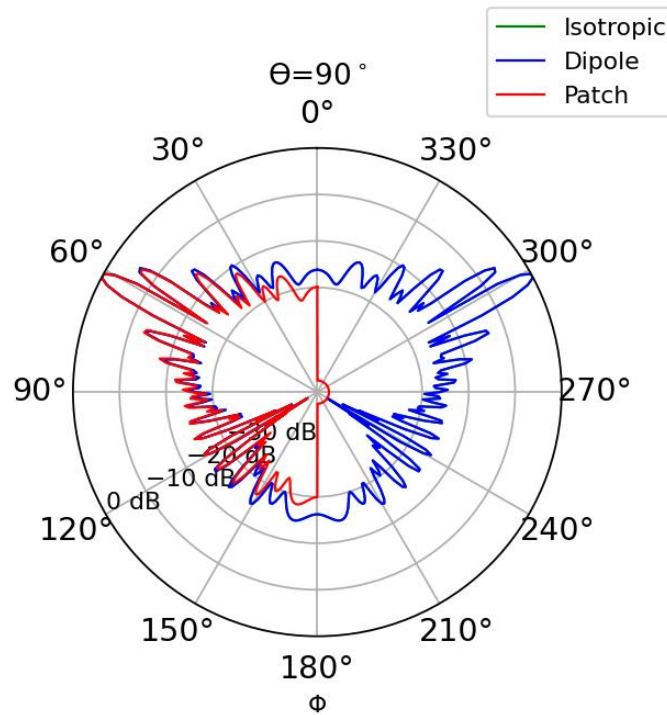
$$\max \{AF_{dig}\} = \sum_{n=0}^{N-1} e^{j(nkd \cos \phi_0 + n\beta)} = \sum_{n=0}^{N-1} e^{j(nkd \cos \phi_0 - nkd \cos \phi_0)} = N \quad (3.1)$$

Összefoglalva elmondhatjuk, hogy a forgatás hatására a főnyaláb irány megváltozik, de nagysága változatlan marad.

3.3. Kvantálás hatása

Digitális nyalábformáláskor lebegőpontosan állítható az antennákra jutó komplex súlytényezők fázisa, míg hibrid esetben 1 RF láncon belül csak kvantáltan változtatható.

Az 1 RF láncsal rendelkező, 2 bites fázistolókat alkalmazó hibrid nyalábformálás pásztázását a 3.8 ábra szemlélteti, ahol $\phi_0 = 61^\circ$ és $\theta_0 = 90^\circ$ -ra irányítottuk a karakterisztikát. Összehasonlítható a 3.7 ábrával, ahol lebegőpontosan állítottak a fázisok, míg a 2 bites fázistolók esetén csak $\{0^\circ; 90^\circ; 180^\circ; 270^\circ\}$ értékeket vehetnek fel a súlytényezők fázisai.



3.8. ábra. x tengelyű ULA iránykarakterisztika hibrid nyalábformáláskor xy síkban
 $N = 32$, $dx = \frac{\lambda}{2}$, $\phi_0 = 61^\circ$, $\theta_0 = 90^\circ$ esetén

Hibrid nyalábformáláskor csökkent a melléknyaláb elnyomás az iránykarakterisztika alapján. A főnyaláb normalizálatlan nagyságára vonatkozó (3.1) egyenlet a (3.2) egyenlőtlenségre módosul:

$$\max \{AF_{hib}\} = \sum_{n=0}^{N-1} e^{j(nkd \cos \phi_0 + Q\{n\beta\})} = \sum_{n=0}^{N-1} e^{j(nkd \cos \phi_0 - Q\{nkd \cos \phi_0\})} \leq N \quad (3.2)$$

Láthatjuk, hogy digitális esetben megkaptuk a maximumot, a súlytényezők pontos állításával, míg hibrid rendszerben ez nem mindig teljesül. Hibrid nyalábformáláskor az $n\beta$ értékét nem tudjuk szabadon állítani, mert csak a fázistolók állnak rendelkezésre, így például, ha 60° -ot szeretnénk beállítani $i\beta$ -nak 2 bites fázistolóknál, akkor 90° -ot fogunk beállítani.

