

Mobil eszközök antennáinak méretcsökkentése

NAGY LAJOS

Budapesti Műszaki és Gazdaságtudományi Egyetem,
Szélessávú Hírközlés és Villamosságtan Tanszék

lajos.nagy@szhvt.bme.hu

Kulcsszavak: antenna, mobil, MIMO, antennarendszer

A mobil eszközök méretének további csökkentése napjainkban is jelentős kutatási téma, ugyanis az előfizetői igények folyamatosan ebben az irányban hatnak. A nagy integráltságú áramkörök alkalmazása csak egyik szükséges feltétele a méretcsökkentésnek, a mobil eszközök méretét ugyanis alapvetően meghatározó további összetevők a készülékek miniaturizálásának jelentős korlátjai. A kijelző és billentyűzet méretét jelenleg már nem a technológia, hanem ergonomiai megfontolások, kényelmes kezelhetőség korlátozza. Az akkumulátorok méretének csökkentése napjainkban is széleskörűen kutatott terület, új anyagok bevezetésével további jelentős lépések várhatóak akár az akkumulátorkapacitás növelésével együtt. A cikkben a mobil eszközök antennáinak méretcsökkentési lehetőségeit és korlátait vizsgáljuk meg, az antennarendszerek teljes méretére, illetve egyedi antennaelemekre részletesen.

1. Bevezetés

A vezeték nélküli összeköttetéseket alkalmazó eszközök napjainkra a távközlés, mérés-technika, földi és műholdas műsorszórás, úrkutatás és orvosi elektronika számos területén nyújtanak hatékony megoldásokat. Ezen legfontosabb alkalmazási területek a mobil cellás, WLAN, WiMAX távközlési rendszerek, RFID azonosítók, audió/videó műsorszórás, emberi testre kapcsolt érzékelők, mikrohullámú terápiás berendezések. A rádióösszeköttetések hatékonyan képesek kiváltani a vezetékös összeköttetéseket, de a tervezés és alkalmazás három fontos kérdése az antennák mérete, súlya és költsége. Jellemző adat a méretcsökkenésre az utóbbi harminc évben a tipikus mobiltelefon-térfogot 6700 cm^3 -ról 200 cm^3 -re csökkenése, melyből adódóan a további méretcsökkentés legjelentősebb korlátjává az antennák legtöbbször fizikai konstansok által behatárolt mérete vált.

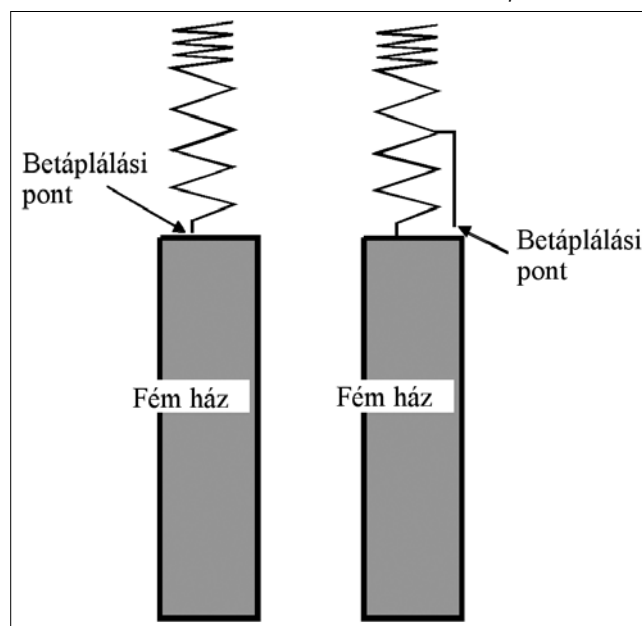
Az antennák tervezését és megvalósítását néhány alapesetre és elrendezésre oszthatjuk, melyek közül a legfontosabbak a következők:

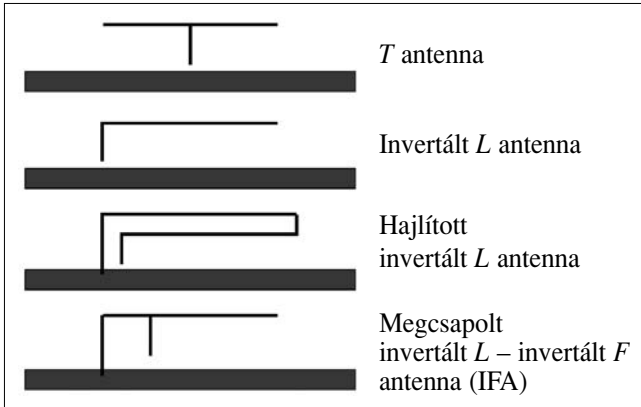
Egyenes monopól antennák – általában negyed hullámhossz méretű monopól antennák, melyek kihúzható vagy kihajtható kivitelűek. Alkalmazásuk az egyszerűségük mellett két fő problémát vet fel, ezek a mechanikai sérülékenységek és a – különösen alacsony frekvenciákon – jelentős méret. Elsősorban külső antennaként alkalmazzák őket.

Hélix és meander elrendezésű monopól antennák – a negyed hullámhosszúságú egyenes monopólt hélix vagy meander formára hajlítva méretcsökkenés és mechanikai stabilitás érhető el. Többsávú antennákat gyakran az 1. ábrán látható geometria szerint változó menetemelkedésű hélixként készítik. Az antenna bemeneti impedanciájának illesztését az ábrán látható módon leágazás pozícionálásával végzik.

T, invertált L, invertált F (IFA) és planár invertált F (PIFA) antennák – a 2. ábrán látható geometriákban lényegében az egyenes monopól antenna meander formáit valósítják meg és elsősorban mobil eszközök beépített antennáiként alkalmazzák ezeket. A sávzsélesség növelésére a vízszintes sugárzó elemet sík lemezből készítik, így kapjuk az IFA antenna módosításaként a 3. ábrán látható planár invertált F antennákat (PIFA). A többsávú beépített antennákat leggyakrabban a PIFA antennából származtatják, ahol az alkalmasan választott pozícióban elhelyezett rövidzár biztosítja az alacsonyabb frekvenciasávban a teljes antennahossz sugárzását, míg a magasabb frekvenciasávban az ekkor kis impedanciájú kapacitással rövidrezárt antenaszakasza nem sugároz.

1. ábra Kétsávú hélix monopól antennák





2. ábra
T, invertált L, hajlított invertált L és invertált F (IFA) antennák

Keretantennák – jellemzően az alacsony frekvenciás passzív RFID (Radio Frequency Identification) alkalmazások antennái (ISO 18000-2, ISO 18000-3), ahol az antenna feladata a rádiós kommunikáción túl a passzív mobil eszköz tápellátása is. Az antenna táppontjain szükséges vételi feszültséget többmenetes keretantennák alkalmazásával biztosítják.

