

A szerkesztő bizottság elnöke: HORVÁTH IMRE
Szerkesztő: ANGYAL LÁSZLÓ

SZERKESZTŐ BIZOTTSÁG

BHG	ORION	TERTA
Laczkó Endre Bernhardt Richárd Eisler Péter Dr. Gosztony Géza Honti Ottó Klug Miklós Tölgyesi László	Jakubik Béla Baracs Sándor Csernoch János Froemel Károly Sass Károly Szabó Károly	Bánsághi Pál Baján Tibor Benedek Elek Egerszegi Béla Hütter Mihály

BHG ORION TERTA MŰSZAKI KÖZLEMÉNYEK

XXVII. évfolyam 1981 9. szám

Légköri abszorpciós csillapítás és annak figyelembevétele mikrohullámú hálózatok tervezésénél

CSERNACH JÁNOS
ORION

1. CSILLAPÍTÁSFADING FORRÁSAI

1.1. A légkör fizikai és kémiai összetétele (1)

A föld helyenként szilárd és helyenként cseppfolyós tömegét időben változó tulajdonságú légkör veszi körül, mely általában gáz halmazállapotú anyagból áll. A nehézségi erőter következtében a földünket körülvevő légkör, a legalsóbb rétegeit tekintve, teljes mértékben együtt forog a földdel. A szilárd, illetve a cseppfolyós halmazállapotú földet körülvevő 20 km vastagságú gömbhéj a földi légkör tömegének közelítőleg 9/10 részét tartalmazza.

A légkör függőleges irányban több egymástól viszonylag jól megkülönböztethető rétegre osztható, mivel a magasság növekedésével a légkör fizikai tulajdonságai változnak, és egy-egy réteg többé-kevésbé meteorológiai szempontból azonos fizikai tulajdonságokkal jellemezhető. Sokféle felosztás ismeretes, ezek azonban elég jól fedik egymást. Az alábbiakban mi csak a Tverszkoj féle felosztást mutatjuk be (1.1/1 táblázat).

1.1/1 táblázat

Réteg	Alsó és felső határának átlagos magassága (km)	Átmeneti réteg	Alsó és felső határának átlagos magassága (km)
Troposzféra	0...10	Tropopausa	10...11
Sztratoszféra	11...50	Sztratopausa	50...55
Mezoszféra	55...80	Mezopausa	80...85
Termoszféra	85...500	Termopausa	—
Exoszféra	500...3000		

A közölt táblázattal kapcsolatban megjegyezzük, hogy az egyes rétegek között éles határvonalat húzni nem lehet.

Nem részletezzük tovább a Tverszkoj féle felosztást, de azt azonban meg kell említeni, hogy a troposzférát még három részre: alsó, középső és felső részre szokták bontani. A 40–80 km közé eső réteget ozonoszférának nevezik ózonképződési tulajdonsá-

gai miatt. Az ionoszférának egyes rétegei a mezo és egyes rétegei viszont a termoszférába esnek.

A légkör kémiai összetételét az alábbi táblázat mutatja (1.1/2 táblázat).

1.1/2 táblázat

Komponens	Térfogatszázalék	Tömegszázalék
N ₂	78,088	75,527
O ₂	20,949	23,143
A	0,93	1,282
CO ₂	0,03	0,0456
Ne	1,8·10 ⁻³	1,25·10 ⁻³
He	5,24·10 ⁻⁴	7,24·10 ⁻⁵
CH ₄	1,4·10 ⁻⁴	7,75·10 ⁻⁵
Kr	1,14·10 ⁻⁴	3,30·10 ⁻⁴
NO	5,0·10 ⁻⁵	7,6·10 ⁻⁵
X	8,6·10 ⁻⁶	3,9·10 ⁻⁵
H ₂	5,0·10 ⁻⁵	3,48·10 ⁻⁶

A közölt táblázattal kapcsolatban megjegyezzük, hogy a CO₂ mennyisége térben és időben változhat. A századforduló óta százalékos aránya a többi alkotórészhez viszonyítva kissé növekszik.

A következőkben sorra vesszük a levegő egyes alkotórészeinek a tulajdonságait.

1.2. A levegő kémiai összetételének vizsgálata a hullámterjedés szempontjából (2) (6) (10)

A levegő vizsgálatánál mi főleg azokat a tulajdonságokat tartjuk szem előtt, melyek az elektromágneses energia abszorbeiójának és szóródásának okai lehetnek. Nem célja természetesen a következő fejezeteknek a levegő alkotórészeinek kémiai tárgyalása. A hullámterjedést befolyásoló tényezők főleg fizikai, illetve molekuláris fizikai természetűek, ezért részünkre a komponensek lényegében csak fizikai tulajdonságai érdekesek. A következőkben tételesen megvizsgáljuk az egyes számottevő alkotórészek fizikai tulajdonságait. A levegő nedvességtartalmának fizikai hatásával külön fejezetben foglalkozunk.

1.2.1. Száraz levegő

Nitrogén (N_2)

Kétatomos molekulájú gáz. Magas disszociációhője miatt (168,37 Kcal/mol) stabil molekulákból áll és igen nehéz disszociálni. Az N_2 molekula elektron-szerkezete a következő:



A mikrohullámú frekvenciatartományban 300 GHz-ig rezonanciavonallal nem rendelkeznek. Állandó elektromos és mágneses dipólus momentuma nincsen. Tehát az elektromágneses térre 300 GHz-ig nem érzékeny. (Rezonancia abszorbeió.) A légköri abszorbeióban ennél fogva semmilyen szerepet nem játszik.

Oxigén (O_2)

Az oxigén szintén kétatomos molekulákból álló gáz. Az oxigén molekula felépítését eredetileg kettős kötéssel magyarázták.



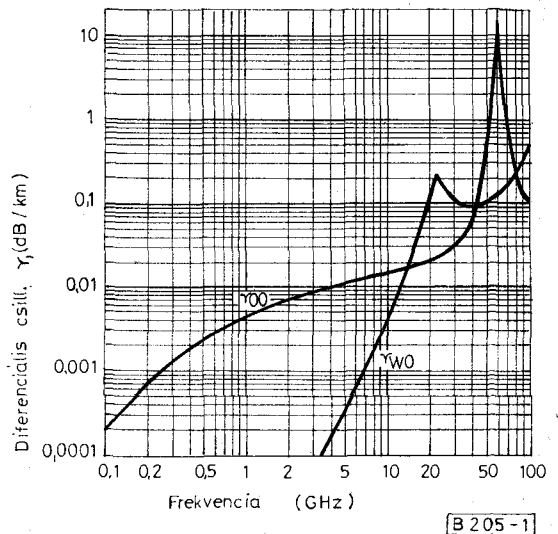
A tapasztalat tanúsága szerint ez azonban csak az első gerjesztett állapotnak felel meg. Az alapállapotban levő molekula, mely 22,4 Kcal-val stabilabb, mint az első gerjesztett állapot, két háromszoros kötést tartalmaz.

Az O_2 molekulának jelentékeny mágneses momentuma van, mert jóllehet, páros számú elektront tartalmaz ugyan, de a két vegyérték elektron spinmomentuma egymással párhuzamos és egyirányú. A mágneses momentum következtében az oxigén molekula 54 és 66 GHz között több elnyelési vonallal rendelkezik. Az oxigén molekuláknak más molekulákkal és egymás közötti ütközései következtében a 60 GHz köré csoportosult spektrumvonalak elég széles sávot foglalnak el. Az alsó nyúlványai a 2...13 GHz-es frekvenciatartományba is belenyúlnak. A rezonancia abszorbeión kívül az oxigén folytonos csillapításkarakterisztikával is rendelkezik. Ez az abszorbeió a 2 GHz és 13 GHz között közel lineárisan nő a frekvenciával. Az oxigén csillapítását ebben a frekvenciatartományban jó közelítéssel a következő képlet fejezi ki (tapasztalat szerint).

$$\gamma_0 [\text{dB/km}] = 0,00534 \text{ dB} + \frac{0,00274}{11} \{f[\text{GHz}] - \}$$

f a frekvencia GHz-ben.

60 GHz felett az oxigén, ill. a száraz levegő csillapítása a frekvencia növekedésével csökken. Az utóbbi körülmény miatt az antennák és a siktükrök modellmérésére a 70...100 GHz-es frekvenciatartományt használják. Az oxigénnek még egy rezonanciavonala van 120 GHz környékén. A rezonancia ezen a frekvencián igen éles az oxigén maximális csillapítása itt kb. 2,6 dB/km. Az oxigén, ill. a száraz levegő kilométerenkénti csillapítását (γ_∞) az 1. ábra mutatja be. (CCIR Rep. 233-3. Influence of the non ionised



1. ábra. Az oxigén és a vízgőz csillapítása a frekvencia függvényében. Abszcissa: frekvencia (GHz); Ordináta: km-enkénti csillapítás (db/km)

atmosphere on wave propagation.) A bemutatott grafikonon $p_0 = 760$ Hgmm száraz levegő nyomás és $t = 20$ °C hőmérséklet mellett érvényes. Az előbb grafikonon közölt értékek kvantummechanikai számítások eredménye. A számítások mérésekkel is igazolhatók. A mérések alapján a mért rezonanciagörbe a rezonanciafrekvencia közvetlen környezetében valamivel szélesebb a számítottnál.

Argon (Ar)

Ismert nemesgáz. Legalacsonyabb nem detektálható rezonanciavonala 9,46 GHz-en van. Más molekulákkal történő ütközések révén a szóbanforgó rezonanciagörbe viszonylag elég széles. Az argon igen kis százalékban fordul elő a levegőben (0,93%), rezonanciavonalai ennélfogva már nem jelentősek. A száraz levegő csillapítására befolyást nem gyakorol.

Széndioxid (CO_2)

Egyenes és szimmetrikus felépítésű molekulával rendelkezik. Elektromos dipólus momentuma nincsen. Ennek következménye, hogy elnyelési vonalai csak az infravörös hullámhossztartományban vannak. A levegőben való csekély előfordulása következtében (0,03%) az abszorbeió hatása ugyancsak nem jelentős.

Nyomgázok

A levegő, mint ismeretes, igen csekély százalékban tartalmaz még további gázokat is, mint pl. Ne, He, CH_4 , Kr, No. Gyakorlatilag ezeknek sincsen jelentőségük a csillapítás szempontjából.

1.2.2. A levegő nedvességtartalmának hatása

A víznek (H_2O) a folyadékok között viszonylag igen nagy a dielektromos állandója. Ez okozza, hogy a benne elegyedett elektrolitok erősen disszociálnak.

