

## 2. gyakorlat: Rádiós összeköttetések

Tárgyalásunk alapvető feltételezése, hogy kellően nagy távolságból nézve a pontszerű vagy vonalszerű forrásból eredő elektromágneses hullámok is síkhullámnak tekinthetők (a gömb illetve a henger felületét síkkal helyettesítjük).

### O.2.1. Az antennák irányítottsága és nyeresége

Antennának azt az eszközt nevezzük, amely a helyhez kötött elektromágneses jelenséget terjedő hullámmá alakítja (adóantenna), vagy fordítva, a terjedő hullámból állít elő feldolgozható elektromos jelet (vevőantenna). Az antenna térbeli szűrőnek tekinthető, amennyiben sugárzása (illetve érzékenysége) irányfüggő. Az irányfüggést az ún. iránykarakterisztikával ugyan tökéletesen le lehet írni, de gyakran robusztusabb leírás is kielégítő lehet. Robusztus leírás alatt olyan jellemzéseket értünk, mint pl., hogy az antenna egy féltérbe sugároz (a teljes tér helyett), vagy hogy az antenna egy  $\alpha$  félnyílásszögű kúpba sugároz.

A tér minden irányába egyenletesen sugárzó antennát izotróp sugárzónak nevezzük. Ez a „lélegző gömb” megvalósíthatatlan ugyan, de kiváló referencia. A  $P_T$  betáplált teljesítményt az izotróp antenna a tér minden irányába azonos intenzitással sugározza ki, így az az antenna köré vont gömbfelületen egyenletesen oszlik el. Az izotróp antenna tehát tőle  $r$  távolságban

$$S_0 = \frac{P_T}{4\pi r^2}$$

teljesítménysűrűségű elektromágneses hullámot hoz létre. A valódi, így-úgy irányított antennák ugyanakkora betáplált teljesítmény hatására a sugárzás fő irányában ennél intenzívebb ( $S_{\max}$  teljesítménysűrűségű) hullámot keltenek, hiszen bizonyos irányokba nem sugároznak, s az energiamegmaradás törvénye viszont rájuk is érvényes. A valódi antennák irányítottsága kényelmesen (bár korántsem árnyaltan) jellemezhető a  $G_T = S_{\max}/S_0$  hányadossal, amit az antenna nyereségének neveznek.

A vevőantenna egy elektromágneses hullámcsapda, amely a hullámnak azt a részét (ha lehet ilyesmiről egyáltalán beszélni), amellyel kölcsönhatásba kerülhet, lokalizálja, elektromos jellé alakítja. E szemléletből egyenesen következik, hogy hatékonysága egy felületjellegű mennyiséggel jellemezhető, ez az ún. hatásos felület ( $A_h$ ) azt adja meg, milyen nagy területről képes az antenna begyűjteni a hullám hordozta teljesítményt. Valóban, a vett jel teljesítménye  $P_R = S \cdot A_h$ , itt  $S$  az antennába beeső hullám teljesítménysűrűsége. A hatásos felület olykor (pl. egy botantennánál) elég absztrakt fogalom, máskor (pl. egy műholdvevő parabolaantennája) esetén igen szemléletes. Mindenképpen igaz azonban, hogy jellemzi az antenna vételképességét, s az is, hogy szoros kapcsolatban van az antenna nyereségével:  $A_h = G \cdot \lambda^2 / (4\pi)$ , itt  $\lambda$  a vett hullám hullámhossza. Ez azt jelenti, hogy nagyvonalú számvetésekhez elegendő az antennákat egyetlen adattal, a nyereségükkel jellemezni.

### O.2.2. A szabadtéri terjedés

Ha az adó- és a vevőantennát körülvevő tér homogén, veszteségmentes dielektrikumként viselkedik, akkor szabadtéri terjedésről beszélünk. Az adóantenna létrehozta hullám az adótól kellően nagy távolságban síkhullámként viselkedik, s a vevőantenna kimenetén keletkező jel teljesítménye

$$P_R = A_{hR} \cdot S_{\max} = \frac{G_R \cdot \lambda^2}{4\pi} \cdot G_T \cdot \frac{P_T}{4\pi r^2} = P_T \cdot G_T \cdot G_R \cdot \left(\frac{\lambda}{4\pi r}\right)^2$$