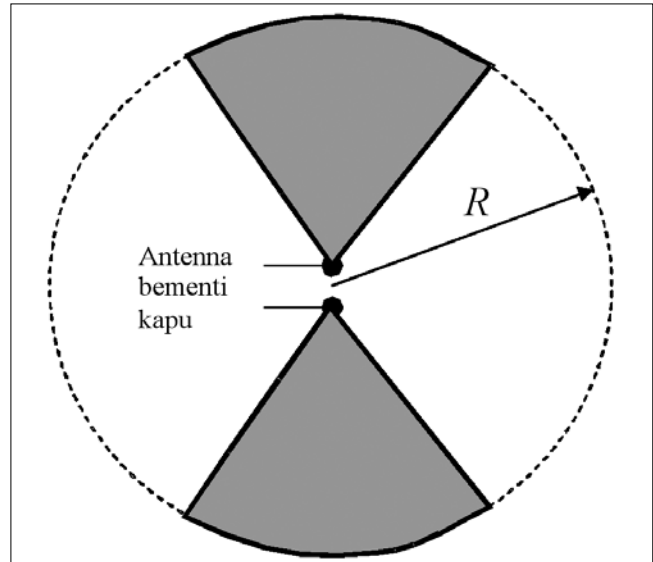
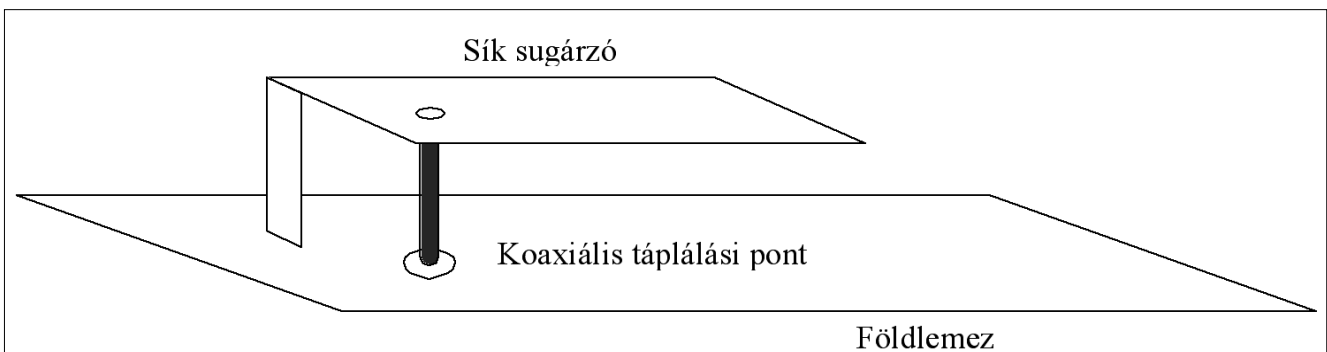
A jelen cikk első részében általánosan foglalkozunk a mobil távközléstechnikában alkalmazott, cellás mobil és WLAN eszközök egyedi antennáinak méretcsökkentési korlátaival és lehetőségeivel. Az elméleti korlátok bemutatása után áttekintjük a leggyakrabban alkalmazott antennákkal elért jellemzőket. A második rész a több antennából felépített antennarendszerek és MIMO rendszerek antennáinak méretkorlátait elemzi.

2. Elemi antennák elektromos korlátai

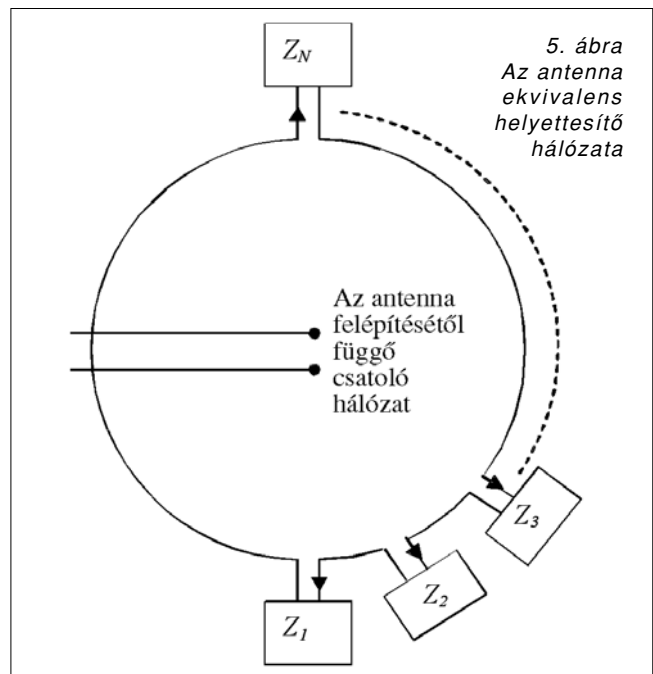
Az antennák méretére vonatkozó általános elméleti modelleket hullámhosszhoz képest kisméretű antennákra a [3-5] irodalmakban állítottak fel. A modell szerint az R sugarú gömbbe foglalt kúpos felépítésű dipólanterna legnagyobb lineáris mérete az 4. ábra szerint $2R$.

Az antenna által létrehozott elektromágneses tér a befoglaló gömbön kívül ortogonális gömbhullámok (módusok) sorával fejezhető ki. Vertikális polarizáció esetére a tér TM_{n0} módusokkal sorával írható le, H_{φ} , E_r és E_{ϑ} térerősség-komponensekkel.

3. ábra Planár invertált F antenna (PIFA)



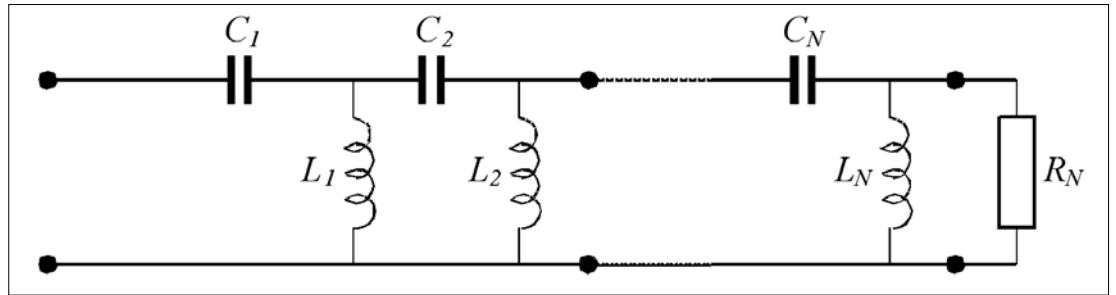
4. ábra
Kettőkúp antenna a befoglaló R sugarú gömbbel



5. ábra
Az antenna ekvivalens helyettesítő hálózata

A módusok ortogonalitása miatt nincsen közöttük energiaáramlás, emiatt az antenna ekvivalens áramköri modellje a 5. ábrán látható hálózat, melynek fokszáma a közelítésnél felhasznált módusok számánál eggyel nagyobb.