A nagy oldóképessége tulajdonképpen ezzel magyarázható. A molekulájának elektromos dipólus nyomatéka $m_v = 1,87$ debye. A hullámterjedés szempontjából a döntő, hogy a vízmolekula a dipólusmomentuma következtében az elektromágneses tér elektromos térerősségére igen érzékenyen reagál.

A vízmolekula, mely mint ismeretes nem szimmetrikus felépítésű, egy nagy oxigénatomból és két protonból áll. Kötésmódja inkább kovalensnek mondható, mint ionos kötésnek.

A molekula felépítését az 1.2.2/1 ábra szemlélteti. A molekula szóbanforgó felépítését az infravörös abszorpciós spektruma bizonyítja. Eszerint a vízmolekula gömb alakú sugara $1,35 \text{ \AA}$ ($1 \text{ \AA} = 10^{-10} \text{ m}$), és ennek közepén van az oxigénion magja. A protonok ettől csak $1,013 \text{ \AA}$ távolságra helyezkednek el, tehát tulajdonképpen még elmerülnek az oxigénatom kibővített elektronburkában. (A két proton távolsága egymástól $1,63 \text{ \AA}$.)

Gőzállapotban a víz majdnem kizárólag egyszerű molekulákból áll. A folyadék állapotban (vagy cseppállapotban) a dipólusok vonzása következtében asszociációk lehetségesek. Erre Eötvös Loránd mutatott rá felületi feszültség vizsgálatainak nyomán. (Eötvös szabály $\alpha V^{3/2} = KE/T_K - T$.)

Az asszociáció folytán többszörös $(\text{H}_2\text{O})_n$ vízmolekulák keletkeznek, de általában csak egy átlag asszociációfokot lehet csak meghatározni.

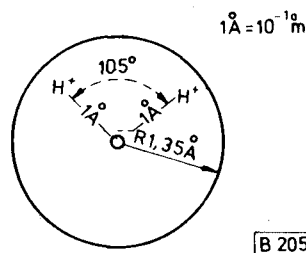
Az asszociált molekulák eredő elektromos dipólusmomentuma ($0,63$ debye) kisebb, mint egy vízmolekula dipólus nyomatéka. Tehát a vízcseppnek már merőben más a dielektromos viselkedése, mint az átlátszó vízgőznek.

A vízgőz és a vízcsepp már számottevő elnyelést okoz a $2 \dots 13$ GHz-es frekvenciatartományban. Mivel az elnyelés mechanizmusa és jellege attól függően más és más, hogy vízgőzről vagy vízcseppről van-e szó, érdemes a vízgőz és a vízcseppek hatását egymástól kissé elkülönítve tárgyalni.

1.2.2.1. Vízgőz

A vízgőz hasonlóan nyeli el az elektromágneses hullámokat, mint az oxigén. A különbség abban áll, hogy a vízmolekula elektromos dipólusmomentuma révén (már viszonylag kis koncentrációban is) az oxigén rezonanciafrekvenciájánál lényegében alacsonyabb frekvenciákon a $18 \dots 40$ GHz-es frekvenciatartományban okoz számottevő abszorpciót. A rezonancia görbe matematikai alakja kvantummechanikai számítással vezethető le. Ennek alapján az abszorpció maximuma az SHF tartományban 22 GHz-en adódik. Az elméleti abszorpció görbe a $2 \dots 13$ GHz-es frekvenciatartományban valamivel kisebb csillapítást eredményezett, mint a gyakorlatban mért csillapítás. Az eltérés feltehető oka abban rejlik, hogy egyrészt a vízmolekuláknak egymással és más molekulákkal való ütközése révén a rezonancia görbe kiszélesedik, másrészt viszont a 40 GHz feletti az EHF ($30 \dots 300$ GHz) tartományba eső rezonanciáknak a $2 \dots 13$ GHz-es frekvenciatartományba eső alsó nyúlványai már nem elhanyagolhatók.

A 2. ábrán megadjuk a γ_{w0} km-kénti csillapítás értéket 10 gr/m^3 vízgőz koncentráció esetén $p_0 =$



2. ábra. Vízmolekula felépítése

760 Hgmm száraz légköri nyomás és $t = 20 \text{ }^\circ\text{C}$ hőmérséklet mellett a frekvencia függvényében.

A 10 gr/m^3 vízgőz tartalomtól eltérő koncentrációk esetén a jelenlegi irodalom és tudományos kutatási eredmények alapján sokszor csak becslésekkel élhetünk.

10 gr/m^3 -nél kisebb koncentrációk esetén a Lambert-Beer féle törvényt alkalmazva a vízgőz csillapítása jó közelítéssel lineárisan változik a koncentrációval.

$$\gamma_{w0}(c) = \gamma_{w0}(i0) \frac{c}{10} \text{ [dB/km]} \dots 1, 2, 2, 1, 1)$$

Itt c a vízgőz koncentrációja gr/m^3 -ben

$\gamma_{w0}(10)$ a vízgőz csillapítása a frekvencia függvényében 10 gr/m^3 vízgőz koncentráció mellett.

10 gr/m^3 -nél nagyobb koncentrációk esetén a vízgőz csillapítása nem változik egészen lineárisan a vízgőz koncentrációval. Tehát a vízgőz koncentráció megduplázódása esetén a csillapításnak valamivel több mint a megduplázódásával lehet számolni. Ennek az az oka, hogy a koncentráció növekedése ugyan megtöbbszörözi a vízmolekulák számát, de az így gyakoribbá váló ütközések a rezonancia görbe bizonyos fokú kiszélesedését is okozhatják. A nagyobb arányú növekedést ez magyarázza.

Az alábbi táblázat segítséget nyújt a vízgőz által okozott csillapítás becslésére 10 gr/m^3 -nél nagyobb koncentráció esetén.

Vízgőzkoncentráció (gr/m^3)	Csillapítás max. értéke (dB/km)
10	$\gamma_{w0}(10)$
20	$2,5 \gamma_{w0}(10)$
40	$12,5 \gamma_{w0}(10)$

A közbülső pontokon a vonaltervezési gyakorlatnak elég pontosságot nyújt, ha lineáris interpolációt alkalmazunk. Ennél nagyobb pontosság igénye esetén sajnos további kutatás végzése szükséges.

Végezetül meg kell említeni, hogy a föld és a hírközlési műholdbolygó közötti tér oxigénjétől és a vízgőzétől származó csillapítást is meghatározták. Eszerint a föld és a műhold közötti csillapítást (one way attenuation)

$$A_0 = \int_0^{h_0} [\gamma_0(h) + \gamma_w(h)] dh$$

integrál kifejezés adja meg.

- Itt $\gamma_0(h)$ az oxigén km-enkénti csillapítása h magasságban dB/km-ben;
 $\gamma_w(h)$ a vízgőz km-enkénti csillapítása h magasságban dB/km-ben;
 h_0 a műbolygó távolsága a föld felszínétől km-ben.

A tapasztalat szerint a fenti kifejezés a következő alakban is írható

$$A_0 = 4\gamma_{00} + 2\gamma_{w0}$$

- ahol: γ_{00} az oxigén km-enkénti csillapítása föld felszínén dB/km-ben;
 γ_{w0} a vízgőz km-enkénti csillapítása föld felszínén dB/km-ben.

A következő táblázat összefoglalja a levegő legfontosabb termodinamikai adatait, amely a vízgőz csillapításának számításánál szükség lehet.

Hő- mér- séklet (°C)	Telített vízgőz		sűrűsége (gr/m ³)	Levegő sűrűsége (d _{REV} kg/m ³)
	parciális p/kp (cm ³)	nyomása p/N (cm ³)		
0	0,006 228	0,061 076	4,847	1,2923
5	0,008 891	0,087 191	6,793	1,2690
10	0,012 513	0,122 711	9,398	1,2466
15	0,017 377	0,170 410	12,82	1,2250
20	0,023 83	0,233 692	17,29	1,2041
25	0,032 29	0,316 657	23,04	1,1839
30	0,04325	0,424 138	30,37	1,1643
35	0,057 33	0,562 215	39,62	1,1455
40	0,075 20	0,737 460	51,15	1,1272

1.2.2.1. Vízcseppek

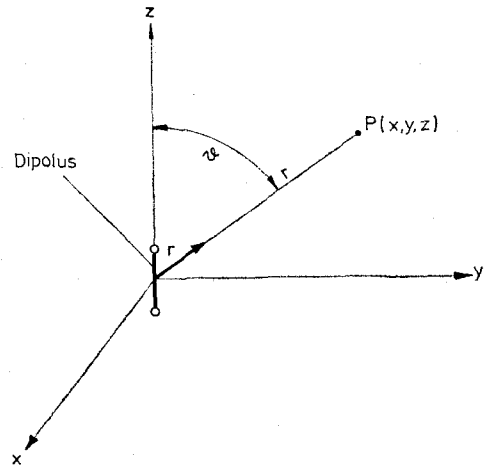
A vízcseppek szórás és abszorpció révén okoznak csillapítást. Mivel a vízcseppek nagysága a 2...13 GHz-es frekvenciatartományban sokkal kisebb, mint a kisugárzott hullámhossz, a Raleigh-féle szóródás lép fel.

Az elektromágneses hullámok Raleigh-féle szóródása a difrakció jelenség egy esete nagyszámú olyan részecske esetén, ahol a részecskék (vízcseppek) mérete elhanyagolható a hullámhosszhoz viszonyítva. A jelenség először a fizikai optika területén vált ismeretessé. (A vörös fény kevésbé szóródik, mint a kék.) Lényege az, hogy az elektromágneses hullámok hatására az előbb nevezett részecskék Hertz féle dipólusokká válnak, és mivel ezen indukált rezgések fázisszinkronizációban vannak egymással, az elektromágneses tér szabályszerű szóródása lehetséges.

A téma fontosságára való tekintettel a teljesség igénye nélkül érdemes röviden a jelenség kvantitatív oldalára is néhány pillantást vetni.

Egy kiragadott dipólust a sok közül helyezzünk el egy térbeli derékszögű koordináta-rendszer középpontjába úgy, hogy a tengelye a koordináta-rendszer z tengelyével essék egybe. Ennek az indukált dipólusnak a szórt tere az irodalomból ismert. Számításával itt nem foglalkozunk.

A beeső síkhullám irányát (Poynting-vektor) a térbeli Descartes-koordináta-rendszer y tengelyének pozitív irányába képzeljük el, továbbá az elektromos térerősség feltételezésünk szerint az xz síkban rezeg (3. ábra).