Kis rendezetéssel felírható a szabadtéri terjedést jellemző szakaszcsillapítás:

$$a_{sz}^{[dB]} = 10 \cdot \lg\left(\frac{P_T}{P_R}\right) = 20 \cdot \lg\left(\frac{4\pi r}{\lambda}\right) - G_T^{dB} - G_R^{dB}$$

### O.2.3. A kétutas terjedés

A szabadtéri terjedés modellje legfeljebb föld-műhold, vagy műhold-műhold viszonylatban alkalmazható. Földfelszíni összeköttetéseknél az adó és a vevőantenna környezete nem homogén, hiszen az antennák két, egymástól (főleg dielektromos állandójukban) lényegesen különböző közeg (a föld és a levegő) határvidékén helyezkednek el. A vevő még a legegyszerűbb modell szerint is két (sík)hullám összegét veszi: a közvetlen, direkt hullámot és azt, amely a földfelszínen visszaverődve érkezik.

A visszavert jel  $\Delta$ -val hosszabb utat tesz meg, ezért  $\Delta/c$  idővel késik a direkt hullámhoz képest, s így az eredő térerősség:

$$E_R = E_0 + \Gamma \cdot E_0 e^{-j2\pi\Delta/c} = E_0 \left(1 + \Gamma \cdot e^{-j2\pi\Delta/\lambda}\right)$$

alakú, ahol szerepel a föld reflexiós tényezője (többnyire mínusz egynek szoktuk venni az értékét), és az útkülönbség. Az útkülönbség egy ábrával kényelmesen kiszámítható:

$$\Delta = 2 \cdot h_T h_R / r,$$

ahol a számlálóban az antennamagasságok szerepelnek, a nevezőben pedig a szakasztávolság (az antennák talpponti távolsága) foglal helyet.

Behelyettesítve és a szinuszfüggvény Euler képletét alkalmazva (-1-nek véve a talajreflexiós tényezőt):

$$|E_R| = |E_0| \cdot \left| e^{-j\pi\Delta/\lambda} \right| \cdot \left| e^{+j\pi\Delta/\lambda} - e^{-j\pi\Delta/\lambda} \right| = 2|E_0| \cdot \left| \sin(\pi\Delta/\lambda) \right|.$$

Végeredményben:

$$|E_R| = 2|E_0| \cdot \left| \sin\left(\pi \frac{2h_T h_R}{r \cdot \lambda}\right) \right|.$$

Néhány megjegyzés:

1. Nagy szakasztávolságok mellett a szinuszfüggvény argumentuma kicsi, s a függvény értéke jól közelíthető magával az argumentum értékével. Ekkor tehát az eredő térerő nagyjából fordítottan arányos a szakasztávolság négyzetével. A vett jel teljesítménye ebben a zónában a szakasztávolság negyedik hatványa szerint csökken. Pontosabban:

$$a_{kéttas} = a_{egyutas} \cdot \left| \frac{E_0}{E_R} \right|^2 \cong \left(\frac{4\pi r}{\lambda}\right)^2 \frac{1}{G_T G_R} \left(\frac{r \cdot \lambda}{4\pi h_T h_R}\right)^2 = \frac{1}{G_T G_R} \left(\frac{r^2}{h_T h_R}\right)^2,$$

Ami a legmegrázóbb (örömteli tény): eltűnt a csillapítás frekvenciafüggése (persze az antennanyereségeké megmarad).