6. ábra
Veszteségmentes
antenna
áramköri modellje



Veszteségmentes antennára ($e=100\%$) az áramköri modell L-C tagokból álló hálózattal közelíthető, a 6. ábra szerint, ahol az egyetlen rezisztív elem az antenna sugárzási ellenállása (R_N).

Az áramköri modellből mind az antenna bemeneti impedanciája, mind az eredő jósági tényező (Q) leszámítható. Az [1] irodalom alapján Q értéke a leg-
alacsonyabb módusra

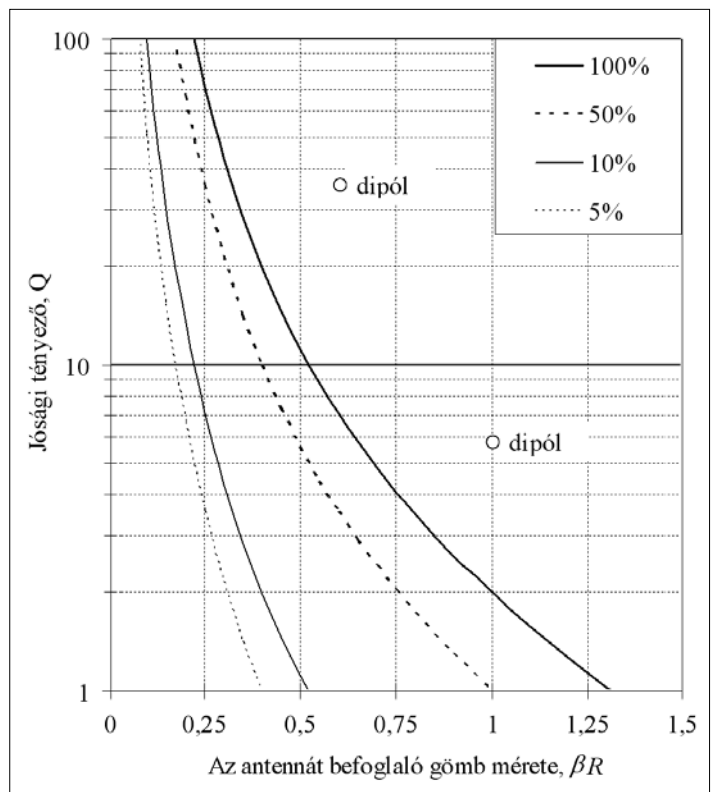
$$Q = \frac{1 + 3(\beta R)^2}{(\beta R)^3 [1 + (\beta R)^2]} \quad (1)$$

Az (1)-ből az antenna fizikai méretkorlátaira is becslést adhatunk, mivel a Q jósági tényező közvetlenül meghatározza a sáv szélességet, az antenna nyereségére pedig a fenti modell alkalmazásával ugyancsak megadható a méretekből kifejezhető korlát (2).

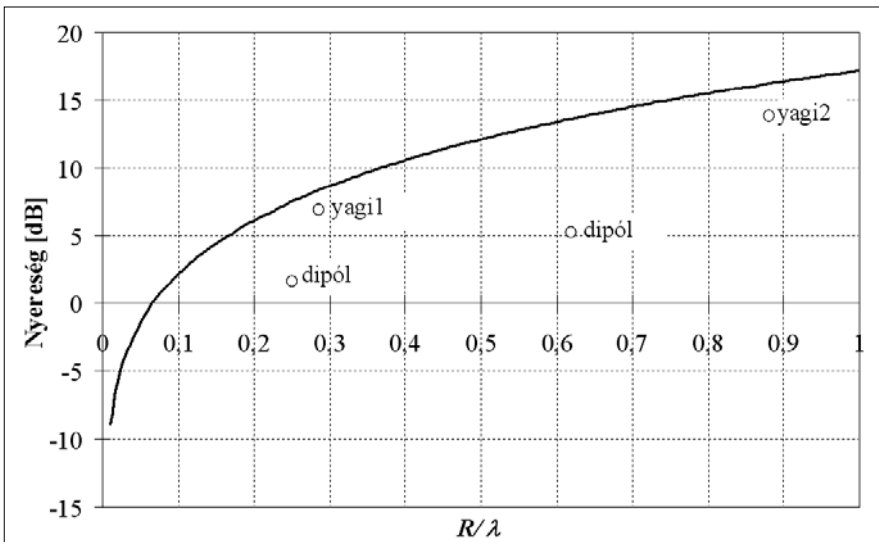
A 7. ábra az antenna minimális jósági tényezőjét mutatja be, az antennák veszteségét is figyelembe véve, amit legegyszerűbben a sugárzási ellenállással sorbakapcsolt ekvivalens veszteségi ellenállásként modellezhetünk. Az idealizált antennára ismertett modellt alkalmazva az antenna veszteségi tényezőjét $e=100, 50, 10$ és 5% mellett ábrázoltuk. Az ábrán veszteségmentes ($e=100\%$) egyenes dipól antennára is megmutatjuk a jósági tényezőt $\beta R = 0.6$ és $\beta R = 1.0$ antennaméret mellett. Jól látható, hogy a fizikailag megvalósítható dipólantennára a jósági tényező az elméleti minimumot jelentősen meghaladja.

Az idealizált antennákra a nyereség maximumára a [4] irodalomban bemutatott és alkalmazott modellel a (2) összefüggést kapjuk.

7. ábra
Idealizált antenna minimális jósági tényezője az antenna hatástokával paraméterezve



8. ábra Az antenna maximális nyeresége



A maximálisan elérhető nyereség méretfüggését a (2) kifejezés alapján a 8. ábrán mutatjuk be, dipól és optimális yagi antennák maximális nyereségével összehasonlítva.

A yagi1 antenna 3 elemű, a yagi2 pedig 6 elemű, maximális nyereségre optimalizált yagi antenna.

$$G_{\max} = \left(2\pi \frac{R}{\lambda} + 2\right) \left(2\pi \frac{R}{\lambda}\right) \quad (2)$$

A 8. ábra alapján megállapítható, hogy a yagi antennák nyeresége nagymértékben közelít az elméletileg elérhető maximális nyereséghez.