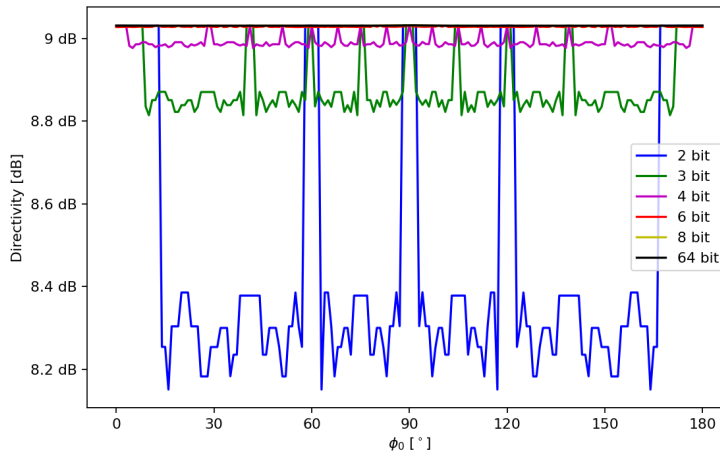
Az iránykarakterisztikák szimulációja után, az irányhatásokat is megvizsgáltam. Összehasonlítottam a digitális és hibrid nyalábformálást irányhatás tekintetében, utóbbit a fázistolók többféle bitszáma esetén. A következőkben kifejtem az irányhatás számításának

menetét. A sugárzási karakterisztika értékeinek négyzetével lesz arányos a teljesítménysűrűség. Felveszek egy finom beosztású hálót: legyen ez $(d\theta, d\phi) = (1^\circ \cdot \frac{\pi}{180^\circ}, 1^\circ \cdot \frac{\pi}{180^\circ})$. Megkeresem a maximális teljesítménysűrűséget azaz S_{max} -ot. Ezt követően a gömb felületén integrálok a teljesítménysűrűséget, hogy megkapjam a betáplált teljesítményt (P_{be})-t, amiből számítható az átlag (S_0). A számítás menetét a (3.3) egyenlet foglalja össze.

$$D = \frac{\max \{|E(\theta, \phi)|^2\}}{\frac{1}{4\pi} \sum_{\phi} \sum_{\theta} (|E(\theta, \phi)|^2 \cdot \sin \theta \cdot d\theta \cdot d\phi)} \quad (3.3)$$

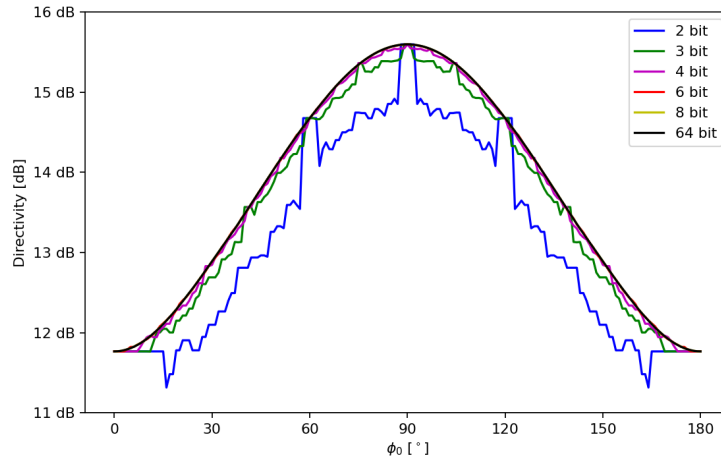
A betáplált teljesítmény számítása némi magyarázatra szorul. A $\sin \theta$ a gömbi koordináta-rendszerbeli integrálás miatt kerül bele. Egy integrandus értékhez tartozik a háló felbontása szorzatából adódó kis terület $d\theta \cdot d\phi$. A gömbi hálom nem egyenlő területű részekre osztotta fel a gömböt, így ez a számítás hibát visz a rendszerbe, amit a háló finomításával kompenzáltam. Az algoritmus működése után következzenek a szimulációk.

Először az elemi sugárzók elméleti értékeit[6] vetem össze a szimulációm eredményével, hogy ellenőrizsem az algoritmusom működését. Az izotrop sugárzóra 1-et kaptam, míg a dipólusra 1.5-öt lineáris skálán, amik a várt eredmények. Megvizsgáltam $N = 8$ elemű izotrop elemi sugárzókkal rendelkező x tengelyű ULA esetén az irányhatást a steering függvényében, amin belül összehasonlítottam a hibrid nyalábformálást a digitálissal. Az eredményt a 3.9 ábra mutatja be.