[B 205-3]

3. ábra. Dipólus elhelyezése a koordináta-rendszerben

A beeső síkhullám egyes térkomponensei a következők:

$$\begin{aligned} E_x &= 0 & H_x &= \sqrt{\frac{\epsilon_0}{\mu_0}} E_0 e^{j(\omega t - \beta y)} \\ E_y &= 0 & H_y &= 0 \\ E_z &= E_0 e^{j(\omega t - \beta y)} & H_z &= 0 \end{aligned}$$

Itt E_0 a beeső elektromos tér amplitúdója,

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda_0} \text{ a fázistényező,}$$

$$\lambda_0 = \text{a vákuumban mért szabadtéri hullámhossz,}$$

$$\sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} = 120\pi \text{ a szabadter sugárzási impedanciája.}$$

A „z” tengely irányába eső p dipólusmomentum szórt mágneses térerőssége levegőben

$$\vec{H} = -\omega^2 \frac{\sqrt{\epsilon_0 \mu_0}}{4\pi r} \cdot \frac{1}{r} [\vec{p} \times \vec{r}^0] \dots \dots 1, 2, 2, 1, 1.)$$

A szórt elektromos térerősség levegőben

$$\vec{E} = -\omega^2 \frac{\mu_0}{4\pi r} \cdot \frac{1}{r} \{ [\vec{p} \times \vec{r}^0] \times \vec{r}^0 \} \dots \dots 1, 2, 2, 1, 2.)$$

A képletekben

$$\frac{1}{\sqrt{\epsilon_0 \mu_0}} = c = 2,998 \cdot 10^8 \frac{\text{m}}{\text{sec}} \text{ a fény terjedési sebessége vákuumban,}$$

$$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \frac{\text{Vs}}{\text{Am}},$$

r = annak a pontnak a távolsága a koordináta-rendszer kezdőpontjától, ahol a teret vizsgáljuk,

$$\epsilon_0 = \frac{1}{4\pi \cdot 9 \cdot 10^9} \frac{\text{As}}{\text{Vm}},$$

$\omega = 2\pi f$ a körfrekvencia ($f = \text{frekvencia}$),

$\vec{r}^0 =$ az r irányába eső egységvektor,

$\vec{p} = \vec{p}_0 e^{j\omega(t - \frac{r}{c})}$ a retardált dipólusmomentum.

A szórt tér komplex Poynting-vektora (\vec{S}_s) valós mennyiség és az \vec{r}^0 egységvektor irányába mutat.

$$\vec{S}_s = \frac{1}{2} [\vec{E} \times \vec{H}^*] = \frac{\mu_0 \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}}{2(4\pi)^2} \omega^4 \frac{|\vec{p}|^2}{r^2} \sin^2 \vartheta,$$

$$\vec{r}^0 \dots, \dots 1, 2, 2, 1, 3.)$$

A ϑ a z tengely és az r közötti szög.

A szórt teljesítménysűrűség a frekvencia negyedik hatványával növekszik. Igen fontos körülmény az, mivel a képletben a $\sin \vartheta$ négyzete szerepel, a szóródás ugyanolyan erős előre, mint hátra.

A szórt teljesítményt 1 m^3 -re vonatkoztatva a szóbanforgó Poynting vektor zárt felületre történő integrálásával kapjuk meg. (Feltételezzük, hogy az 1 m^3 -ben levő cseppek száma n .)

$$P_s = n \oint \vec{S}_s \cdot d\vec{A} =$$

$$= \frac{n}{2} \frac{1}{(4\pi)^2} \mu_0 \sqrt{\mu_0 \epsilon_0} \omega^4 |\vec{p}_0|^2 \int_0^{2\pi} \int_0^\pi \sin^3 \vartheta \, d\vartheta \, d\varphi.$$

Az integrálás minden nehézség nélkül elvégezhető. Az eredmény

$$\int_0^\pi \sin^3 \vartheta \, d\vartheta = \frac{4}{3}.$$

Az 1 m^3 térfogat szórt teljesítménye ennél fogva a következő:

$$P_s = \frac{n}{6} (2\pi)^3 \mu_0^2 \sqrt{\frac{\epsilon_0}{\mu_0}} |\vec{p}_0|^2 f^4 \dots, \dots 1, 2, 2, 1, 4.)$$

Az összefüggésből következik, hogy a szórt teljesítmény egyenesen arányos az 1 m^3 -ben levő esőcseppek számával a frekvencia negyedik hatványával és az esőcsepp dipólusmomentuma abszolút értékének a négyzetével. (Tehát az esőcsepp átmérőjének a négyzetével, ill. az esőcsepp keresztmetszetével.)

A víz polarizációja (1 m^3 -ben levő dipólusmomentum)

$$\vec{p} = \epsilon_0 \kappa_e \vec{E}_0 = \frac{L_1 \left(\alpha + \frac{1}{3} \frac{\text{m}^2}{\text{KT}} \right) \vec{E}_0}{1 - L_1 \left(\alpha + \frac{1}{3} \frac{\text{m}^2}{\text{KT}} \right) \frac{1}{3\epsilon_0}}.$$

A vízcsepp dipólusmomentumának abszolút értéke

$$p_0 = V_{cs} P = V_{cs} \epsilon_0 \kappa_e E_0 \dots 1, 2, 2, 1, 5.)$$

Itt $L_1 = \frac{d}{M_v} N_{kg}$ az 1 m^3 -ben levő molekulák száma,

$$N_{kg} = 6,02296 \cdot 10^{26} \frac{1}{\text{kgmol}}$$
 a kgmol-súlynyi

mennyiségben levő molekulák száma,

$$M_v = 18,01534 \text{ kg}$$
 a víz kg-mol-súlya,

$$d = 10^3 \frac{\text{kg}}{\text{m}^3}$$
 a víz sűrűsége,

$V_{cs} =$ az esőcsepp térfogata,

$$m = 2,1433 \cdot 10^{-30} \text{ Cbm} = 0,643 \text{ debye}$$
 a vízmolekula elektromos dipólusmomentuma (4),

$$\alpha = 3,970 \cdot 10^{-40} \frac{\text{Cbm}^2}{\text{V}}$$
 eltolódási polarizálhatóság,

$$k = 1,38044 \cdot 10^{-23} \frac{\text{Ws}}{\text{K}}$$
 Boltzmann állandó,

$T =$ abszolút hőmérséklet,

$$\epsilon_0 = \frac{1}{4\pi \cdot 9 \cdot 10^9} \frac{\text{As}}{\text{Vm}},$$

$\kappa_e =$ a víz elektromos szuszceptibilitása.

A vízcsepp dipólusmolekulájának abszolút értékét a szórt teljesítmény képletébe behelyettesítve kapjuk, hogy

$$P_s = \frac{1}{3} (2\pi)^3 \mu_0^2 (nV_{cs}^2) (\epsilon_0 \kappa_e^2) f^4 \sqrt{\frac{\epsilon_0}{\mu_0}} |\vec{E}_0|^2 =$$

$$= K_{sz} \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\epsilon_0}{\mu_0}} |\vec{E}_0|^2.$$

A haladó teljesítmény

$$P_s = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\epsilon_0}{\mu_0}} |\vec{E}_0|^2.$$

1 m^3 -es kocka szórt teljesítménye

$$P_s = k_{sz} P.$$

A teljesítményvesztés a Δy hosszúságú szakaszon

$$\Delta P = -k_{sz} \cdot P \cdot \Delta y.$$

Ennek alapján a következő differenciálegyenlet írható fel

$$\frac{dP}{dy} = -k_{sz} P.$$

A differenciálegyenlet $y=0$ $P=P_0$ határfeltételek segítségével megoldható.

A megoldás

$$P = P_0 e^{-k_{sz} y}.$$

A szórás következtében létrejövő csillapítás dB-ben

$$A_{sz} = 10 \log \frac{P}{P_0} = -k_{sz} y \cdot 10 \log e =$$

$$= -4,34 \cdot k_{sz} \cdot y \text{ [dB]} \dots 1, 2, 2, 1, 6.)$$

Eddig az MKS mértékrendszert használtuk. A csapadék intenzitás esetében azonban át kell térnünk a $\frac{\text{m}^3}{\text{sec}}$ -ről a mm/sec -ra. Az átszámítás

$$I \left[\frac{\text{m}^3}{\text{sec}} \right] = I \left[\frac{\text{mm}}{\text{sec}} \right] \frac{10^{-3}}{3600}$$

képlet segítségével történik.

Az esőcseppet egyszerűség kedvéért gömbnek tekezzük fel. Az esőcsepp sugara és az esőcsepp sebessége közötti összefüggés tekintetében a GUNN és KINZER féle tapasztalati összefüggést fogadjuk el (1). Ennek alapján pl. az

$$r_c = 200 \mu$$

nagyságú esőcseppsugarhoz

$$v = 1 \frac{\text{m}}{\text{sec}}$$

sebesség tartozik.

Az esőcsepp térfogata ennek megfelelően

$$V_{cs} = \frac{4r^3 \pi}{3} = 3,35 \cdot 10^{-11} \text{ m}^3.$$

A csillapítást mi most $y=1$ km hosszú távolságon számítjuk ki.

Ennek megfelelően a csillapítást a frekvencia és az eső paraméterek függvényében a

$$A_{sz} \left[\frac{\text{dB}}{\text{km}} \right] = -k_{sz} y \cdot 10 \log e =$$

$$= -6,8597 \cdot f^4 \frac{I \left[\frac{\text{mm}}{\text{n}} \right]}{v \left[\frac{\text{m}}{\text{sec}} \right]} V_{cs} \text{ m}^3,$$

$$A_{sz} \frac{\text{dB}}{\text{km}} = -6,8597 \cdot f^4 F(V_{cs})$$

képletek segítségével lehet kiszámítani. $F(V_{cs})$ függvényt csőtényezőnek nevezzük.

Néhány számszerű érték a következő

$$f = 3 \text{ GHz} \quad A_{sz} = 2,3 \cdot 10^{-2} \text{ dB/km}$$

$$f = 13 \text{ GHz} \quad A_{sz} = 1,96 \cdot 10^{-1} \text{ dB/km}$$

A közölt adatok kissé eltérnek a gyakorlatban mért értékektől. Az eltérés oka főleg abban van, hogy az eső alkalmával az esőcseppek nem azonos mértékűek, hanem bizonyos eloszlást mutatnak. A képletekben figyelembe kell venni az esőcseppek eloszlásfüggvényét.

Ha az esőcsepp térfogatának valószínűségi sűrűség függvénye

$$f(V_{cs}).$$

Akkor az esőcsepp térfogatának várható értéke

$$\bar{V}_{cs} = \int_0^{V_{cs}} V_{cs} f(V_{cs}) dV_{cs}.$$

Ennek megfelelően a módosított esőtényező

$$f(V_{cs}) = \frac{I \frac{\text{mm}}{\text{n}}}{\bar{V} \frac{\text{m}}{\text{sec}}} \bar{V}_{cs}.$$

A képletben a \bar{V} átlagsebesség az esőcsepp térfogatának várható értékéhez rendelt sebesség GUNN és KINZER szerint (1). A hullám depolarizációjával itt most nem foglalkozunk.