A (2) összefüggést megvizsgálva, az antenna befoglaló gömbjének R sugarát növelve a maximális nyereség függvénye aszimptotikusan

$$G_{\max} \cong \left(2\pi \frac{R}{\lambda}\right)^2 \quad (3)$$

mely megegyezik az R sugarú, kör keresztmetszetű ideális apertúra nyereségével:

$$G_{\text{Apertura}} = \frac{4\pi}{\lambda^2} A_{\text{eff}} = \frac{4\pi}{\lambda^2} R^2 \pi = \left(2\pi \frac{R}{\lambda}\right)^2 \quad (4)$$

Az idealizált antenna bemeneti impedanciájának frekvenciafüggése miatti impedancia-sávszélesség (BW_{\max}) pedig a bemeneten maximálisan megengedett feszültség állóhullámarányt ($VSWR$ – Voltage Standing Wave Ratio) figyelembe véve (9. ábra):

$$BW_{\max} = \frac{VSWR - 1}{Q\sqrt{VSWR}} \quad (5)$$

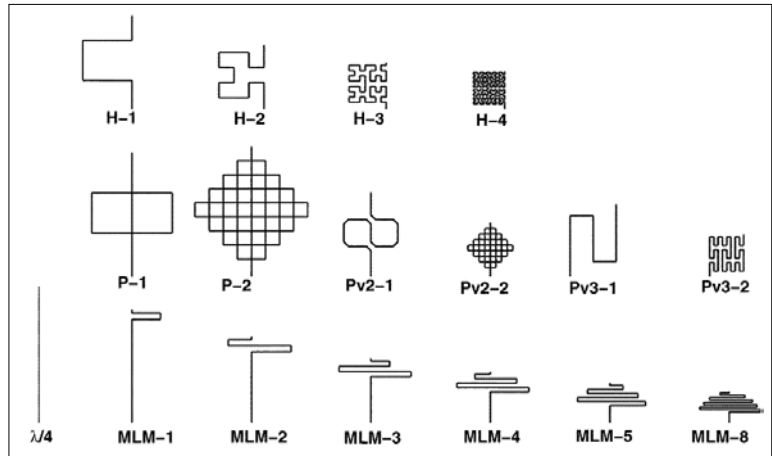
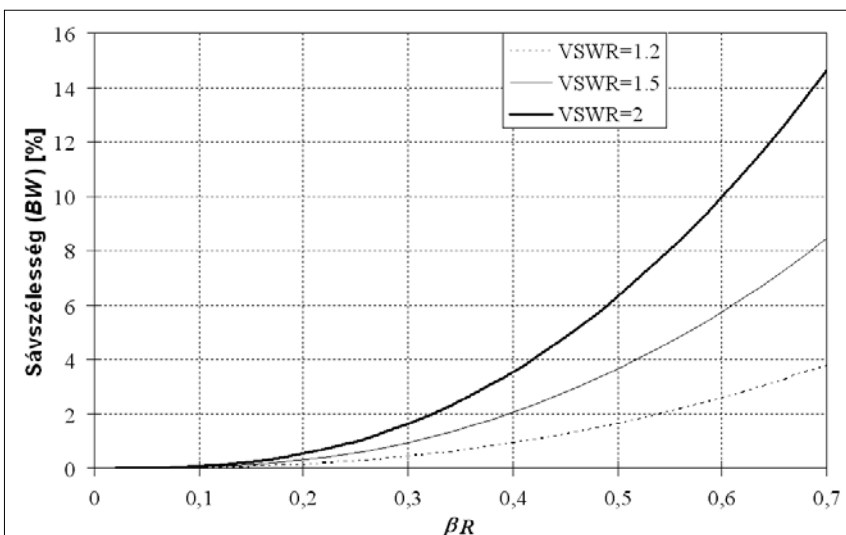
Összefoglalva megállapíthatjuk, hogy az antenna jósági tényezőjére, nyereségére és sávszélességére kapott elméleti határértékek nagy segítséget nyújthatnak a mobil eszközök tervezőinek a megengedett méretkorlátokon belül realizálható antennák tervezési paramétereinek becslésére. A következőkben néhány példán áttekintjük a mobil eszközökben alkalmazott antennatípusok elektromos jellemzőit és megvizsgáljuk, hogy az elméleti korlátokat milyen mértékben tudják megközelíteni.

3. Kisméretű antennák jellemzői

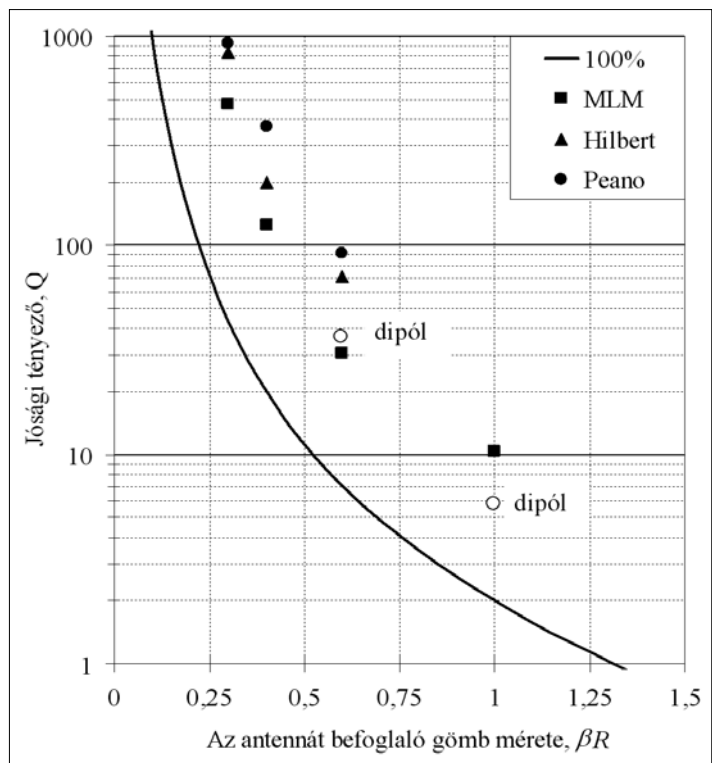
A 4. ábrán láthattuk tehát az antenna geometriai méretével korlátozott minimális jósági tényezőt, a továbbiakban megvizsgáljuk, hogy a gyakorlatban alkalmazott kisméretű antennák ezt a korlátot, il-

9. ábra

Az antenna impedancia-sávszélessége a megengedett bemeneti állóhullámaránnyal paraméterezve



10. ábra Fraktálgeometriájú monopól antennák



11. ábra

Fraktálandennák jósági tényezője

letve az ebből következő sávszélesség- és nyereségkorlátot mennyire tudják megközelíteni.

Az antennatervezésnél alkalmazott egyik kézenfekvőnek tűnő lehetőség a rendelkezésre álló térfogatot (felületet) maximálisan kitöltő fraktál huzal geometriájú antenna. A [6] irodalom mind szimulációs, mind mérési vizsgálatok eredményeit közli a Hilbert (H), Peano (P – Peano, Pv – Peano variant) és Meander (MLM – Meander Line Loaded Monopole) szerkezetű antennákra (10. ábra), a jósági tényező és hatások paramétereire.