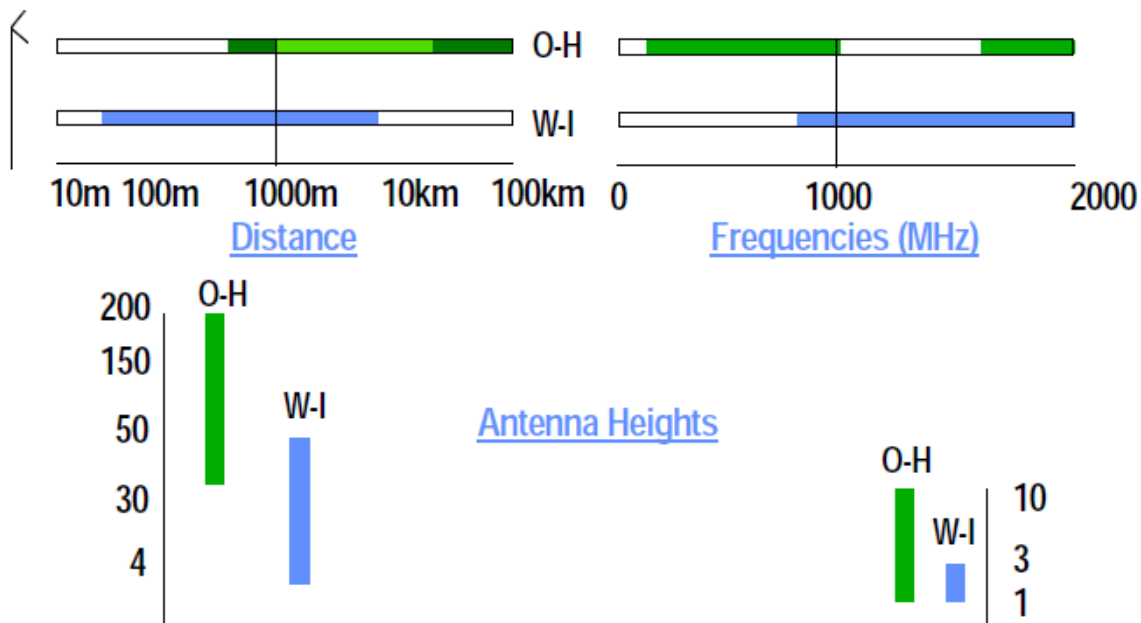
2. Ha  $r < 4h_T h_R / \lambda$ , akkor a szinusz argumentuma nagyobb  $\pi/2$ -nél. E határon belül beszélünk interferencia-zónáról. Bizonyos szakaszonként teljes kioltás léphet fel, a szakasz hossz függ a vevőantenna magasságától is.

3. Az interferencia zónán belül a térerősség az antennamagasság(ok) periódikus függvénye.

### O.2.4. Empirikus terjedési modellek

Az empirikus terjedési modelleket nagyszámú mérés alapján dolgozták ki: a mérési eredményekre illesztettek paraméteres egyenleteket. A használt paraméterek egy része ismerős számunkra: működési frekvencia, adó- illetve vevőantennák magassága, az antennák távolsága. Az empirikus modellek többnyire a fenti mennyiségek bizonyos tartományában adnak elfogadható pontosságú eredményt. Ugyanakkor az empirikus modellek tartalmazznak olyan elemeket is, mint például egy terület beépítettségének jellege vagy a területet fedő növényzet típusa. Általánosan elmondhatjuk, hogy kívánt eredmény (többnyire a szakaszcsillapítás – path loss) könnyen és gyorsan meghatározható, viszont nem kapunk nagyon pontos értéket – ugyanakkor ez a probléma a teljesítménytartalékok segítségével áthidalható

A mobiltelefon hálózatok tervezése során ezeket az empirikus terjedési modelleket széleskörűen használják. A vonatkozó szakirodalomban gyakran hivatkoznak a COST Action 231 által kidolgozott modellekre. A dokumentáció<sup>1</sup> alapján a 900 MHz és 1800 MHz körüli tartományokban kültéri terjedés esetén a csillapítás számítására az Okumura-Hata-modell kiterjesztett változatát (COST231-Hata-modell) illetve a Walfisch-Bertoni- és az Ikegami-modell kombinációjaként létrehozott COST231-Walfisch-Ikegami-modellt kell használni. Az utóbbi kis- és mikro-cellák esetén is használható. Ezen modellek felhasználási körét foglalja össze az alábbi ábra:



A COST231-Okumura-Hata modell a csillapítást adja meg alapvetően nagyterjedésű, sík, városi környezetre. A mobilkészülékek teljesítményének és a bázisállomás vevője érzékenységének ismeretében ilyen módon számítható a bázisállomás hatóköre (link budget).

A képlet az alábbi:

$$L = A + B \lg(f) - 13.82 \lg(h_T) - a + [44.9 - 6.55 \lg(h_T)] \lg(d) + C,$$

ahol A értéke 69.55, ha 150 MHz < f < 1000 MHz, illetve 46.3, ha 1500 MHz < f < 2000 MHz, B értéke 21.16, ha 150 MHz < f < 1000 MHz, illetve 33.9, ha 1500 MHz < f < 2000 MHz, a és

<sup>1</sup> Damosso, E. "COST 231: Evolution of Land Mobile Radio (Including Personal) Communications (Final Report)." (1996). Letölthető: [http://www.lx.it.pt/cost231/final\\_report.htm](http://www.lx.it.pt/cost231/final_report.htm)