A víz abszorpciója következtében előálló dB-ben kifejezett csillapítás (rezonanciától távol 2...13 MHz-es tartományban) a frekvenciával egyenesen arányos képletben

$$\gamma_{w0} = 4,3429 \cdot K_T \frac{\pi f \sqrt{\epsilon_r}}{c} \text{tg } \delta_E \cdot 10^3.$$

Itt $\omega = 2\pi f$ a körfrekvencia,

ϵ_r = a víz relatív dielektromos állandója,

$\text{tg } \delta_E$ = a víz elektromos veszteségi tényezője,

$e = 2,7182818$,

$c = 2,998 \cdot 10^8 \frac{\text{m}}{\text{sec}}$ a fény terjedési sebessége

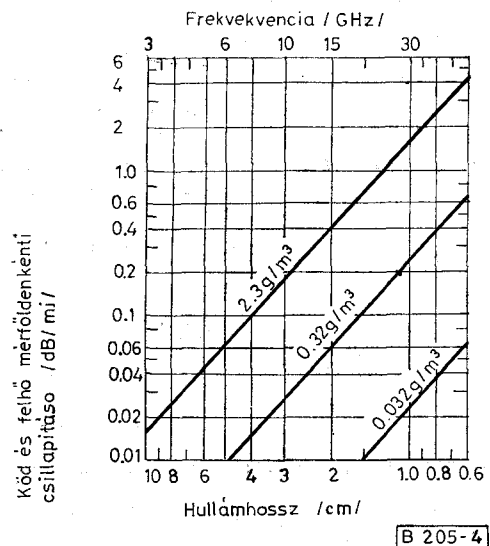
a vákuumban,

$K_T < 0$ = a nedvességtartalomtól függő kitöltési tényező.

A nedves levegő csillapítása tehát az előzőek alapján nagymértékben attól függ, hogy az összcsillapítás milyen mértékben oszlik meg a szórás és az abszorpció között. Ezért a következőkben két esetet különböztetünk meg.

Az egyik a felhő és köd (vízpára) esete, a másik az eső.

A köd és felhő esetén a vízcseppek igen kis méretűek, minek következtében az abszorpció jelensége dominál. Ilyen körülmények között a csillapítás gyakorlatilag független a vízcseppek nagyságától adott köbméterenkénti nedvességtartalom mellett. A köd és a felhő kilométerenkénti csillapításának (γ_{w0}) néhány jellemző esetét a 4. ábra mutatja (6).



4. ábra. A köd és felhő mérföldenkénti csillapítása (1 szárazföldi mérföld = 1609,33 m)

A grafikon háromféle abszolút nedvességtartalomra van paraméterezve. (2,3 g/m³, 0,32 g/m³, 0,032 g/m³.) A grafikon figyelmes szemlélete alapján megállapíthatjuk, hogy a 2,3 g/m³ abszolút nedvességtartalomnál kisebb koncentráció esetén itt is érvényes a Lambert–Beer féle törvény. (1 statute mile = 1609,33 m)

Nem szabad elfelejteni, hogy egy adott RF szakaszon a köbméterenkénti páratartalom változik a hely függvényében, ezért páratartalomtól származó pótlólagos csillapítás elméletileg integrálással adódik.

$$A_w = - \int_0^{d_{RF}} \gamma_{w0}(x) dx \approx - \sum_{k=1}^n \gamma_{w0k} \Delta x.$$

Itt d_{RF} az RF szakasz hossza.

Az integrálást a gyakorlatban természetesen összegezéssel kell végrehajtani.

A köd és felhő kilométerenkénti csillapítását szokás még

$$A_w = K_1 c$$

alakban is kifejezni.

Itt K_1 = a csillapítás együttható $\left(\frac{\text{dB}}{\text{km}}\right) \left(\frac{\text{g}}{\text{ms}}\right)$ -ben,

c = víz koncentrációja $\frac{\text{g}}{\text{m}^3}$ -ben.

Már kis szemerkélő eső esetén a vízcseppek viszonylag már olyan nagy méretűek, hogy a csillapításnak a szórásból eredő része már nem hanyagolható el. (Az irodalom és az eddig folytatott tudományos kutatások szerint a szórásból eredő rész kevesebb, mint az abszorpcióból származó.)

A gyakorlatban az eső csillapítását az R óránként leeső csapadékmennyiség (rainfall rate) függvényében szokás kifejezni. Az utóbbi függvénye viszont a levegő relatív nedvességtartalmának, az esőcseppek esési sebességének. Az esőcsepp esési sebessége viszont mint ismeretes, függ az esőcsepp nagyságától. Látható tehát, hogy adott óránkénti csapadék mennyiség esetén az esőcseppek méretének igen nagy eloszlásával lehet számolni. Az eső kilométerenkénti csillapításának megbecslése elég nehéz probléma.

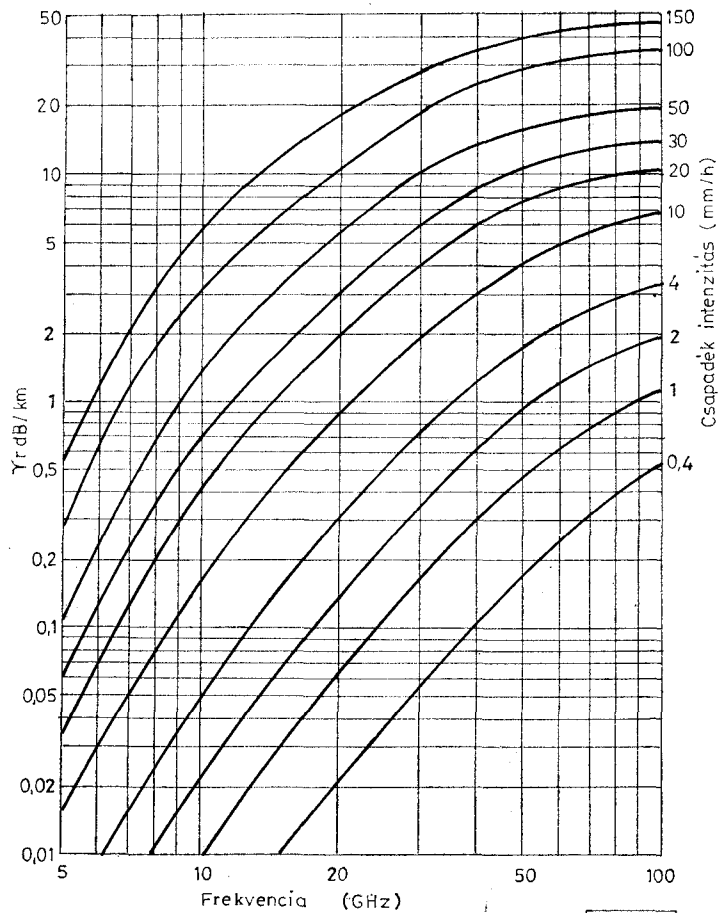
Elméletileg az eső pótlólagos csillapítását egy adott RF szakaszon a $\gamma_r(x)$ kilométerenkénti csillapítás integrálásával kapjuk meg

$$A_r = - \int_0^{d_{RF}} \gamma_r(x) dx \approx - \sum_{k=1}^n \gamma_{rk} \Delta x.$$

A kilométerenkénti csillapítást az R óránként leeső csapadékmennyiség függvényében a

$$\gamma_r = KR^\alpha \text{ [dB/km]}$$

képlet fejezi ki. A K és α mennyiségek frekvenciafüggőek. Ezt a képletet grafikon formájában az 5. ábra mutatja be. Itt abszcisszaként a frekvenciát és paraméterként az R óránként leeső csapadékmennyiséget vettük fel. A grafikon $t=18^\circ\text{C}$ hőmérsék-



5. ábra. Az eső csillapítása a frekvencia függvényében. Abszcissza: frekvencia (GHz); Ordináta: Csillapítás (db/km); Paraméter: Csapadék intenzitása (mm/h)

let mellett érvényes, de a Ryde and Ryde féle korrekciós tényező segítségével más hőmérsékleten is használható. (Ryde I. W. and Ryde D.: Attenuation of centimeter waves by rain, hail, fog and clouds. General Electric Co. Wembley England.) (9)

A görbesereg az esőcseppek Law és Pearson féle méreteloszlását tételezi fel. Az esőcseppek végsebességét Gunn és Kinzer mérték meg 1949-ben.

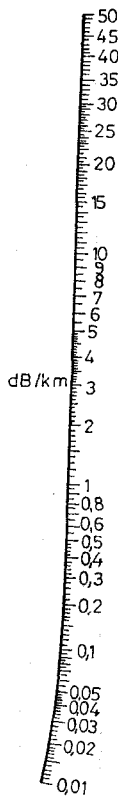
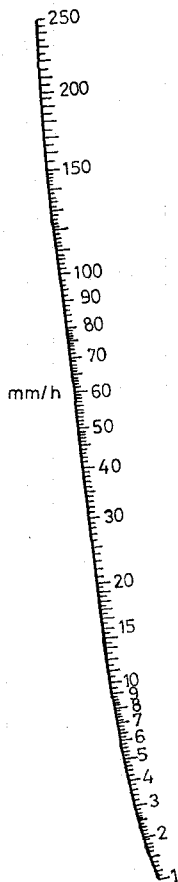
A szóbanforgó grafikon nomogram formájában a 6. ábra fejezi ki (9). A redukciós tényező segítségével figyelembe vesszük, hogy az esőintenzitás egy RF szakaszon belül nem állandó, hanem pontról pontra változhat. A paraméter itt az esőintenzitás előfordulási százaléka (7. ábra). (9)

2. AZ ELMÉLET ALKALMAZÁSA CSILLAGSZERŰ DIGITÁLIS HÁLÓZAT TERVEZÉSE ESETÉN

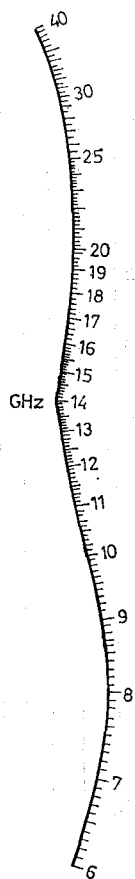
2.1. Általános szempontok

Csillag-hálózat esetén több (egy-egy telefonközpont közelében elhelyezett) mikrohullámú végállomás páronként egy központi mikrohullámú állomáson (csillagpont) keresztül tartja egymással a kapcsolatot.