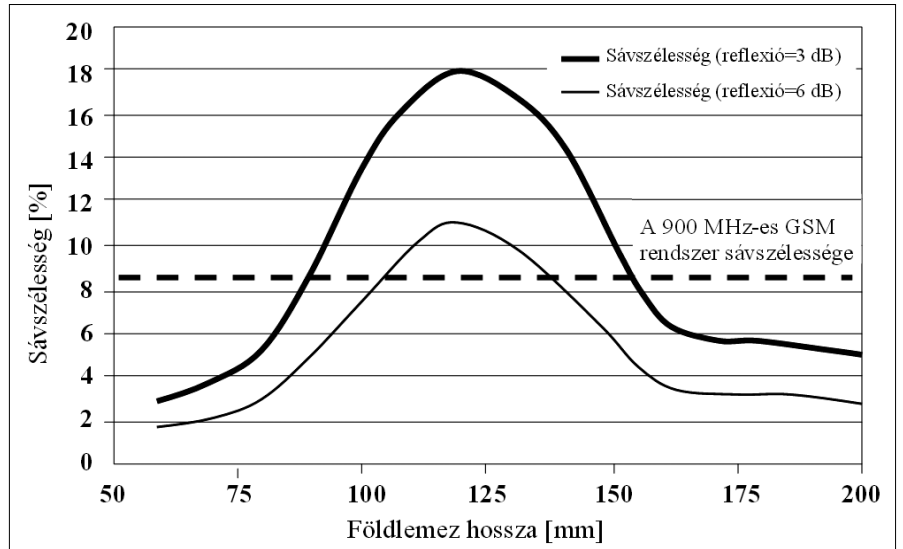
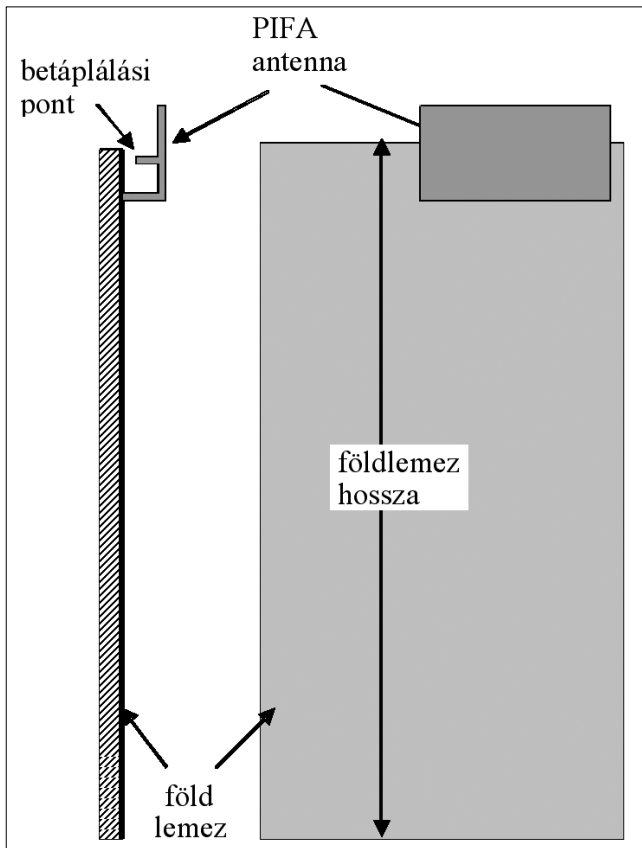
A 10. ábrán látható fraktálgeometriájú monopól antennákra elvégzett mérések eredményeiből a veszteségmentes antenna jósági tényezőjét kiszámítva a 11. ábrán (ld. az előző oldalon) összehasonlítjuk az idealizált antenna minimális jósági tényezőjére, továbbá az egyenes dipólantennára kapott eredményekkel.

A 11. ábra alapján megállapíthatjuk, hogy a Meander Line Monopól antennákra kapjuk a legkisebb – a minimális elérhető legjobban megközelítő – jósági tényezőt, ami azonban kisméretű antennák esetén sem jelentősen jobb, mint az egyenesdipól-antennára kapott eredmény. A fraktálgeometriájú antennák alkalmazásával emiatt az elméletileg elérhető sávzélességet kis antennaméret esetén is csak csekély mértékben tudjuk növelni, ezért a gyártási bonyolultság miatt a gyakorlatban nem terjedtek el.

3.1. Tipikus mobiltelefon- és laptop-antennák

A mobiltelefonok és laptopok beépített antennáiként leggyakrabban az IFA és PIFA antennákat alkalmazzzák. A 12. ábrán bemutatjuk a legkedvezőbb geometriai elrendezést, ahol az antenna földsíkjá egyben a mobiltelefon nyomtatott áramköri lemezének földje is.

12. ábra PIFA antenna

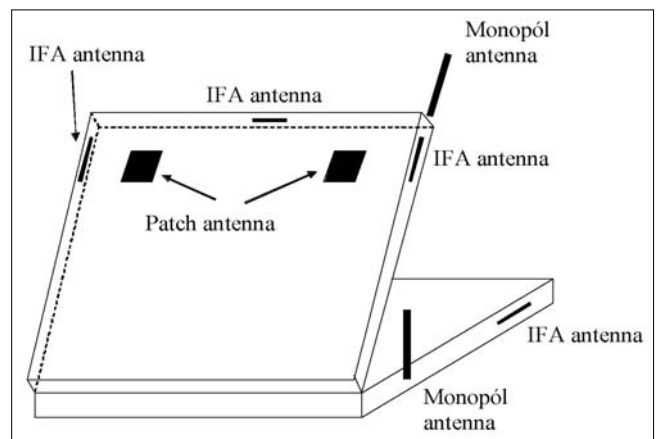


13. ábra PIFA antenna sávzélessége a földlemez hosszúságának függvényében

A mobiltelefonok antennáinak méretcsökkentésének további bonyolultságát a 12. ábra PIFA antennájára kapott sávzélesség-eredmények vizsgálatával illusztráljuk. Az elérhető sávzélességet alapvetően az antenna mérete határozza meg, azonban az áramelosztás kialakításában a véges méretű földlemez is részt vesz, így annak mérete a tervezés újabb szabadságfokát, egyben a mobil eszköz méretkorlátját jelenti. Az antenna 13. ábrán látható bemeneti impedancia sávzélessége jelentősen függ a földlemez hosszától. Így 6 dB-es bemeneti reflexió mellett a 900 MHz-es GSM rendszer (880-960 MHz) sávzélesség követelménye csak 104-137 mm-es földlemez hosszúság mérettartományon belül teljesíthető, ami egyben a mobil telefon-hosszméretének minimumát is meghatározza.