$C$  két változó, amelyeknek az értéke a frekvenciától, a mobil állomás magasságától és a környezettől függ. Az előbbi értékét elsősorban a beépítettség jellege (pl. épületek magassága) befolyásolja, míg az utóbbi értékét a terület morfológiája (fedettségének jellege, növényzet aránya és átlagos magassága, vízfelület, stb.) adja az alábbiak szerint:

Frequency (MHz)	City size	$a(h_R)$ (dB)
150-2000	Small-medium	$(1.1 \lg(f) - 0.7) h_R - 1.56 \lg(f) + 0.8$
150-300	Large	$8.29(\lg(1.54 h_R))^2 - 1.1$
300-2000	Large	$3.2(\lg(11.75 h_R))^2 - 4.97$

Frequency (MHz)	City size	$C$ (dB)
150-1500	Urban	0
150-1500	Suburban	$-2(\lg(f/28))^2 - 5.4$
150-1500	Open rural	$-4.78(\lg(f))^2 + 18.33\lg(f) - 40.94$
1500-2000	Medium city and suburban	0
1500-2000	Metropolitan center	3

A képletekben a frekvenciát MHz-ben, az antennamagasságokat ( $h_T$  itt a bázisállomás, míg  $h_R$  a mobilkészülék magassága) méterben, a köztük levő távolságot km-ben kell behelyettesíteni. A morfológiából származó csillapítástényező értékét ugyanakkor sokszor korrigálni kell egy-egy adott ország vagy terület sajátosságai szerint (nedves lomboserdő – száraz lomboserdő).

Megjegyzendő, hogy a csillapítástényező egyes komponenseinek akár századdecibel pontossággal megadott értékei a modell jellemzői, ugyanakkor érdemes meggondolni, hogy önmagában az időjárási viszonyok változása vagy egy-egy a hullámterjedést az adott összeköttetés ideje alatt végig vagy időlegesen akadályozó tényező (például busz, autó, daru, stb.) ennél két-három nagyságrenddel nagyobb eltérés jelenthet.

### O.2.5. Mobil hálózatok antennái

A gyakorlatban a mobil bázisállomások antennáiként leggyakrabban szektorsugárzó antennákat használnak. A leggyakoribb elrendezés három, egymással 120 fokos szöget bezáró főirányú szektorsugárzó használata. Az ilyen szektorsugárzók iránykarakterisztikáját a „3GPP antenna pattern” definiálja :

$$A(\theta) = -\min\left[12\left(\frac{\theta}{\theta_{3dB}}\right)^2, A_m\right],$$

ahol  $-180^\circ \leq \theta \leq 180^\circ$  az antenna főirányával bezárt szög,  $\theta_{3dB}$  a -3 dB-es nyalábszélesség fokban,  $A_m$  pedig a maximális csillapítás. Ezek az értékek 3 szektoros elrendezésben (például az ETSI által specifikált LTE-hálózat esetén<sup>2</sup>):  $\theta_{3dB} = 65^\circ$ ,  $A_m = 20$  dB.

<sup>2</sup> ETSI TR 136 942 V12.0.0 “LTE; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Radio Frequency (RF) system scenarios”.(2014). Letölthető: [http://www.etsi.org/deliver/etsi\\_tr/136900\\_136999/136942/12.00.00\\_60/tr\\_136942v120000p.pdf](http://www.etsi.org/deliver/etsi_tr/136900_136999/136942/12.00.00_60/tr_136942v120000p.pdf)

### P.2.1. Szabadtéri rádióösszeköttetés szakaszcsillapítása

Számítsa ki a 10 km szakasztávolságú, 450 MHz frekvencián üzemelő rádióösszeköttetés szabadtéri csillapítását! Az adó és a vevőantenna nyeresége egyaránt 20 dB. Határozza meg a vett jel feszültségét, ha a leadott jel teljesítménye 1 watt, a vevő bemenő impedanciája (az antenna hullámimpedanciája) pedig 50 Ω!