3.9. ábra. x tengelyű ULA irányhatása a steering függvényében különböző hibrid és a digitális nyalábformálásnál xy síkban $N = 8$, $dx = \frac{\lambda}{2}$, $\theta_0 = 90^\circ$ és izotrop elemi sugárzó esetén

A 3.9 ábrán a 64 bites görbe a digitális nyalábformálást jelenti. Láthatjuk, hogy kellően nagy bitszámot (6-8) választva elérhetjük a digitális nyalábformálást jellemző irányhatás nagyságát, míg kisebb bitszámok esetében visszaesés jelenik meg a pontatlan forgatás eredményeként. Vizsgáljuk meg továbbá patch elemi sugárzót használva ugyanezt a paraméterezést, amit a 3.10 ábra szemléltet.



3.10. ábra. x tengelyű ULA irányhatása a steering függvényében különböző hibrid és a digitális nyalábformálásnál xy síkban $N = 8$, $dx = \frac{\lambda}{2}$, $\theta_0 = 90^\circ$ és patch elemi sugárzó esetén

A burkoló görbe eltér a 3.9 és a 3.10 ábrák közt, aminek oka, hogy a patch eleve rendelkezik irányított karakterisztikával, emiatt összességében nagyobb irányhatással fog az antenasor is rendelkezni, ellenben a forgatásra érzékenyebbé válik.

A szimulációk során arra a megállapításra jutottunk, hogy a hibrid nyalábformálás esetén, a kvantáltság teljesítményromlást okoz, amit nem lehet kikerülni.

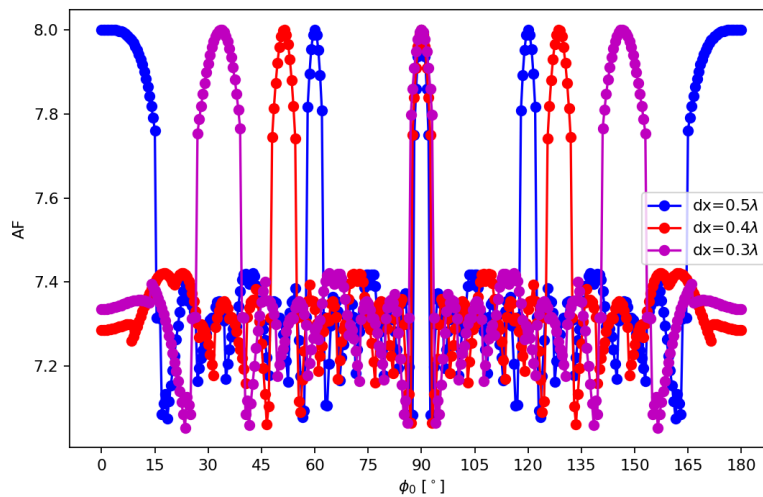
4. fejezet

Hibrid nyalábformálás továbbfejlesztése

A hibrid nyalábformálás továbbfejlesztésére megoldást nyújthat a rendszer felosztása több különböző antennatávolságú ekvidisztáns antenasorra. Az így kialakított rendszert összehasonlítom az egymással egyező ekvidisztáns antenasorokkal rendelkező hibrid rendszerrel.

4.1. Antennatávolság hatása

Vizsgáljuk meg az AF nagyságát különböző antennatávolságú ULA-k esetében a steering függvényében. A szimulációk paraméterei legyenek: x tengelyű ULA, $N = 8$, $f = 10$ GHz, $\theta_0 = 90^\circ$, $dx_1 = 0,5\lambda = 15$ mm, $dx_2 = 0,4\lambda = 12$ mm, $dx_3 = 0,3\lambda = 9$ mm, egy RF lánc 2 bites fázistolókkal és izotrop elemi sugárzók. Az AF összefügg a sugárzási karakterisztikával ily módon, a vevőnél levő vett jelszinttel is. A szimuláció eredményét a 4.1 ábra mutatja be.