A laptopok beépített antennáira a mobiltelefon antennák 100 mm körüli optimális földlemez hosszúságai általában nem jelentenek méretbeli korlátokat, azonban a tervezésnél további szempontokat kell figyelembe venni. A 14. ábrán jelölt kihajtható monopól antennák alkalmazását mechanikai megfontolások miatt álta-

14. ábra Laptop WLAN-antennáinak leggyakoribb pozíciói



lában kerülnek. Az IFA, PIFA és patch antennák elhelyezésére az ábrán több lehetőség látható, ezek megválasztásában nem az egyedi antennaméretek, hanem az antennák elhelyezési távolságkorlátai jelentkeznek a 4. és 5. fejezet antennarendszer és MIMO antenna tervezési elvei szerint.

IFA antenna laptopba építésére és mérési csatlakozó kialakítására mutatunk példát a 15. ábrán, melyen a koaxiális tápkábel és SMA csatlakozó is jól látható.



15. ábra
A földlemezhez képest derékszögű elhelyezésű IFA antenna

3.2. RFID eszközök antennái

Az alacsony frekvencián ($f < 135$ kHz, illetve $f = 13,56$ MHz) működő passzív RFID (Radio Frequency Identification) eszközök antennáival szemben támasztott követelmény az adáson és vételen túl az eszköz működéséhez szükséges tápellátás biztosítása a vett jeltől. Ezen követelmény többmenetes keretantennákkal biztosítható.

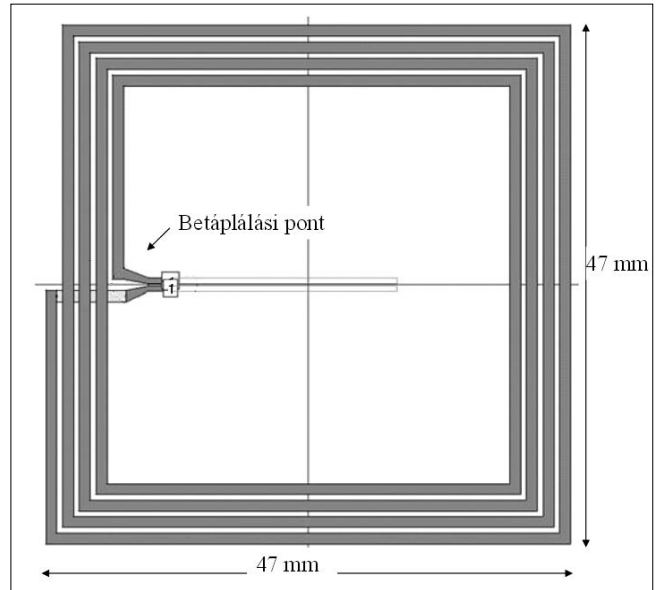
A 13,56 MHz frekvenciára tervezett négyszögletes keretantenna nyomtatási képét mutatjuk be a 16. ábrán a [7] irodalom alapján. Az üzemi hullámhosszhoz képest kisméretű keretantennák legjelentősebb hátránya a kis hatásfok. Az ábrán látható antenna sugárzási ellenállása $R_S = 9 \cdot 10^{-6} \Omega$, ezzel az antenna anyagának véges vezetőképességét, a skin-hatást figyelembe véve a hatásfok:

$$e = \frac{R_S}{R_S + R_V} = 3 \cdot 10^{-4} \% \quad (6)$$

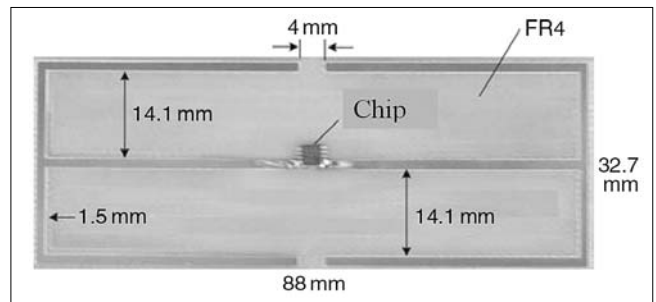
A 16. ábrán látható keretantennára $\beta R \approx 10^{-2}$, így a hatásfokát $e = 3 \cdot 10^{-6}$ figyelembe véve az (1) összefüggéssel kapott jósági tényező határérték $Q = Q^{100\%} \cdot e \approx 3$. A mérések alapján [7] a keretantenna jósági tényezője $Q = 35$, tehát a megvalósított antenna az elméleti határ közel 12-szeresét éri csak el.

Az aktív RFID eszközök antennáinak nem feladata az eszköz tápellátása, emiatt a leggyakrabban alkalmazott antenna rezonáns dipól, melynek hajlított, nyomtatott kivitelű változatát látjuk a 17. ábrán [7].

Az aktív RFID eszközök antennáinak legfontosabb tervezési paramétere a maximális nyere-



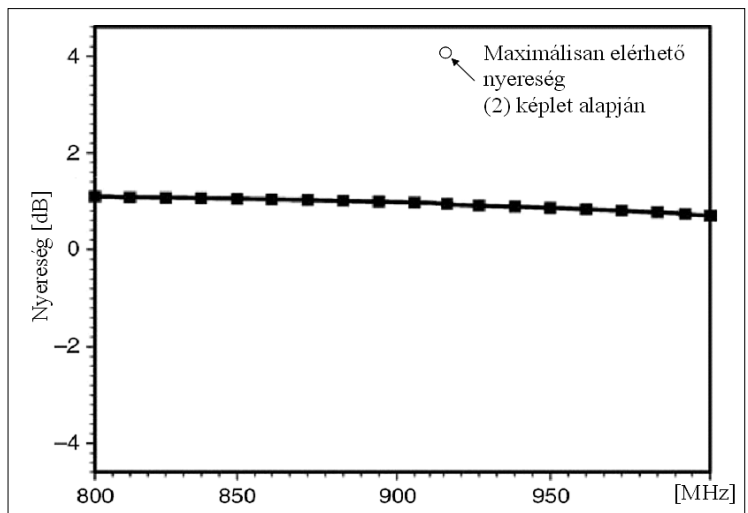
16. ábra
Keretantenna nyomtatási képe 13,56 MHz frekvenciára