Megoldás:

Behelyettesítve és áttérve logaritmikus léptékre:

$$a_{sz}^{[dB]} = 10 \lg \left( \frac{4\pi \cdot 10^4}{2/3} \right)^2 - 20 - 20 \cong 80 + 20 \lg(19) - 40 = 65.5 \text{ dB}.$$

A vett jel teljesítménye a szakaszcsillapításból számítható:

$$P_{vett} = P_{adó} \cdot 10^{-65.5/10} = 1 \cdot 10^{-7} \cdot 10^{0.45} \cong 0.282 \mu W.$$

Ez a teljesítmény az antenna hullámimpedanciájához illesztett bemeneti kapun hoz létre feszültséget:

$$U_R = \sqrt{P_{vett} \cdot R} = \sqrt{2.82 \cdot 10^{-7} \cdot 50} = 10^{-3} \cdot \sqrt{14.1} \cong 3.75 \text{ mV}.$$

### P.2.2. Példa: Kétutas terjedés

Egy 10 km szakasztávolságú földfelszíni rádióösszeköttetés vevőantennája 10 m magasságban van. Akár növeljük, akár csökkentjük az antenna magasságát, a vett jel teljesítménye csökken. Tudjuk, hogy az adóantenna 20 m magasságban van, s azt is, hogy mindkét antenna nyeresége 10-10 dB.

- a) Mekkora az üzemi hullámhossz?
- b) Mekkora a szakaszcsillapítás?

Megoldás:

a) Most  $\left| \sin \left( 2\pi \frac{h_T h_R}{\lambda r} \right) \right| = 1$ , tehát az argumentum  $2\pi \frac{h_T h_R}{\lambda r} = \frac{\pi}{2} + k\pi$ . A legkevésbé sallangos megoldásban  $k=0$ , így  $\lambda = 1/12.5 = 0.08 \text{ m}$ .

b) Kiszámítjuk a szabadtéri terjedés szakaszcsillapítását, s azt csökkentjük az interferencia ezúttal kedvező hatása miatt fellépő 6 dB-vel (kétszeres térerő egyenlő négyszeres teljesítmény).

$$a_{sz} = 20 \lg \left( \frac{4\pi r}{\lambda} \right) - G_T^{dB} - G_R^{dB} = \dots \cong 104 \text{ dB}.$$

A válasz tehát kb. 98 dB.

### P.2.3. Kétutas terjedés, ha a reflexió nem teljes

A 450 MHz-es sávban működő adótól 3 km távolságban azt tapasztaljuk, hogy a vett jel teljesítménye a vevőantenna magasságának függvényében 10 és 90 nW között változik. Ha a magasságváltozás 5 méter, akkor a vett jel teljesítménye eredeti értékére áll vissza. (A vevőantenna nyeresége tekinthető 3 dB-nek).

- a) Adja meg a jelenség magyarázatát!
- b) Becsülje meg az adóantenna magasságát, továbbá a földreflexiók tényező értékét!

Megoldás:

a) A vevőantenna magasságának változtatásával befolyásoljuk a közvetlen és a reflektált hullám fáziskülönbségét. Ugyanakkor teljes kioltás nem jön létre, tehát a talajreflexiós tényező nem -1.

b) Az  $E_R = E_0 + \Gamma_f \cdot E_0 e^{-j2\pi\Delta/\lambda}$  képletet felhasználva megadhatjuk a maximális és minimális teljesítmény arányát:  $(1 + |\Gamma_f|)^2 / (1 - |\Gamma_f|)^2 = 90/10 = 9$ . Ebből számítható a talajreflexiós tényező értéke:  $\Gamma_f = -0.5$ .

A vevőantenna magasságának periódusa 5 m, tehát a szinusz argumentumában az 5 méternyi antennamagasság-változás  $\pi$  fázisváltozást idéz elő, hiszen a szinusz abszolút értéke  $\pi$  szerint periódikus. Így tehát

$$\pi \frac{2h_T \cdot 5^{[m]}}{r \cdot \lambda} = \pi,$$

s ebből behelyettesítve az ismert adatokat  $h_T = r\lambda/10^{[m]} = 200$  m adódik.

**P.2.4. Kétutas terjedés kábellel**

Milyen magasan kell elhelyezni a vevőantennát, ha a terjedés kétutas, és az antenna levezető kábelének csillapítása 0.2 dB/m? Az adóantenna magassága 20 m, a szakasz-távolság 5 km, az üzemi frekvencia 450 MHz.