Csapadékintenzitás



Frekvencia



B 205-6

6. ábra. Nomogram

A központi mikrohullámú állomás, mely jelleget tekintve ismétlődő állomásnak tekinthető, nem mindig fekszik az előbb említett mikrohullámú végállomások által képezett földrajzi alakzat geometriai középpontjában. Az átvitel ma már szinte kizárólag PCM segítségével történik az UHF és az SHF frekvenciasávban. A központi mikrohullámú állomáson az igényeket szem előtt tartva különböző hierarchiájú lebontás lehetséges. Első pillanatra úgy látszik, hogy itt kétszakaszos mikrohullámú összeköttetésekről van szó két végállomással és egy ismétlődőállomással. A helyzetet azonban erősen bonyolítja az a tény, hogy az információkat hordozó mikrohullámú csatornajelek a központi mikrohullámú állomásba több irányból futnak be, illetve azok a központi mikrohullámú állomást ugyancsak több irányban hagyják el. Tovább bonyolódik a helyzet, ha figyelembe vesszük, hogy a megnövekedett TF csatornaszám és RF tartalékolási igény miatt egy adott frekvenciaterv minden frekvenciáját ki kell használni, de ha ez egy megadott pillanatban nem is szükséges, lehetőséget kell adni a hálózatnak a jövőben történő további bővítésére.

Az alapproblémát az interferenciák miatt lecsökkentett fading tartalék okozza. Ennek értéke az üzemkiesési idő szempontjából igen fontos. Minél nagyobb egy összeköttetés fading tartaléka, annál kisebb a fading következtében fellépő üzemkiesési idő.

Mint ismeretes, a mikrohullámú vevő fading tartaléka a hasznos vevő-bemenőszint és a küszöbszint különbsége. Ha nincsen interferencia a vevő határérzékenységét a

$$10 \log P_z = 10 \log FKT_0B$$

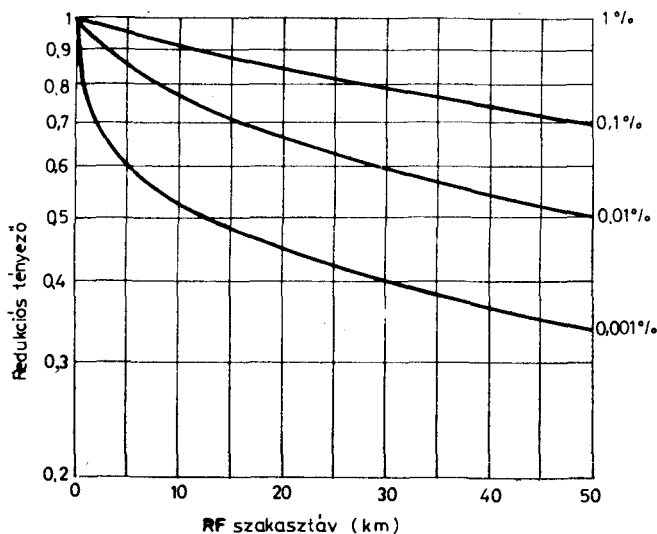
összefüggés határozza meg.

Itt $10 \log F$ = a vevő zajtényezője dB-ben,

$$K = 1,38 \cdot 10^{-23} \frac{W_s}{^\circ K} \text{ a Boltzmann állandó,}$$

$$T_0 = 293,16 \text{ } ^\circ K,$$

B = a vevő sáv szélessége. (A 3 dB-es pontok közötti távolság.)



B 205-7

7. ábra. Redukciós tényező

480 telefoncsatornának PCM segítségével történő átvitele esetén a 10^{-3} hibaarányhoz tartozó küszöbszint 14,5 dB-lel van az előbb definiált határérzékenység felett. (10^{-3} hibaarány esetén a berendezések általában lekapcsolódnak.)

Az interferenciák következtében a vevő határérzékenysége növekszik, ill. romlik. Eltérően az analóg rendszereknél kialakított elnevezésektől, csillagponton esetén kétféle interferenciát különböztetünk meg. Ezek a következők:

- a) belső interferencia,
- b) külső interferencia.

A belső interferenciák a berendezés konstrukciós kialakításától függenek. Ezeknek okai a következők lehetnek:

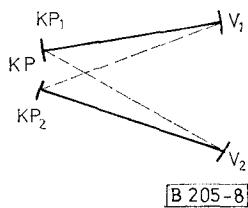
- adó helyi oszcillátor sugárzás,
- vevő helyi oszcillátor sugárzás,
- az adó zavarása a vevőre.

A belső interferenciák szintjét kellő gondossággal alacsony értéken lehet tartani.

A külső interferenciák alatt a vevőantennára a neki nem megfelelő antennáktól érkező zavaró jelek összességét értjük. Tágabb értelemben ide soroljuk a megfelelő antennáktól érkező és azonos RF szakaszon haladó szomszédos RF csatornákat is. A külső interferenciák szintje az antennák sugárzási diagramjától, az RF szakaszok távolságától és a csillag-elrendezésű hálózat frekvencia kiosztásától függ.

A csillagpont konfiguráció következtében, mint látni fogjuk, ma már nem használhatók a hagyományos vonaltervezési módszerek, sőt csekély változtatást kell létrehozni az interferenciák számításában is.

Ennek belátása érdekében tekintsük meg az alábbi ábrát (8. ábra).



8. ábra. Interferenciák keletkezése

Az ábrán egy csillagszerű hálózat két RF szakaszát ragadtuk ki. Az egymással kapcsolatot tartó végállomásokat V_1 -gyel és V_2 -vel, a központi mikrohullámú állomást KP-vei jelöltük. A V_1 végállomás antennája a központi mikrohullámú állomás KP_1 antennájával, a V_2 végállomás antennája a központi mikrohullámú állomás KP_2 antennájával tartja a kapcsolatot. A hasznosjel útját folytonos vonallal, az interferenciát okozó jel útját szaggatott vonallal jelöltük. Vizsgáljuk meg a KP_1-V_1 szakaszt, azaz most tételezzük fel, hogy a jel a KP_1 -ből a V_1 végállomás antennája felé halad. Ebben az esetben a hasznos jel (KP_1-V_1) és az interferáló jel (KP_2-V_1) gyakorlatilag ugyanazt az utat teszi meg.

A KP_1-V_1 szakaszon fellépő esőcsillapítás esetén mivel az eső úgy a hasznos, mind az interferáló jelet egyaránt csillapítja, a külső interferenciák a V_1 vevő határérzékenységét nem befolyásolják.

Többutas fading esetén, mivel az interferáló jelek nincsenek korrelációban a hasznos jellel, az interferáló jelek a vevő határérzékenységet megnövelik (lerontják), és emiatt lecsökkent fading tartalékkal kell számolni.

Vizsgáljuk most meg a V_1-KP_1 szakaszt fordítva. Tételezzük fel, hogy a jel a V_1 végállomástól a KP_1 felé halad. Ebben az esetben a hasznos jel a V_1-KP_1 utat a zavaró jel a V_2-KP_1 utat teszi meg.

A legrosszabb esetben a két szakasz között semmilyen korreláció nincsen. Így esőcsillapítás esetén is több utas fading esetén is megnövekedett (leromlott) határérzékenységgel kell számolni.

A külső interferenciáknak négy fajtáját különböztetjük meg:

- A szomszédos RF csatornák által okozott interferencia azonos RF szakaszon;
- Antenna előre-hátra viszony (sugárzási diagram) által okozott interferencia;
- Overreach interferencia;
- Más összeköttetések által okozott interferencia.

A következő fejezetekben röviden ezeket a jelenségeket tekintjük át.

2.1.1. Szomszédos RF csatornák által okozott interferenciák azonos RF szakaszon

A szomszédos csatornák által okozott interferenciák ellen a mikrohullámú vevő mikrohullámú középfrekvenciás szűrője nyújthat védelmet. Miután egy RF szakaszon teljes frekvenciakiépítés esetén a páros és páratlan csatornák egymással ellentétes polarizációban vannak, további védelmet jelenthet még az antennák polarizációs szétválasztása.

10 GHz feletti frekvenciasáv esetén az említett interferencia általában nem okoz olyan gondot, mint ahogy ez az első pillanatban látszik. Ugyanis eső esetén úgy a hasznos jel, mind az interferáló jel ugyanazt a csillapítást szenved. Hasonló az eset a több utas terjedés esetén is. Itt a frekvencia-diversity és a polarizációs-diversity kis mértéke az oka a hasznos és az interferáló jel egyszerre történő csillapításának (8. ábra). (CCIR Report 338—2. 5. sz. ábra.)

Csillagszerű hálózat esetén ezzel az interferenciával az említett okoknál fogva nem kell számolni.

Problémát itt adott esetben a depolarizáció okozhatja. A depolarizáció fellépésének véges valószínűsége van. A tervezésnél azt célszerű ellenőrizni, hogy a depolarizáció következtében az interferáló jel nem kerül-e túl közel a hasznos jelhez. A hasznos és az interferáló jel legkisebb távolsága depolarizáció következtében

$$A_{DEP} = A_{POL} + A_{SZR} - 0,7 M - 3,$$

ahol:

- A_{POL} = az antenna polarizációs szétválasztás,
- A_{SZR} = a mikrohullámú és a KF-ás szűrők együttes csillapítása,
- M = az interferenciák miatt lecsökkent fading tartalék.

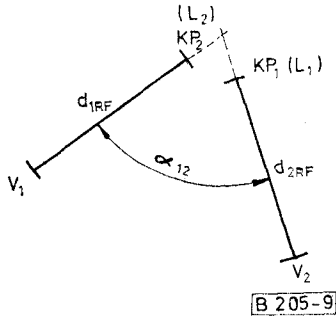
A többi RF szakaszon levő ellentétes polarizációjú jelek depolarizációját nem szükséges ellenőrizni, mert a hasznos jel mélyfadingje és az interferáló jel depolarizációja egy időben nem valószínű.

2.1.2. Antenna előre-hátra viszony által okozott interferencia (9. ábra)

Ezt az interferenciát pontosabban az antenna sugárzási diagramja (iránykarakterisztikája) által okozott interferenciának kell nevezni, mert hiszen a vonalban haladó hagyományos mikrohullámú összeköttetés esetén sem feltételezhető az, hogy az egymással háttal álló antennák forgástengelyei által bezárt

szög a 180° közvetlen környezetébe essék. (Az ábrán is szándékosan ennél jóval kisebb szöget választottunk.)

Az interferenciaviszonyok számítása végett tekintjük meg a 9. ábrát.



9. ábra. Előre-hátra viszony által okozott interferencia

Jelöljük a szokásos módon az 1. sz. RF szakaszon levő antennákat V_1 és KP_1 -gyel, ill. a 2. sz. RF szakaszon levő antennákat V_2 és KP_2 -vel. Az RF szakaszok hosszúságait jelöljük rendre d_{1RF} és d_{2RF} -fel. A KP_1 antenna-tápvonal rendszer csillapítása legyen L_1 és KP_2 -e pedig L_2 (dB-ben). A KP_1 antenna nyeresége legyen G_1 és KP_2 -é G_2 (dB-ben).