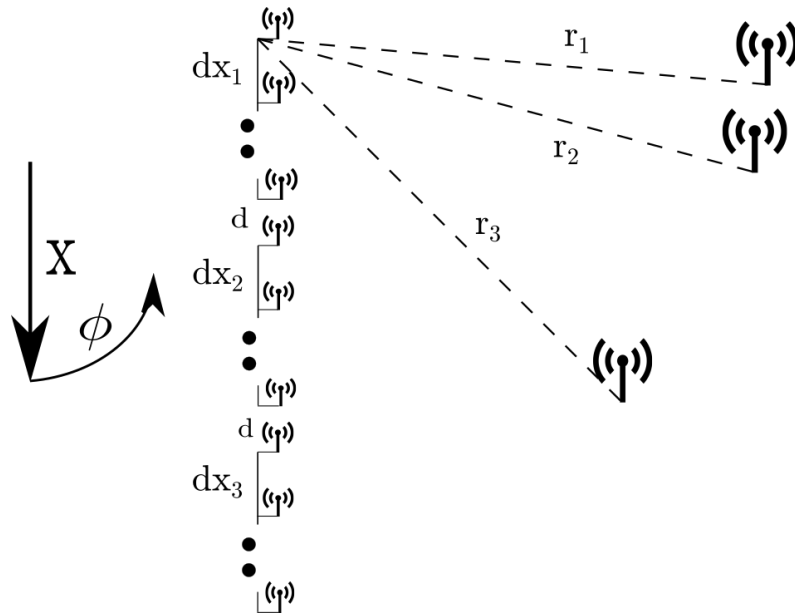
4.1. ábra. AF nagysága ϕ_0 függvényében hibrid nyalábformáláskor x tengelyű ULA esetén xy síkban $N = 8$, $\theta_0 = 90^\circ$ paraméterezéssel és 2 bites fázistolók alkalmazásával

Láthatjuk a 4.1 ábrán az AF értékeket a forgatás függvényében, ahol a maximuma a görbéknek mindhárom esetben az antennaszámmal egyezik meg azaz 8-cal, ami egyébként a rendszerbeli maximum. A görbék több esetben különböző helyen veszik fel a lehetséges maximumot, a többi pontban kisebb értéken jelentkezik a forgatás maximuma.

Értelmezzük az észrevételeket! Tételizzük fel, hogy egy felhasználó $\phi_1 = 145^\circ$ irányban helyezkedik el! Ekkor a $dx = 0,3\lambda$ görbe értéke megközelíti a maximum 8 értéket, míg a másik kettő görbe alacsonyabb értéket vesz fel 7,35 körül. Ez azt jelenti, hogy az elektromos térerősség nagysága $dx = 0,3\lambda$ antennatávolságú ULA esetében nagyobb lenne ennél a felhasználónál, mint a másik két esetben. Vegyünk fel egy másik felhasználót $\phi_2 = 120^\circ$ irányban! Ennek a felhasználónak a $dx = 0,5\lambda$ -ú görbe lenne optimális. A két felhasználónak két különböző ULA használatakor fejenként nagyobb jelteljesítményt tudtunk létrehozni. Felhasználva az itt kifejtett észrevételeket, modellezek egy továbbfejlesztett hibrid rendszert ami különböző dx -ekkel rendelkező ULA-kból épül fel és összehasonlítom az azonos dx -el rendelkezővel.

4.2. Javasolt elrendezés

A továbbfejlesztett hibrid nyalábformáló bázisállomás 3 darab x tengelyű ULA, amelyek x tengely mentén helyezkednek el egymást követően d távolságra külön-külön egy RF lánchról működtetve. Paramétereit a bázisállomásnak: $N = 3 \times 8$, $f = 10$ GHz, $\theta_0 = 90^\circ$, $dx_1 = 0,5\lambda = 15$ mm, $dx_2 = 0,4\lambda = 12$ mm, $dx_3 = 0,3\lambda = 9$ mm, egy ULA egy RF lánchoz tartozik 2 bites fázistolókkal és izotrop elemi sugárzókkal, az ULA-k között $d = 0,5\lambda$ a távolság. A felhasználók száma $K = 3$, amelyek egy-egy antennával azonos xy síkban helyezkednek el az antennasorokkal és az i -edik felhasználó r_i távolságra van ϕ_i azimut szögben a bázisállomástól. Az elrendezés blokkvázlatát a 4.2 ábra szemlélteti.