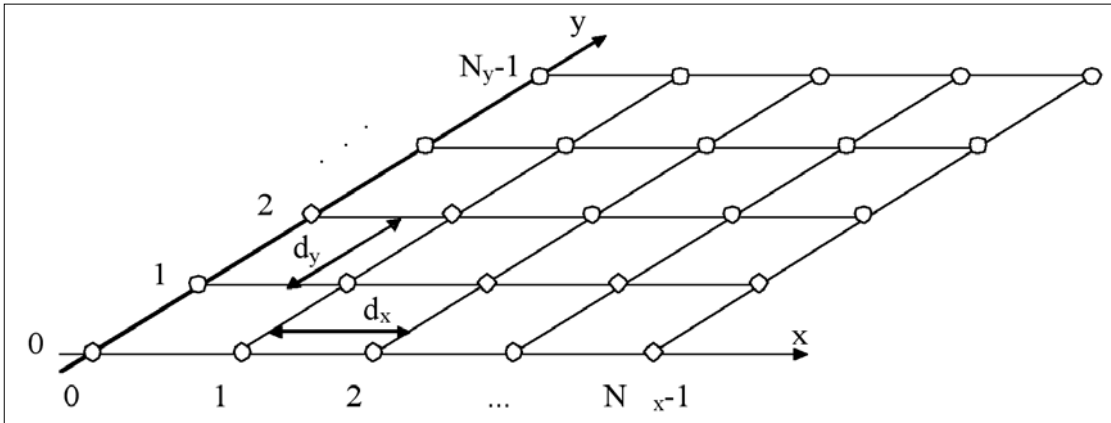


17. ábra
RFID antenna nyomtatási képe 915 MHz frekvenciára

ség elérése. Az ábrán látható antenna mért nyereségértékét a 18. ábrán vetettük össze az antenna geometriai méretének megfelelő idealizált antenna nyereségével (2). Megállapítható, hogy az elméleti nyereségértéknél közel 3 dB-lel kisebb a megvalósított antenna nyeresége, aminek csak részben oka az FR4 hordozó vesztesége, enél jelentősebb javulás érhető el jobban megválasztott (optimalizált) antennageometriával.

18. ábra RFID antenna nyeresége





19. ábra
Sík antennarács
geometriai
felépítése

4. Antennarendszerek mérete

A több azonos antennából felépített antennarendszer méretkorlátát az antenna irányhatásának mint fő paraméternek függvényében fogalmazzuk meg. Speciálisan egyenlő távolságú, egyenlő amplitudóval táplált sík antennarácsot vizsgálunk. Először az antennarendszer iránytényezőjét (array factor) írjuk fel a 19. ábra szerinti geometriára.

A fenti ábra sík antennarács iránytényezője (izotróp elemekből felépített antennarendszer iránykarakterisztikája)

$$F(\vartheta, \varphi) = \left\{ \frac{1}{N_x} \frac{\sin(N_x \psi_x / 2)}{\sin(\psi_x / 2)} \right\} \left\{ \frac{1}{N_y} \frac{\sin(N_y \psi_y / 2)}{\sin(\psi_y / 2)} \right\} \quad (7)$$

ahol

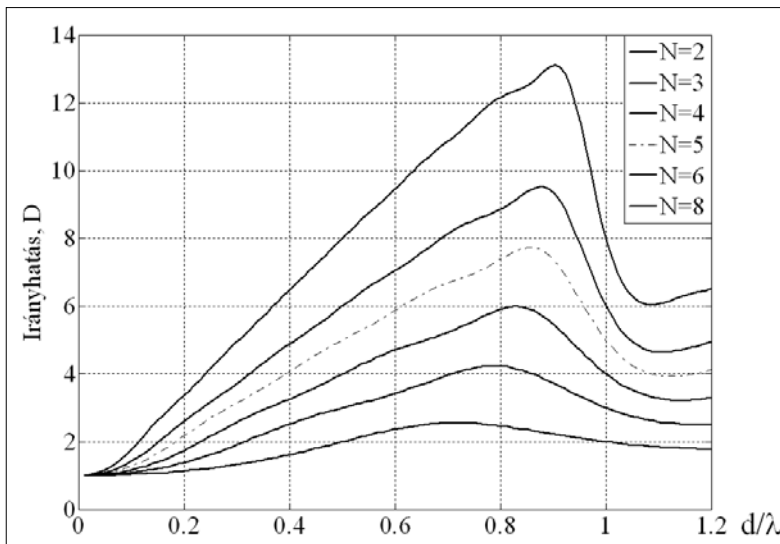
$$\psi_x = \beta d_x \sin \vartheta \cos \varphi + \delta_x$$

$$\psi_y = \beta d_y \sin \vartheta \sin \varphi + \delta_y$$

δ_x és δ_y az x illetve y irányú progresszív fázistolás.

A sík antennarács irányhatását az irányhatás általános kifejezéséből kapjuk a (7) összefüggés behelyettesítésével

$$D = \frac{4\pi |F(\vartheta_{\max}, \varphi_{\max})|^2}{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi |F(\vartheta, \varphi)|^2 \sin \vartheta d\vartheta d\varphi} \quad (8)$$



20. ábra
Sík antennarendszer irányhatása
az elemtávolság függvényében

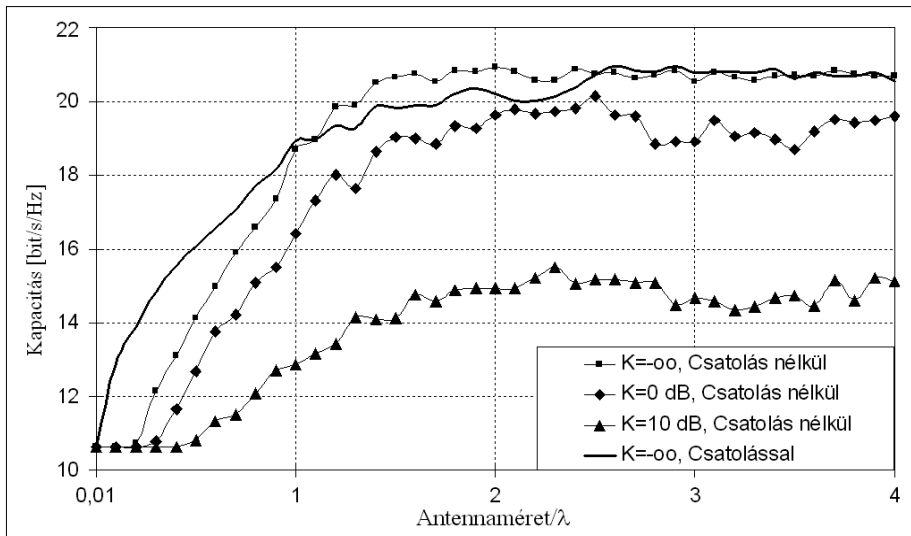
Mint az a 20. ábrán látható, az irányhatás maximuma elemszámtól függően $d/\lambda = 0.7-0.9$ közötti elemtávolságra adódik, az efeletti hirtelen esés oka a főnyaláb nagyságát elérő melléknyalábok megjelenése. Az antennarácsok elemtávolsága tehát nem csökkenthető tetszőlegesen, mivel ez az irányhatás és a nyereség jelentős – az elemtávolsággal közel lineáris – csökkenéséhez vezet.