Az irodalomban eddig szokásos interferencia számításától eltérően a tervezésnél mi most a hasznos vevő-bemenőszintekből indulunk ki.

Két alapvető esetet kell megkülönböztetni: adásinterferenciát és vételinterferenciát.

Adásinterferencia esetén (10. ábra) az adóantenna sugárzási diagramja (iránykarakterisztikája) révén áll elő interferencia. Vizsgáljuk meg az ábrának megfelelően a KP_2 antenna zavaró hatását az 1. sz. RF szakaszra és jelöljük a szóbanforgó antenna dB-ben kifejezett szögválasztási csillapítását a V_1 antenna irányában A_{21} -gyel. (Az indexezésben az első helyen az interferenciát létrehozó antenna, a második helyen a zavart antenna számozását tüntettük fel.)

Jelöljük a dBW-ban kifejezett adóteljesítményszintet P_{adB} -vel. Az első lépésben az azonos RF csatornás interferenciát számítjuk ki. (A hasznos és zavaró jel frekvenciája azonos.) A hasznos vevő-bemenőteljesítményszint a V_1 antenna helyén az ábra jelöléseit figyelembe véve.

$$P_{V1dB} = P_{adB} + L_1 + G_1 + A_{K0} = P_{V1dB} \quad (\text{dBW}).$$

Itt a A_{K0} a nem számított csillapítások összege. (Adó oldali szűrőváltó szűrő, alapátviteli csillapítás, vevő oldali szűrőváltó — szűrő stb.) Ezek mindkét RF szakaszon általában közösek.

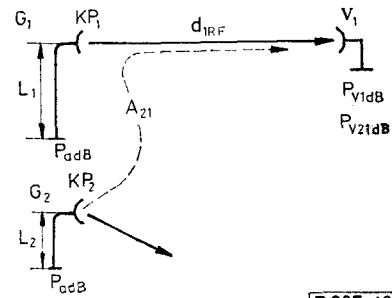
A 2. sz. RF szakasz zavaró szintje interferencia következtében a V_1 antenna helyén

$$P_{V2dB} = P_{adB} + L_2 + G_2 + A_{K0} + A_{21} \quad (\text{dBW}).$$

A két egyenletet egymásból kivonva kapjuk, hogy

$$P_{V2dB} - P_{V1dB} = A_{21} + (L_2 - L_1) + (G_2 - G_1) \quad (\text{dBW})$$

(Az 1. sz. RF szakasz a zavart szakasz).



10. ábra. Adásinterferencia

Hasonló megfontolással az 1. sz. RF szakasz zavaró szintje interferencia következtében a V_2 antenna helyén

$$P_{V12dB} = P_{V2dB} + A_{12} + (L_1 - L_2) + (G_1 - G_2) \quad (\text{dBW})$$

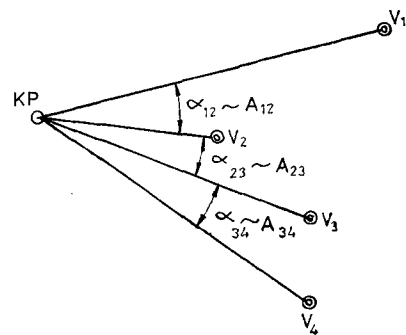
(A 2. sz. RF szakasz a zavart szakasz.)

Itt P_{V2dB} a hasznos vevő-bemenőteljesítményszint a V_2 antenna helyén és A_{12} és KP_1 antenna szögválasztási csillapítása a V_2 antenna irányában. Az összefüggést matrix alakban is írhatjuk.

$$\begin{pmatrix} P_{V11dB} & P_{V12dB} \\ P_{V21dB} & P_{V22dB} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} P_{V1dB} & P_{V2dB} \\ P_{V1dB} & P_{V2dB} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 & A_{12} \\ A_{21} & 0 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 & L_1 - L_2 \\ L_2 - L_1 & 0 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 & G_1 - G_2 \\ G_1 - G_2 & 0 \end{pmatrix} \quad (\text{dBW}).$$

Az eredményt négy mikrohullámú végállomás és egy R központi mikrohullámú állomásból álló hálózatra is általánosíthatjuk (11. ábra).

$$\begin{pmatrix} P_{V11dB} & P_{V12dB} & P_{V13dB} & P_{V14dB} \\ P_{V21dB} & P_{V22dB} & P_{V23dB} & P_{V24dB} \\ P_{V31dB} & P_{V32dB} & P_{V33dB} & P_{V34dB} \\ P_{V41dB} & P_{V42dB} & P_{V43dB} & P_{V44dB} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} P_{V1dB} & P_{V2dB} & P_{V3dB} & P_{V4dB} \\ P_{V1dB} & P_{V2dB} & P_{V3dB} & P_{V4dB} \\ P_{V1dB} & P_{V2dB} & P_{V3dB} & P_{V4dB} \\ P_{V1dB} & P_{V2dB} & P_{V3dB} & P_{V4dB} \end{pmatrix} +$$



11. ábra. Csillag-hálózat

$$\begin{aligned}
& + \begin{pmatrix} 0 & A_{12} & A_{13} & A_{14} \\ A_{21} & 0 & A_{23} & A_{24} \\ A_{31} & A_{32} & 0 & A_{34} \\ A_{41} & A_{42} & A_{43} & 0 \end{pmatrix} + \\
& + \begin{pmatrix} 0 & L_1-L_2 & L_1-L_3 & L_1-L_4 \\ L_2-L_1 & 0 & L_2-L_3 & L_2-L_4 \\ L_3-L_1 & L_3-L_2 & 0 & L_3-L_4 \\ L_4-L_1 & L_4-L_2 & L_4-L_3 & 0 \end{pmatrix} + \\
& + \begin{pmatrix} 0 & G_1-G_2 & G_1-G_3 & G_1-G_4 \\ G_2-G_1 & 0 & G_2-G_3 & G_2-G_4 \\ G_3-G_1 & G_3-G_2 & 0 & G_3-G_4 \\ G_4-G_1 & G_4-G_2 & G_4-G_3 & 0 \end{pmatrix}.
\end{aligned}$$

Röviden

$$P_{V_{IKdB}} = P_{VK} + A_{IK} + L_{IK} + G_{IK} \dots \dots \dots 2, 1, 1.)$$

Itt P_{VK} a bemenő szint mátrix;

A_{IK} az antenna mátrix;

L_{IK} az antenna tápvonal mátrix;

G_{IK} az antenna nyereség mátrix.

Az L_{IK} és G_{IK} mátrixok antiszimmetrikusak ($L_{IK} = L_{IK}^*(-1)$, $G_{IK} = G_{IK}^*(-1)$).

Az A_{IK} mátrix csak akkor szimmetrikus, ha a mikrohullámú központban levő antennák mind azonosak. (Az antenna nyereségek azonosak $G_1 = G_2$)

Fontos megjegyezni itt azt, hogy a tervezésnél a két legközelebbi szomszédos RF szakaszon haladó azonos frekvenciájú jel polarizációját ellentétesen veszik fel. Ennél fogva az A_{IK} mátrixban azokat a tagokat, ahol az indexek különbségének abszolút értéke $(K-i)$ páratlan szám, az ellentétes polarizációjú antenna sugárzási diagramról, és ahol ugyanez páros szám, az azonos polarizációjú antenna sugárzási diagramról kell leolvasni.

A 2.1.1 egyenletet adásinterferencia-egyenletnek nevezzük.

Számítsuk ki most a frekvenciatervben a szomszédos RF csatornáktól származó interferenciát, illetve írjuk le az adásinterferencia-egyenletet erre az esetre. (Ezt az előzőek ismeretében elegendő általános alakban felírni.) A szóbanforgó egyenlet szomszédos RF csatornák esetén a következő:

$$P'_{V_{IKdB}} = P_{VK} + A'_{IK} + L_{IK} + G_{IK} + A_{sz} + K_{IK}.$$

Az egyes mátrixok a következők:

Zavarszint mátrix:

$$P_{V_{IKdB}} = \begin{pmatrix} P'_{V_{11dB}} & P'_{V_{12dB}} & P'_{V_{13dB}} & P'_{V_{14dB}} \\ P'_{V_{21dB}} & P'_{V_{22dB}} & P'_{V_{23dB}} & P'_{V_{24dB}} \\ P'_{V_{31dB}} & P'_{V_{32dB}} & P'_{V_{33dB}} & P'_{V_{34dB}} \\ P'_{V_{41dB}} & P'_{V_{42dB}} & P'_{V_{43dB}} & P'_{V_{44dB}} \end{pmatrix}$$

Szűrőmátrix:

$$A_{sz} = \begin{pmatrix} A_{sz-3} & A_{sz-3} & A_{sz-3} & A_{sz-3} \\ A_{sz-3} & A_{sz-3} & A_{sz-3} & A_{sz-3} \\ A_{sz-3} & A_{sz-3} & A_{sz-3} & A_{sz-3} \\ A_{sz-3} & A_{sz-3} & A_{sz-3} & A_{sz-3} \end{pmatrix} (A_{sz} = A_{sz}^*)$$

Az A_{sz} értéket a vevőberendezés mikrohullámú és KF-ás szűrője együttesen határozzák meg.

Az A'_{ik} antennamatrix az előző A_{IK} antennamatrixtól abban különbözik, hogy az értékeit $(K-i) = \text{páratlan szám}$ esetén az azonos polarizációjú antenna sugárzási diagramból és antenna sugárzási diagramból kell leolvasni.

A K_{IK} korrekciós mátrixnak „szűrő” szerepe van. Ha a tervezésnél a $P'_{V_{IKdB}}$ tagot figyelembe kívánjuk venni, úgy

$$K_{IK} = 0.$$

Ha ugyanezt a tagot el kívánjuk hanyagolni, $K_{IK} = -\infty$ (vagy egy viszonylag igen nagy negatív szám).

A korrekciós mátrix alakja általában a következő

$$K_{IK} = \begin{pmatrix} -\infty & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\infty & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\infty & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\infty \end{pmatrix} (K_{IK} = K_{IK}^*)$$

A gépi úton történő számítás megkönnyítésére be kell vezetnünk az interferencia mátrix fogalmát.

Ez azonos RF csatornák esetén a következő:

$$C_A = C_{IK} = A_{IK} + L_{IK} + G_{IK}.$$

(Azonos csatornás interferenciamatrix.)