4.2. ábra. Továbbfejlesztett hibrid modell blokkvázlata

A rendszer felosztja $[0^\circ; 180^\circ]$ tartomány egy részét és hozzárendeli az egyes részeket az ULA-khoz. Tegyük ezt meg a 4.1 ábra alapján a csúcsokra fókuszálva, figyelembe véve, hogy a $0,3\lambda$ -val és $0,4\lambda$ -val rendelkező antennasorok a steering következtében felvett maximumhelyük mellett nem csökken le hirtelen az AF értéke a kvantálás hatása miatt. Megjegyzendő még, hogy a bázisállomásoknál bevett szokás szektorsugárzók használata, azaz nem a teljes teret fedik le, hanem például 3 darab 120° lefedésű antennasort alkalmaznak [7]. A felosztást a 4.1 táblázat tartalmazza:

4.1. táblázat. A szögtartomány felosztása

ϕ [°]	46 – 56	56 – 63	63 – 70	70 – 110	110 – 118
dx [λ]	0,4	0,5	0,3	0,5	0,3
ϕ [°]	118 – 125	135 – 155			
dx [λ]	0,5	0,3			

Ez a rendszer a három RF lánc miatt maximum három felhasználót tud kiszolgálni. A következőkben a három felhasználó külön ULA-khoz tartozó tartományokba esnek.

4.3. Eredmények

Legyenek a felhasználók egyformán $r_1 = r_2 = r_3 = r = 100$ m távolságra a bázisállomástól és $\phi_1 = 50^\circ$, $\phi_2 = 120^\circ$, $\phi_3 = 145^\circ$ szögekben. Ekkor a 4.1 táblázat alapján az 1-es felhasználót a $dx = 0,4\lambda$ -jú ULA szolgálja ki, a 2-est $dx = 0,5\lambda$ a harmadikat $dx = 0,3\lambda$. Számítsuk ki a rendszer spektrális hatékonyságát, amihez először az SINR értékeket kell meghatározzuk! Fejezzük ki H^T mátrix elemeit a (2.2) egyenlet alapján oly módon, hogy a három ULA antennáit egymás után felsorakoztatjuk csökkenő dx szerint, ahogyan a 4.2 ábra is mutatja!

$$\underline{H}_{n,k}^T = \frac{1}{r} e^{-jkr_{n,k}}, \quad (4.1)$$

ahol az n -edik antennától a k -edik felhasználóig $r_{n,k}$ a távolság, a távotér miatt elhanyagolható az antennák elhelyezkedéséből adódó távolságkülönbség csillapítást tekintve, így ott r -el számolhatunk, de fázisban kis hullámhossz esetén nem hanyagolható el.

Előkódolásnak a Maximum Ratio módszerét használom, így a (4.2) egyenlet alapján megkapjuk az előkódolási mátrixot:

$$\underline{W} = (\underline{H}^{norm})^* \quad (4.2)$$

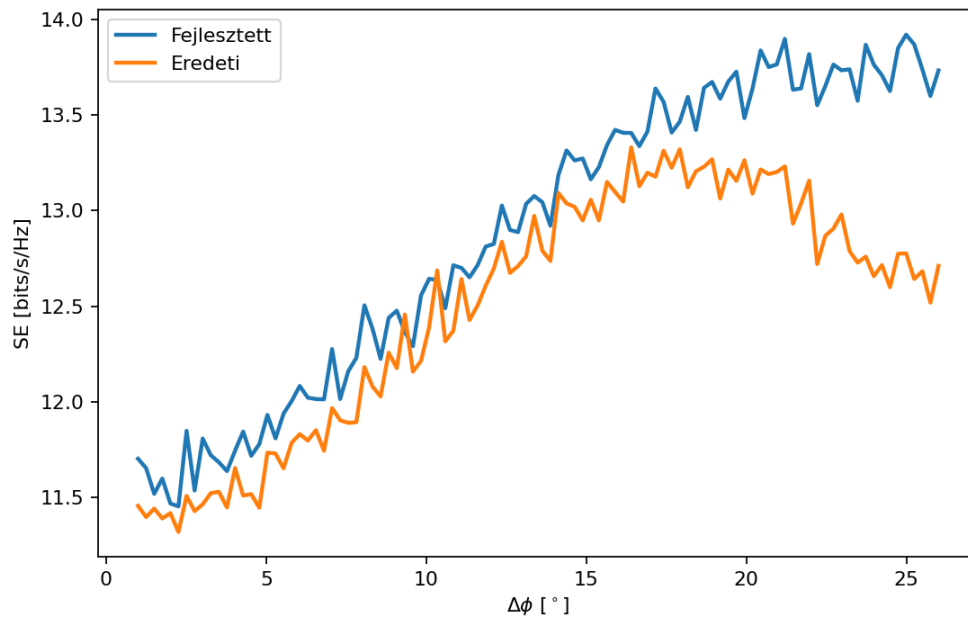
A csatorna tökéletes ismeretét és kizárólagos direkt rálátást (LoS) feltételeztük az adó és a vevők között, ami egy egyszerűsített mmWave csatornamodellnek felel meg [13][14]. Ennek következtében a $\underline{H}^T \underline{W}$ szorzat okozta hatás egységnyiinek tekinthető, azaz elhagyható. Ezt követően a ρ_k értékek kerülnek kiszámításra. Az elektromos térerősség lesz arányos a ρ_k -kal, így amennyiben az elemi sugárzó karakterisztikákat egységnyiinek feltételezzük: $\rho_k = \text{AF}_{k,k}$ teljesül, ahol $\text{AF}_{i,j}$ a j -edik felhasználóra steerelt és a i -edik felhasználónál érzékelt ULA array factora. A felhasználóknál állandó vevőérzékenységet feltételezünk, így adott a zajteljesítmény, ami legyen -20 dB. Az SINR számítása a (2.7) egyenletről (4.3)-re módosul:

$$\text{SINR}_k = \frac{|\text{AF}_{k,k}|^2}{\sum_{j=1, j \neq k}^3 |\text{AF}_{k,j}|^2 + \sigma^2}, \quad (4.3)$$

ahol $\text{AF}_{k,j}$ a j -edik felhasználóra steerelt ULA AF-a a k -edik felhasználónál. A nevezőben megjelenik az interferencia és a zaj összesítve. A spektrális hatékonyságot a (2.8) egyenlet alapján kiszámítjuk. Azt kaptuk, hogy a mi rendszerünk $13,21$ bit/s/Hz-el rendelkezik, míg a teljesen ekvidisztáns $dx = 0,5\lambda$ ULA esetében ez $12,48$ bit/s/Hz-nek adódik.

Ezt követően véletlenszerűen választottunk felhasználókat szintén a tartományokból oly módon, hogy adott $\Delta\phi$ minimum szögekülönbségnek kellett lenni a felhasználók között.

A kis szögkülönbségek azért lehetnek kevésbé előnyösek, mert akkor a bázisállomásnak előfordulhat, hogy a TDD működési során külön idő slotban kell kiszolgálja a két felhasználót. Összehasonlítottam az eredeti ekvidisztáns antennasort az általam bevezetett rendszerrel, spektrális hatékonyság szempontjából $\Delta\phi$ függvényében, ahol egy-egy SE érték 1000 szimulált esetre van átlagolva. Az eredményeket a 4.3 ábra szemlélteti.



4.3. ábra. Továbbfejlesztett rendszer és az egyszerű antennasor spektrális hatékonysága a felhasználók közötti minimum azimut szög függvényében

Láthatjuk, hogy kezdetben kisebb $\Delta\phi$ értékeknél még összesimulnak a görbék, bár a fejlesztett rendszer helyezkedik el feljebb, majd kb. $\Delta\phi = 16^\circ$ fok után az eredeti ekvidisztáns antennasor spektrális hatékonysága elkezd csökkenni, míg a másik tovább növekszik. Megjegyzendő, hogy több szimuláció esetén a görbék simábbak lesznek.