Megoldás:

A vevő bemenetén kialakuló feszültség arányos a vételi térerővel:

$$U_{vett} = U_0 \cdot 10^{-\alpha \cdot h_R / 20} \cdot \sin\left(\pi \frac{2h_T h_R}{r \cdot \lambda}\right).$$

Nyilván megfelelő, ha a vett feszültség relatív értékének természetes logaritmusát vizsgáljuk:

$$\Lambda = \ln\left(\frac{U_{vett}}{U_0}\right) = -\alpha \cdot h_R \cdot \ln(10) / 20 + \ln\left(\sin\left(\pi \frac{2h_T h_R}{r \cdot \lambda}\right)\right).$$

Abban a (minimális) magasságban, ahol a térerő már elég nagy, a szinuszfüggvény még nyilván pozitív értékű (az abszolút érték nem okoz gondot). A szélsőérték helyén a derivált zérus:

$$\frac{d\Lambda}{dh_R} = -\alpha \cdot \ln(10) / 20 + \pi \frac{2h_T}{r \cdot \lambda} \cdot \cot\left(\pi \frac{2h_T h_R}{r \cdot \lambda}\right) = 0.$$

Ez az egyenlet könnyűszerrel megoldható:

$$h_R = \frac{r \cdot \lambda}{h_T} \frac{1}{2\alpha} \arctan\left(\pi \frac{2h_T}{r \cdot \lambda} \frac{8.7}{\alpha}\right) = \frac{r \cdot \lambda}{h_T} \frac{1}{2\alpha} \cdot 1.022,$$

és ebből további behelyettesítéssel 27.12 m adódik megoldásnak, szemben a kábel nélküli 41.67 m-el.

### P.2.5. Műholdas összeköttetések

Mekkora lehet az 1.1 m átmérőjű, 12 GHz-s műholdas műsorsugárzás vételére szolgáló parabolaantenna nyeresége? Milyen pontossággal kell ezt az antennát a szinkronpályán mozgó (látszólag álló) műholdra irányítani? Mekkora lehet a műholdon elhelyezett antenna nyeresége, ha az adott műsort egy kb. 2000 km átmérőjű körön belül élő közönségnek szánjuk?

Megoldás:

Egy parabolaantenna hatásos felülete, ha átmérője sokszorosa a hullámhossznak, akkor lényegében az alapkörének a területe (feltéve, hogy tengelye a sugárzás irányába mutat). Most a hullámhossz  $\lambda = c/f = \dots = 2.5 \cdot 10^{-2} m$  (érdemes megjegyezni, hogy a 300 MHz frekvenciájú hullámnak éppen 1 m a hullámhossza). Az antennánk hatásos felülete így:

$$A_h = \pi \cdot D^2 / 4 \cong 1 m^2.$$

Az antenna nyeresége és a hatásos felülete között egyértelmű a kapcsolat:

$$G_R = A_h \cdot 4\pi / \lambda^2 \cong 1 \cdot 12.56 / 2.5^2 \cdot 10^4 \cong 2 \cdot 10^4,$$

vagyis kb. 43 dB.

Ha feltételezzük, hogy az antenna (adóantennaként használva) egy  $\alpha$  (fél)nyílásszögű kúpba sugározna, akkor  $r$  távolságban

$$S = \frac{P_{adó}}{\pi \cdot r^2 \sin^2 \alpha} \cong \frac{P_{adó}}{\pi \cdot r^2 \alpha^2}$$

teljesítménysűrűséget hozna létre. Ezt összevetve a referenciaként szolgáló izotróp sugárzó esetén ugyanitt fellépő

$$S_0 = \frac{P_{adó}}{4\pi \cdot r^2}$$

teljesítménysűrűséggel, adódik, hogy az antenna nyeresége:

$$G = \frac{S}{S_0} = \frac{4}{\alpha^2}.$$

Innen a (fél)nyílásszög számítható, és kb. 0.81 fokra adódik. Ez az érték még éppen lehetővé teszi, hogy némi tapasztalattal (és jó tájolóval) rendelkező szerelő hamar megtalálja a keresett műholdat.

Csak azt kell tudnunk, hogy a szinkron (azaz a Földdel együtt forgó) geostacionárius pályákon mozgó műholdak a Földtől – a tengerszinttől – kb. 35 786 km távolságban vannak. Feltéve, hogy a besugárzott terület az Egyenlítő környékén van, vetítési problémákkal sem kell foglalkoznunk. A sugárzási kúp félnyílásszögére most:

$$\sin \alpha = \frac{1000}{35786} \Rightarrow \alpha \cong \frac{1}{35,781}.$$

Ebből a nyereség kb. 5122-re adódik (37.1 dB).