Szomszédos RF csatornák esetén:

$$C'_A = C'_{IK} = A'_{IK} + L_{IK} + G_{IK} + A_{sz} + K_{IK}.$$

(Szomszédos csatornás 1. sz. interferenciamatrix.)

Vételinterferencia esetén (12. ábra) a vevőantennának a sugárzási diagramja révén áll elő interferencia. Vizsgáljuk meg most a $V_2 - KP_2$ szakasz zavaró hatását a KP_1 antennára. (A KP_1 és KP_2 antennák földrajzilag egy helyen vannak.) Jelöljük a KP_1 antenna szögválasztási csillapítását a V_2 antenna irányában A_{12} -vel. (Az indexezésben az első helyen az interferenciát létrehozó antenna számozását tüntettük fel.)

Az első lépésben most is az azonos csatornás interferenciát számítjuk ki. (A hasznos és zavaró jel frekvenciája azonos.)

A 2. sz. RF szakasz zavaró szintje a KP_1 antenna helyén

$$P_{V_{21dB}} = P_{V_{2dB}} + A_{12} + (L_1 - L_2) + (G_1 - G_2).$$

(Az 1. sz. RF szakasz a zavaró szakasz.)

Hasonló megfontolással az 1. sz. RF szakasz zavaró szintje a KP_2 antenna helyén

$$P_{V_{12dB}} = P_{V_{1dB}} + A_{21} + (L_2 - L_1) + (G_2 - G_1)$$

Matrix alakban a kettőt összefoglalva kapjuk, hogy

$$\begin{aligned}
\begin{pmatrix} P_{V_{11dB}} & P_{V_{21dB}} \\ P_{V_{12dB}} & P_{V_{22dB}} \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} P_{V_{1dB}} & P_{V_{2dB}} \\ P_{V_{1dB}} & P_{V_{2dB}} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 & A_{12} \\ A_{21} & 0 \end{pmatrix} + \\
&+ \begin{pmatrix} 0 & L_1-L_2 \\ L_2-L_1 & 0 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 & G_1-G_2 \\ G_2-G_1 & 0 \end{pmatrix}
\end{aligned}$$

Általános alakban a vételinterferencia-egyenlet a következő:

$$\begin{pmatrix} P_{V11dB} & P_{V12dB} & P_{V13dB} & P_{V14dB} \\ P_{V21dB} & P_{V22dB} & P_{V23dB} & P_{V24dB} \\ P_{V31dB} & P_{V32dB} & P_{V33dB} & P_{V34dB} \\ P_{V41dB} & P_{V42dB} & P_{V43dB} & P_{V44dB} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} P_{V1dB} & P_{V1dB} & P_{V1dB} & P_{V1dB} \\ P_{V2dB} & P_{V2dB} & P_{V2dB} & P_{V2dB} \\ P_{V3dB} & P_{V3dB} & P_{V3dB} & P_{V3dB} \\ P_{V4dB} & P_{V4dB} & P_{V4dB} & P_{V4dB} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 & A_{21} & A_{31} & A_{41} \\ A_{12} & 0 & A_{32} & A_{42} \\ A_{13} & A_{23} & 0 & A_{43} \\ A_{14} & A_{24} & A_{34} & 0 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 & L_2-L_1 & L_3-L_1 & L_4-L_1 \\ L_1-L_2 & 0 & L_3-L_2 & L_4-L_2 \\ L_1-L_3 & L_2-L_3 & 0 & L_4-L_3 \\ L_1-L_4 & L_2-L_4 & L_3-L_4 & 0 \end{pmatrix} + G_{IK}^*$$

Rövidített formában:

$$P_{VIKdB} = P_{VK}^* + A_{IK}^* + L_{IK}^* + G_{IK}^*$$

Csillaggal a tranzponálást jelöltük.

Az interferencia egyenlet szomszédos RF csatornák esetén

$$P_{VIKdB} = P_{VK}^* + A_{IK}^* + L_{IK}^* + G_{IK}^* + A_{sz} + K_{IK}$$

Az azonos csatornás interferenciamatrix

$$C_v = A_{IK}^* + L_{IK}^* + G_{IK}^* = C_{IK}^*$$

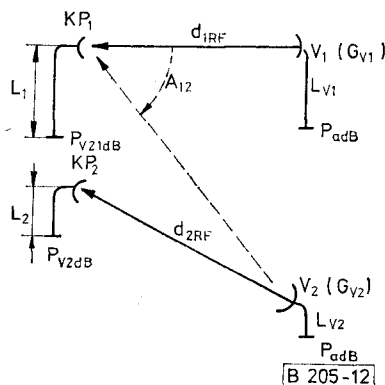
A szomszédos csatornás 1. sz. interferenciamatrix

$$C'_v = A_{IK}^* + L_{IK}^* + G_{IK}^* + A_{IK} + K_{IK}$$

Végezetül a teljesség kedvéért írjuk fel a vételinterferencia következtében előálló jel/zaj viszonyt. (Egyszerűség kedvéért 2 RF szakasz esetére.)

Jelöljük a V_1 antenna nyereségét G_1 -gyel és a V_2 antennanyereségét G_2 -vel. (2.1.2/4. ábra.)

Jelöljük a V_1 antenna-tápvonalrendszer csillapítását L_{V1} -gyel, és a V_2 antenna-tápvonalrendszer csillapítását L_{V2} -vel.



12. ábra. Vételinterferencia

A hasznos teljesítmény az 1. sz. RF szakaszon

$$P_{V1} = P_a + G_{V1} - 20 \log d_{1RF} + L_{V1} + A_{K0} + G_1$$

A 2. sz. RF szakasz zavaró teljesítménye az 1. sz. RF szakaszon.

$$P_{V21} = P_a + G_{V2} - 20 \log d_{2RF} + L_{V2} + A_{K0} + G_1 + A_{12}$$

A_{K0} a nem említett közös csillapítások összege. A jel/zaj viszony

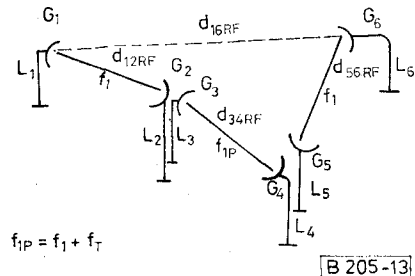
$$P_{V1} - P_{V2} = G_{V1} - G_{V2} - 20 \log \frac{d_{1RF}}{d_{2RF}} + L_{V1} - L_{V2} - A_{12}$$

A $-20 \log \frac{d_{1RF}}{d_{2RF}}$ kifejezést távolsági csillapításnak nevezzük.

2.1.3. „Overreach” interferencia

Ez az interferencia a vonalban haladó mikrohullámú összeköttetés esetén lép fel (13. ábra). Mint ismeretes, az információ haladása során a frekvenciák az adás-vétel védelem miatt állandóan váltják egymást. Ez azt jelenti, hogy az ábrán feltüntetett

d_{12RF} szakaszon a frekvencia f_1 , a d_{34RF} szakaszon a frekvencia $f_{1P} = f_1 + 1_T$, és a d_{56RF} szakaszon a frekvencia ismét f_1 .



13. ábra. „Overreach” interferencia

Ebből kifolyólag lehetőség van arra, hogy a G_1 és G_6 antennák között interferencia lép fel. (Az ábrán mi most a legáltalánosabb esetet tételeztük fel. Az antennák jelölése egyben az antennák nyereségét is jelenti. Az antenna-tápvonalrendszer csillapítását dB-ben mindegyik esetben L-lel jelöltük. Az egyszerűség kedvéért a P_{adB} adószinteket mindenütt azonosaknak tételeztük fel.) Miután az interferenciában mindkét antenna sugárzási diagramja felelős, nincsen értelme itt külön adás- és vételinterferenciáról beszélni.

Vizsgáljuk meg első lépésben a G_6 antenna zavaró hatását a G_1 antennára.

A G_1 antennára a G_2 antennáról érkező hasznos bevő-bemenőszint

$$P_{V1dB} = G_2 + L_2 - 20 \log d_{12RF} + A_{K0} + P_a$$

A G_1 antennára a G_6 antennáról érkező zavaró bevő-bemenőszint

$$P_{V61dB} = G_6 + A_{612} + L_6 - 20 \log d_{16RF} + A_{165} + A_{K0} + P_a$$

Itt A_{K0} -vel a nem feltüntetett közös csillapítások összegét jelöltük. Az A_{612} a G_1 antenna „hibája”, az A_{165} a G_6 antenna „hibája”. Mind a kettőt a megfelelő antenna sugárzási diagramjából olvashatjuk le.

A jel/zaj viszony a G_1 antenna helyén

$$P_{V1dB} - P_{V61dB} = (G_2 - G_6) + (L_2 - L_6) - 20 \log \frac{d_{12RF}}{d_{16RF}} - A_{165} - A_{612}$$

Hasonló gondolatmenettel kiszámíthatjuk a G_1 antenna hatását a G_6 antennára. A jel/zaj viszony a G_6 antenna helyén

$$P_{V6dB} - P_{V16dB} = (G_5 - G_1) + (L_5 - L_1) - 20 \log \frac{d_{56RF}}{d_{16RF}} - A_{165} - A_{612}$$

Miután általában az $A_{165} + A_{612}$ értéke és a távolsági csillapítások elég nagyok, ezért az „overreach” interferencia szerencsére legtöbb esetben elhanyagolható. A jel/zaj viszony ellenőrzését a vonaltervezés alkalmával természetesen minden esetben el kell végezni.

2.1.4. Más összeköttetések által okozott interferencia

Itt más, sok esetben egymástól különböző információt hordozó mikrohullámú összeköttetések egymásra hatásáról van szó. Ezek az interferenciák csupán formailag tartoznak külön csoportba. Az RF jel/zaj viszony számítása az előzőekben leírt módon történik.

2.2. Példa a hálózattervezés végrehajtására

A) Adó-vevő.

Frekvenciaterv közepes frekvenciája	$f_0 = 12\,996$ MHz
Adóteljesítményszint	$10 \log P_a = +22$ dBm = -8 dBW
Zajtényező	$10 \log F = 9$ dB
Zajsáv szélesség (3 dB-es pontok távolsága)	$B = 20$ MHz
Szomszédos 34 Mbit-es jellel modulált csatorna elnyomása, szűrők segítségével	
± 28 MHz	$A_{sz} = 23$ dB
± 56 MHz	$A_{sz2} = 72$ dB
Határérzékenység (10 log FKT _{0B})	$P_{Be} = -122,4$ dBW
$\left(K = 1,38 \cdot 10^{-23} \frac{W_s}{^\circ K} \right)$	
$T_0 = 293,16$ °K)	
Belső interferenciák összege, teljes (8 RF csatornás) kiépítés esetén	$P_{BINTdB} = -122,4$ dBW

B) Antenna

Antennanyereségek:

– 1,1 m átmérő	$G = 39,6$ dB
– 2 m átmérő	$G = 44,7$ dB
– 3 m átmérő	$G = 47,5$ dB

Tápfejcsillapítás (adó + vevő) Szűrőváltó-rendszer (adó + vevő):

– 1. RF csatorna	$A_{SZVSZ} = -1,3$ dB
– 2. RF csatorna	$A_{SZVSZ} = -2,1$ dB
– 3. RF csatorna	$A_{SZVSZ} = -2,9$ dB
– 4. RF csatorna	$A_{SZVSZ} = -3,7$ dB

(Számításunkat a 4. RF csatornára végezzük.)