5. fejezet

Összefoglalás, kitekintés

Dolgozatomban hibrid nyalábformálás vizsgálatával foglalkoztam. Munkámat ekvidisztáns antennasorok modellezésével kezdtem. A szimulációk során ULA-kal foglalkoztam, azonban a modellem UPA-ra is fel lett készítve. Az antennasorok elemi sugárzóinak az izotrop antennán kívül Hertz-dipólust és patch antennát választottam, amelyeket önmagukban is megvizsgáltam, és amennyiben később szükséges volt a karakterisztikáik elforgatottjai is rendelkezésre álltak. Több, eltérő paraméterezésű antennasor iránykarakterisztikáját rajzoltattam ki, ahol rámutattam a különböző elemi sugárzók hatására a karakterisztikában és bemutattam az antennaszám növelésével és az antennatávolság változtatásával járó következményeket, amelyek ismerete mMIMO rendszerek esetén rendkívül fontos. Összehasonlítottam a digitális és hibrid nyalábforgatást és megvizsgáltam, hogy milyen hatással van a digitális és a hibrid nyalábformálás az irányhatásra, amiken keresztül rámutattam a kvantálás hatásaira. Végezetül két hibrid rendszer került bemutatásra: egy több különböző és egy egymással egyező antennatávolságokkal rendelkező ekvidisztáns antennasorokból megvalósított. A két rendszer spektrális hatékonyságának kiszámításához mMIMO modell alapján jutottam el. Először egy konkrét példán, majd a felhasználókra bizonyos feltétel függvényében egy sztochasztikus modellt állítva hasonlítottam össze a két rendszer spektrális hatékonyságát, ahol rámutattam a fejlesztett rendszer nagyobb spektrális hatékonyságára. A jövőre nézve egy lehetséges továbbfejlesztési irány az UPA-k vizsgálata és használata ULA-k helyett a szimulációk során. Könnyű skálázhatósága előnyösebb iránykarakterisztikákat, nagyobb AF-okat eredményezhet, ezen kívül a dipólus és izotrop elemi sugárzók közti különbségre is jobban rámutat. A felhasználók számának növelése és más antennatávolságok használata is egy további irány lehet, ami új eredményeket és esetlegesen eddig nem ismert kihívásokat hozhat előtérbe.

Köszönetnyilvánítás

Szeretném megköszönni konzulensemnek, Dr. Horváth Bálint Péternek a munkáját és a segítségét, a személyes és online konzultációinkat, amelyek nélkül nem jöhetett volna létre ez a dolgozat.

Irodalomjegyzék

- [1] E. Björnson, J. Hoydis, and L. Sanguinetti, „Massive mimo networks: Spectral, energy, and hardware efficiency,” *Foundations and Trends in Signal Processing*, vol. 11, no. 3-4, pp. 154–655, 2017. [Online]. Available: <http://dx.doi.org/10.1561/20000000093>
- [2] M. A. Albreem, A. H. A. Habbash, A. M. Abu-Hudrouss, and S. S. Ikki, „Overview of precoding techniques for massive mimo,” *IEEE Access*, vol. 9, pp. 60 764–60 801, 2021.
- [3] A. F. Molisch, V. V. Ratnam, S. Han, Z. Li, S. L. H. Nguyen, L. Li, and K. Haneda, „Hybrid beamforming for massive mimo: A survey,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 55, no. 9, pp. 134–141, 2017.
- [4] F. Sofrabi and W. Yu, „Hybrid digital and analog beamforming design for large-scale mimo systems,” in *2015 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP)*, 2015, pp. 2929–2933.
- [5] Z. Wang, M. Li, Q. Liu, and A. L. Swindlehurst, „Hybrid precoder and combiner design with low-resolution phase shifters in mmwave mimo systems,” *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, vol. 12, no. 2, pp. 256–269, 2018.
- [6] C. A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design*. USA: Wiley-Interscience, 2005.
- [7] M. Rebato, L. Resteghini, C. Mazzucco, and M. Zorzi, „Study of realistic antenna patterns in 5g mmwave cellular scenarios,” in *2018 IEEE International Conference on Communications (ICC)*, 2018, pp. 1–6.
- [8] Z. Zhou, X. Gao, J. Fang, and Z. Chen, „Spherical wave channel and analysis for large linear array in los conditions,” in *2015 IEEE Globecom Workshops (GC Wkshps)*, 2015, pp. 1–6.
- [9] S. L. Mohammed, M. H. Alsharif, S. K. Gharghan, I. Khan, and M. Albreem, „Robust hybrid beamforming scheme for millimeter-wave massive-MIMO 5G wireless networks,” *Symmetry*, vol. 11, no. 11, 2019. [Online]. Available: <https://www.mdpi.com/2073-8994/11/11/1424>
- [10] T. L. Marzetta, *Fundamentals of Massive MIMO*, E. G. Larsson, H. Yang, and H. Q. Ngo, Eds. Cambridge: Cambridge University Press, 2016, includes bibliographical references (pages 213-222) and index.
- [11] J. Choi, G. Lee, and B. L. Evans, „Two-stage analog combining in hybrid beamforming systems with low-resolution ADCs,” *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 67, no. 9, pp. 2410–2425, 2019.