Megjegyzés: A Föld átmérője: 12 742 km, az ISS keringési magassága 319,6 és 346,9 km között változik, a Szputnyik-1-é 215 és 939 km között változott [perigee and apogee]. A GSP-es műholdak kb. 20 200 km-es magasságú pályán keringenek, az L1 sávban 1575,42 MHz-en adnak, az adóantenna nyeresége 13 dB, az adóteljesítmény 25,6 W, a vevő érzékenysége –160 dBm, antennanyeresége 3-27 dB.

### P.2.6. Radar

Adott egy nagy-hatótávolságú távolfelderítő radar. Mekkora lehet a céltárgy úgynevezett hatásos felülete (mekkora felületről reflektálódik a radar által kibocsátott jel a radar felé), ha ismert, hogy a kibocsátott impulzus teljesítménye  $360 \text{ kW}$ ; a radar antennájának nyeresége  $34.38 \text{ dB}$ , hatásos felülete pedig  $25 \text{ m}^2$ ; a felderített céltárgy távolsága a radartól  $112 \text{ km}$ ; a céltárgyról visszaérkező vételi jelteljesítmény  $1 \text{ pW}$ ?

Megoldás:

$P_T$  teljesítményű elektromágneses jel az adóantenna főnyalábjában az antennától  $r$  távolságra (jelen esetben a céltárgy helyén)  $S$  teljesítménysűrűséget hoz létre:  $\frac{P_T G_T}{4\pi r^2}$ .

A céltárgy  $\sigma$  felületéről (itt a legalkalmasabb talán a „radarkeresztmetszet” kifejezés) verődik vissza teljesítmény:  $\frac{P_T G_T}{4\pi r^2} \cdot \sigma$ .

A céltárgy izotróp sugárzónak tekinthető, a vevőantennába (a kisugárzás helyére)  $\frac{P_T G_T}{4\pi r^2} \cdot \frac{\sigma}{4\pi r^2}$  teljesítménysűrűség érkezik meg.

Ebből a radar antennája  $A_h$ -nyit (a saját hatásos felületének megfelelő mértékűt) lát. A vett

teljesítmény tehát:  $P_R = \underbrace{\frac{P_T G_T}{4\pi r^2}}_{\text{céltárgyig az odaút}} \cdot \overset{\text{céltárgy hatásos felülete}}{\sigma} \cdot \underbrace{\frac{A_h}{4\pi r^2}}_{\text{céltárgytól a radarig a visszaút}}$ , amiből az RCS (Radar Cross Section)

számolható, a válasz kb.  $1 \text{ m}^2$ .



### G.2.1. Gyakorló feladat

Adott egy mikrohullámú összeköttetés a következő paraméterekkel: az adóteljesítmény  $2\text{ W}$ , az adó- és vevőantenna nyeresége  $20\text{ dB}$ , a vivőfrekvencia  $4\text{ GHz}$ , az adóantenna és az adó közti tápvonal hossza  $2\text{ m}$ , a vevőantenna és a vevő közti tápvonal hossza  $3\text{ m}$ , a tápvonalak csillapítása  $0.9\text{ dB/m}$ , és a vevő érzékenysége  $6\text{ mV}(eff)$ . Az adó és a vevő  $50\ \Omega$ -os hullámimpedanciára van illesztve.

a) Mekkora lehet a maximális szakasztávolság, ha a szabadtéri csillapításon felül  $30\text{ dB}$  tartalékot követelünk meg?

b) Hogyan változik a lehetséges szakasztáv, ha a régiek helyett új antennákat szerelünk fel, melyek  $0.45\text{ m}$  átmérőjű forgásparaboloidok, s ezek hatásos felülete a geometriai felület 75%-a?

### G.2.2. Gyakorló feladat

A  $900\text{ MHz}$ -es sávban üzemelő vevőkészülékünk  $5\text{ méter}$  magasságban elhelyezett antennával éppen az interferencia zóna határán működik.

a) Hány  $\text{dB}$ -el változik a jel teljesítménye, ha az antenna magasságát a felére módosítjuk?

b) Hány  $\text{dB}$ -el változik a jel teljesítménye, ha az antenna magasságát a másfélszeresére módosítjuk?