5. MIMO antennák

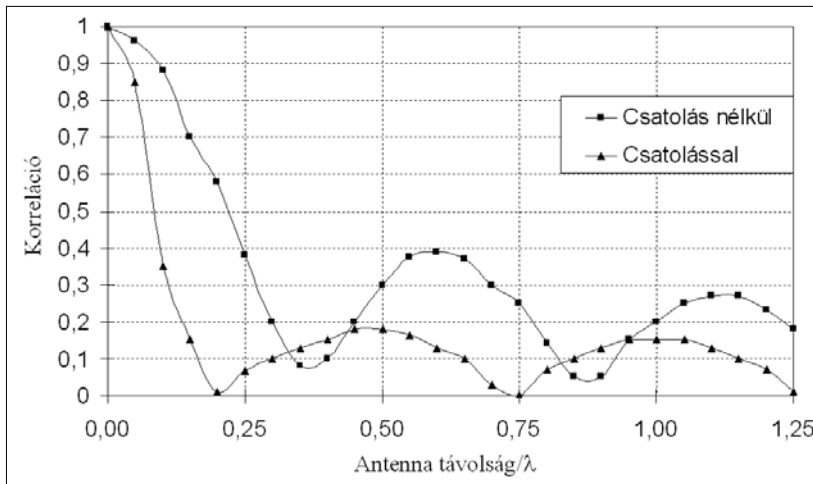
A MIMO (Multiple Input Multiple Output) többelemes antennákat az adási és vételi diverzity alkalmazásával a rádiócsatorna kapacitásának növelésére használják, a rádióátvitelre alkalmazott sáv szélesség növelése nélkül. A MIMO antennarendszerek tervezésének egyik legfontosabb kérdése az elemi antennák távolságának megfelelő megválasztása, így a maximális csatorna kapacitás elérése.

A 21. ábrán látható szimulációnál mind adó, mind vételi oldalon 5 elemű, egyenlő elemtávolságú antennát alkalmaztunk, a csatorna kapacitást K paraméterű Rice-fadinges csatornára kiszámítva. Az ábrán látható MIMO antennaméret-kapacitás függvények alapján a legfontosabb következtetés, hogy az elemi antennák távolságának növelésével $1,2-1,5 \lambda$ antennaméret felett a csatorna kapacitás már nem változik jelentősen, tehát az antenna méretét nem célszerű ennél nagyobbra választani.

A vizsgált 5 elemű MIMO antennára ez $0,3-0,375 \lambda$ elemi antennatávolságnak felel meg, ami a fadingkörnyezettől (K paraméter) lényegében független. A vizsgálat másik jelentős eredménye, hogy a kapacitásfüggés az antennák közti csatolást figyelmen kívül hagyva és figyelembe véve kis antennatávolságnál jelentősen eltér, kis antennatávolságnál jelentősen nagyobb kapacitást kapunk a tényleges, csatolást figyelembe vevő szimulációkkal.



21. ábra MIMO rendszer csatornkapacitása Rice-fadings csatornára



22. ábra Vevőantennák vételi jelének korrelációja az antennatávolság függvényében Rayleigh-fadings csatornára

Az elemi vevőantennák vételi jelének korrelációs tényezőjét az antennatávolság függvényében vizsgálva (22. ábra) az antennák csatolásával a korrelációs tényező csökkenése az elemtávolsággal jelentősen gyorsabb, ezért kapjuk a 21. ábrán látható jelentős csatornkapacitás értékeket már kis antennatávolságokra is. A MIMO antennák alkalmazásakor tehát az antennák közti csatolás kis antennatávolságoknál kedvező és a csatornkapacitást jelentősen növelheti.

6. Összefoglalás

A cikkben több szempontból vizsgáltuk a mobil eszközök antennáinak méretcsökkentési lehetőségeit és korlátait mind az elemi antennákra, mind pedig az antennarendszerekre.

Általános eredményeket fogalmaztunk meg az elemi antennák mérettől függő jósági tényezőjére, sávzélességére és nyereségére. Az antennarendszereket a két legfontosabb alkalmazási területre, a nyalábformáló, illetve a MIMO antennákra vizsgáltuk. A nyalábformáló an-

tennákra a vizsgált paraméter az antennamérettől függő maximális irányhatás, a MIMO antennákra pedig az elérhető csatornkapacitás volt.

A szerzőről

NAGY LAJOS 1986-ban végzett a Budapesti Műszaki Egyetem Villamosmérnöki Szakán, híradástechnika ágazaton, majd 1988-ig szakmérnök-képzésen vett részt. Kiváló szakmérnöki oklevelét 1988-ban, egyetemi doktori fokozatát pedig 1990-ben szerezte a BME Mikrohullámú Híradástechnika Tanszékén. 1995-től a műszaki tudományok kandidátusa. Jelenleg egyetemi docensként a BME Szélessávú Hírközlés és Villamosságtan Tanszékének vezetője. Kutatási és oktatási témái az alkalmazott elektrodinamika, főképp az antennák analízise, optimalizálása és rádiófrekvenciás hullámterjedési modellek. Az URSI Magyar Nemzeti Bizottságának titkára és a nemzetközi URSI C szekciójának hazai képviselője. A COST 248 és ACE2 uniós projektek magyar témavezetője. Kutatási eredményeit közel 100 cikkben publikálta.

Irodalom

- [1] C. A. Balanis, Advanced Engineering Electromagnetics, John Wiley & Sons, New York, 1989.
- [2] W. C. Jakes, Microwave Mobile Communication, 2nd ed. Piscataway, NJ: IEEE Press, 1994.
- [3] H. A. Wheeler, Fundamental limitations of small antennas, Proc. IRE, Vol. 35, Dec. 1947, pp.1479–1484.
- [4] L. J. Chu, Physical limitations on omni-directional antennas, Journal of Applied Physics, Vol. 19, Dec. 1948, pp.1163–1175.
- [5] R. F. Harrington, Effect of antenna size on gain, bandwidth and efficiency, Journal of Research of the National Bureau of Standards-D. Radio Propagation, Vol. 64D, January-February 1960.
- [6] Essam El-Khouly, Hani Ghali, Salah A. Khamis, High Directivity Antenna Using a Modified Peano Space-Filling Curve, Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE, Vol. 6, 2007, pp.405–407.
- [7] Zhi Ning Chen, Antennas for Portable Devices, John Wiley & Sons, West Sussex, England 2007.
- [8] C. A. Balanis, Antenna Theory, John Wiley & Sons, New York, 1982.