- [12] B. T. Csathó, B. P. Horváth, and P. Horváth, „Modeling the near-field of extremely large aperture arrays in massive mimo systems,” vol. 12, pp. 39–46, 2020.
- [13] F. A. P. de Figueiredo, C. F. Dias, E. R. de Lima, and G. Fraidenraich, „Capacity bounds for dense massive MIMO in a line-of-sight propagation environment,” *Sensors*, vol. 20, no. 2, 2020. [Online]. Available: <https://www.mdpi.com/1424-8220/20/2/520>
- [14] S. Yan and Z. Yerong, „Maximum MIMO capacity of rice channel,” in *2009 International Conference on Wireless Communications Signal Processing*, 2009, pp. 1–5.

Ábrák jegyzéke

2.1.	A teljesen digitális nyalábformálás blokkvázlata	7
2.2.	Az általam vizsgált hibrid nyalábformálás blokkvázlata	8
2.3.	Távoltéri geometria, N darab elemi sugárzó z tengely mentén	10
2.4.	Távoltéri geometria, $M \times N$ darab elemi sugárzó xy -síkban	11
2.5.	Microstrip antenna	13
2.6.	Microstrip antenna rései	14
3.1.	A modellezett elemi sugárzók (Izotrop, Hertz-dipólus, Patch) 3D-s irány- karakterisztikája lineáris skálán	16
3.2.	A modellezett elemi sugárzók (Izotrop, Hertz-dipólus, Patch) 2D-s irány- karakterisztikája	17
3.3.	x tengelyű ULA iránykarakterisztikája xy síkban $N = 2$, $dx = \frac{\lambda}{2}$ esetén . .	18
3.4.	x tengelyű ULA iránykarakterisztikája xy síkban $N = 2$, $dx = \frac{\lambda}{4}$ esetén . .	18
3.5.	x tengelyű ULA iránykarakterisztikája xy síkban $N = 3$, $dx = \frac{\lambda}{2}$ esetén . .	19
3.6.	x tengelyű ULA iránykarakterisztikája xy síkban $N = 32$, $dx = \frac{\lambda}{2}$ esetén . .	19
3.7.	x tengelyű ULA iránykarakterisztika digitális nyalábformáláskor xy síkban $N = 32$, $dx = \frac{\lambda}{2}$, $\phi_0 = 61^\circ$, $\theta_0 = 90^\circ$ esetén	20
3.8.	x tengelyű ULA iránykarakterisztika hibrid nyalábformáláskor xy síkban $N = 32$, $dx = \frac{\lambda}{2}$, $\phi_0 = 61^\circ$, $\theta_0 = 90^\circ$ esetén	21
3.9.	x tengelyű ULA irányhatása a steering függvényében különböző hibrid és a digitális nyalábformálásnál xy síkban $N = 8$, $dx = \frac{\lambda}{2}$, $\theta_0 = 90^\circ$ és izotrop elemi sugárzó esetén	22
3.10.	x tengelyű ULA irányhatása a steering függvényében különböző hibrid és a digitális nyalábformálásnál xy síkban $N = 8$, $dx = \frac{\lambda}{2}$, $\theta_0 = 90^\circ$ és patch elemi sugárzó esetén	23
4.1.	AF nagysága ϕ_0 függvényében hibrid nyalábformáláskor x tengelyű ULA esetén xy síkban $N = 8$, $\theta_0 = 90^\circ$ paraméterezéssel és 2 bites fázistolók alkalmazásával	24
4.2.	Továbbfejlesztett hibrid modell blokkvázlata	25
4.3.	Továbbfejlesztett rendszer és az egyszerű antennasor spektrális hatékonysága a felhasználók közötti minimum azimut szög függvényében	27

Táblázatok jegyzéke

4.1. A szögtartomány felosztása	26
---	----