### G.2.3. Gyakorló feladat

Egy mobil rádiórendszerben a bázisállomás antennájának magassága  $50\text{ m}$ , az üzemi frekvencia  $900\text{ MHz}$ . Az ismeretlen adatokat – ha szükséges – megválaszthatja.

a) Kétutas terjedést feltételezve becsülje meg, a bázisállomástól milyen távolságra lehet az interferencia zóna határa (a legtávolabbi térerősségmaximum helye)!

b) A vevőantenna magasságának változtatásával mekkora lesz a maximális és minimális vételi térerősség abszolút értéke közötti arány?

c) Hogyan módosul ez az arány, ha a földreflexiós tényező nem  $-1$ , hanem  $-0.9$ ?

d) Becsülje meg, mekkora a szakaszcsillapítás az interferencia zóna határán! (A földreflexiós tényező  $-1$ )?

### G.2.4. Gyakorló feladat

Egy földi, a  $900\text{ MHz}$  környéki sávban működő rádióösszeköttetés egyik végpontján fix telepítésű adó ( $G_T = 10\text{ dB}$ ), másik végpontján egy mozgó vevő ( $G_R = 3\text{ dB}$ ,  $h_R = 1.66\text{ m}$ ) helyezkedik el.

a) Mekkora lehet az adóantenna magassága, ha a tőle  $1\text{ km}$ -nél távolabbi zónában az interferencia miatt kioltás nem jöhet létre?

b) Mekkora lehet a maximális távolság az adó és a vevő között, ha az átvitel késleltetése nem haladhatja meg az  $50\ \mu\text{s}$ -t?

c) Mekkora a szakaszcsillapítás, ha a vevő éppen a b) pontban meghatározott távolságra van az adótól?

d) Mekkora legyen az adó teljesítménye, ha a vevő  $100\text{ pW}$ -nál kisebb teljesítményű jeleket nem érzékel?

### G.2.5. Gyakorló feladat

Egy sík föld feletti kétutas rádióösszeköttetés adóantennájának magassága  $10\text{ m}$ , a szakasztávolság  $1\text{ km}$ , az üzemi frekvencia  $300\text{ MHz}$ , az adóantenna nyeresége  $5\text{ dB}$ .

- a) A vevőantenna magasságának változtatásával mekkora lesz a minimális és maximális vételi térerősség abszolút értéke közötti arány?
- b) Hogyan módosul ez az arány, ha a földreflexiós tényező nem  $-1$ , hanem  $-0.7$ ?
- c) Mekkora a szakaszcsillapítás, ha a vevőantenna magassága is  $10\text{ m}$  és a vevőantenna nyeresége  $3\text{ dB}$  (a földreflexiós tényező  $-1$ )?

### G.2.6. Gyakorló feladat

Egy szabadtéri rádióösszeköttetés adóantennájának nyeresége  $5\text{ dB}$ , az adóteljesítmény  $0\text{ dBW}$ . Az adóantennát az adóval  $10\text{ m}$  hosszúságú,  $0.2\text{ dB/m}$  csillapítástényezőjű kábel köti össze. Az üzemi frekvencia  $5\text{ GHz}$ . A kábelek, antennák és berendezések illetékesen kapcsolódnak össze.

- a) Mekkora lesz a  $10\text{ km}$  távolságban elhelyezett vevőantennánál mérhető térerősség?
- b) Mekkora válasszuk a vevőantenna nyereségét, ha a vevő bemenetén szükséges jelszint  $-90\text{ dBm}$ . A vevőantennát és a vevőt  $20\text{ m}$  hosszúságú,  $0.2\text{ dB/m}$  csillapítás-tényezőjű kábel köti össze.

### G.2.7. Gyakorló feladat

Egy kétutas rádióösszeköttetés adó és vevőantennájának nyeresége  $5\text{ dB}$ , szakasztávolsága  $10\text{ km}$ , az üzemi frekvencia  $500\text{ MHz}$ . Az adó és a vevőantenna magassága  $30$ , illetve  $10\text{ m}$ .

- a) Határozza meg a szükséges adóteljesítményt, ha a vevő érzékenysége  $-56\text{ dBm}$ !
- b) Hányszorosára kell az adóteljesítményt változtatni, ha  $-50\text{ dBm}$  érzékenységű vevőt alkalmazunk?

### G.2.8. Gyakorló feladat

A szabadtéri terjedési modell bizonyos szakasztávolságra zérus szakaszcsillapítást szolgáltat. Vizsgálja meg, mi az oka ennek a nyilvánvalóan életszerűtlen jóslatnak! Fogalmazzon meg olyan feltételrendszert a szabadtéri terjedési modell alkalmazására, amelyben efféle anomália nem fordul elő!