C) Átviteli karakterisztika jellemzők

Hibaarány: RF jel/zaj viszony (dB):

$$\tau = 7 \cdot 10^{-7} \text{ (megkövetelt átviteli minőség)} \quad \frac{C}{N} = 18,8$$

$$\tau = 10^{-6} \quad \frac{C}{N} = 17,5$$

$$\tau = 10^{-3} \text{ (alapsávi lekapcsolási szint)} \quad \frac{C}{N} = 14,5$$

Léggöri differenciális csillapítás $a_{ATM} = -0,027$ dB/km

(760 Hgmm nyomás, 20 °C hőmérséklet és 10 gr/m³ abszolút nedvességtartalom esetén)

D) Antennatápvonalak hossza

B_1 állomáson	$l_1 = 21$ m
B_2 állomáson	$l_2 = 24$ m
B_3 állomáson	$l_3 = 30$ m
B_4 állomáson	$l_4 = 20$ m
R állomáson B_1 felé	$l_{R1} = 15$ m
R állomáson B_2 felé	$l_{R2} = 22$ m
R állomáson B_3 felé	$l_{R3} = 18$ m
R állomáson B_4 felé	$l_{R4} = 20$ m
Antennatápvonal csillapítása	$a_{TAPV} = -0,116$ dB/m

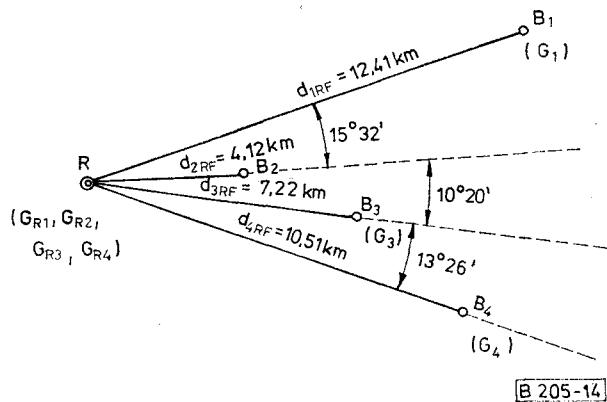
Megjegyzés: A B_2 állomáson interferenciális körülményeket is figyelembe véve 1,1 m átmérőjű, a többi (R, B_1 , B_3 és B_4) állomáson 2 m átmérőjű antennát helyeztünk el. A maximális vevő bemenőszintet -57 dBW-ban állapítottuk meg. (Vevő túlvezérlés!!!)

E) RF szakasztávolságok (14. ábra):

$RB_1 = d_{1RF} = 12,41$ km	$RB_2 = d_{2RF} = 4,12$ km
$RB_3 = d_{3RF} = 7,22$ km	$RB_4 = d_{4RF} = 10,51$ km

F) Antennaforgástengely elválasztó szögek

$B_1RB_2 = 15^\circ 32' = 15,53^\circ = \alpha_{12}$
$B_2RB_3 = 10^\circ 20' = 10,33^\circ = \alpha_{23}$
$B_3RB_4 = 13^\circ 26' = 13,43^\circ = \alpha_{34}$



14. ábra. Átkérőhálózat

Számítás menete

A vevő bemenőszint meghatározását példaképpen csak az R-B₁ RF szakaszra végezzük el.

Alapátviteli csillapítás:

$$A_0 = -32,447 - 20 \log d_{1RF} \text{ (km)} - 20 \log f_0 \text{ (MHz)} = -136,60 \text{ dB.}$$

A légköri csillapítás:

$$A_{ATM} = a_{ATM} \cdot d_{1RF} = -0,027 \cdot 12,41 = -0,34 \text{ dB}$$

A légköri csillapítás izotróp antennák között összesen

$$A'_{ATM} = A_0 + A_{ATM} = -136,93 \text{ dB.}$$

Pótlólagos csillapítások a következőkből tevődnek össze:

Tápfecsillapítás (adó + vevő) $A_{TAPF} = -0,6 \text{ dB}$

Szűrőváltó (adó + vevő, 4. csatorna) $A_{SZVSZ} = -3,7 \text{ dB}$

Tápvonalcsillapítások összege (adó + vevő) $(I_1 + L_1) a_{TAPV} = -(21 + 15) 0,116 = -4,176 \text{ dB}$

Összesen: $A_{zu} = -8,476 \text{ dB}$

Antenna nyereségek: $G_1 = 44,7 \text{ dB}$

Összesen: $G_2 = 44,7 \text{ dB}$

$$G = G_1 + G_2 = 89,4 \text{ dB.}$$

Teljes RF szakaszcsillapítás

$$A_{RFTOT} = A'_{ATM} + A_{zu} + G = -56,0097 \text{ dB}$$

$$A_{RFTOT} = -56,01 \text{ dB}$$

A vevő bemenőszint

$$P_{vdB} = 10 \log P_a = A_{RFTOT} = -64,01 \text{ dBW}$$

A továbbiakban a számításunk eredményét táblázatba foglaltuk.

A_{RFTOT} (dB)	P_{vdB} (dBW)
B ₁ R -56,01	-64,01
B ₂ R -52,47	-60,47
B ₃ R -52,56	-60,56
B ₄ R -54,98	-62,98

Miután egészszámú csillapítás értékek gyártása a gazdaságos az egyes szakaszokon a B₁, B₂, B₃ és B₄ állomások adóiba a következő pótlólagos csillapításokat (A_{zui}) iktatjuk be (közel azonos vevő bemenőszint elérése az R csillagponton).

A_{zui} (dB)

B ₁	0
B ₂	-3
B ₃	-3
B ₄	-1

Az így korrigált végleges vevő bemenőszintek a következők:

A_{RFTOT} (dB)	P_{vdB} (dBW)	A_{RFTOT} (dB)	P_{vdB} (dBW)
B ₁ R -56,01	-64,01	RB ₁ -56,01	-64,01
B ₂ R -55,47	-63,47	RB ₂ -52,47	-60,47
B ₃ R -55,56	-63,56	RB ₃ -52,56	-60,56
B ₄ R -55,98	-63,98	RB ₄ -54,98	-62,98

Ezek után hozzáláthatunk az interferenciák számításához. A különböző interferenciák az RF szakaszok fading tartalékát lecsökkentik. A lecsökkentett fading tartalék megnövekedett üzemkiesési időre vezethet. Célunk a következőkben az eső csillapítás és a többutas terjedés következtében fellépő fading számára a különböző RF szakaszokon rendelkezésre álló fading tartalékot kiszámítani. Ezután a kapott adatok segítségével kiszámítjuk a $\tau = 7 \cdot 10^{-7}$ és a $\tau = 10^{-3}$ hibaarányhoz tartozó időhányadokat. (Pontosabban azokat a maximális időtartamokat egy évhez viszonyítva, melyekben a mikrohullámú összeköttetés hibaaránya az előbb feltüntetett hibaarányoknál nagyobb lehet.)

Első lépésben ki kell számítani az interferencia matrixokat. A számításban különbséget teszünk adásinterferencia és vételinterferencia között. A számítás alapjául a szögmatrix szolgál.

$$\begin{pmatrix} 0 & \alpha_{12} = 15,53^\circ & \alpha_{13} = 25,86^\circ & \alpha_{14} = 39,39^\circ \\ \alpha_{21} = \alpha_{12} & 0 & \alpha_{23} = 10,33^\circ & \alpha_{24} = 23,76^\circ \\ \alpha_{31} = \alpha_{13} & \alpha_{32} = \alpha_{23} & 0 & \alpha_{34} = 13,43^\circ \\ \alpha_{41} = \alpha_{14} & \alpha_{42} = \alpha_{24} & \alpha_{43} = \alpha_{34} & 0 \end{pmatrix}$$

$$\alpha_{13} = \alpha_{12} + \alpha_{23} \quad \alpha_{14} = \alpha_{12} + \alpha_{23} + \alpha_{34} \quad \alpha_{24} = \alpha_{23} + \alpha_{34}$$

A) Adásinterferencia:

Antennamatrix azonos csatornás interferencia esetén (iránykarakterisztikából olvassuk le)

$$\mathbf{A}_{iK} = (-1) \cdot \begin{pmatrix} 0 & A_{12}^E = 56 & A_{13} = 43 & A_{14}^E = 62,5 \\ A_{21}^E = 56 & 0 & A_{23}^E = 50 & A_{24} = 43 \\ A_{31} = 43 & A_{32}^E = 50 & 0 & A_{34}^E = 54 \\ A_{41}^E = 62,5 & A_{42} = 43 & A_{43}^E = 54 & 0 \end{pmatrix} \text{ [dB]}$$

A betűk fölötti E jelölés ellentétes polarizációt jelent. Ez az iránykarakteristikából való leolvasást könnyíti meg. Antennamatrix szomszédos csatornás

interferencia esetén. (Ugyancsak az iránykarakteristikából olvassuk le.)

$$\mathbf{A}'_{iK} = (-1) \cdot \begin{pmatrix} 0 & A'_{12} = 39,5 & A_{13}^E = 60,5 & A_{14}^E = 47,5 \\ A'_{21} = 39,5 & 0 & A'_{23} = 37 & A_{24}^E = 60,5 \\ A_{31}^E = 60,5 & A_{32} = 37 & 0 & A'_{34} = 38,5 \\ A'_{41} = 47,5 & A_{42}^E = 60,5 & A_{43} = 38,5 & 0 \end{pmatrix} \text{ (dB)}.$$

Az antennatápvonal matrix

$$\mathbf{L}_{iK} = \begin{pmatrix} 0 & L_2 - L_1 = 0,81 & L_1 - L_3 = 0,35 & L_1 - L_4 = 0,53 \\ L_2 - L_1 = -0,81 & 0 & L_2 - L_3 = -0,46 & L_2 - L_4 = -0,23 \\ L_3 - L_1 = -0,35 & L_3 - L_2 = 0,46 & 0 & L_3 - L_4 = 0,23 \\ L_4 - L_1 = -0,58 & L_4 - L_2 = 0,23 & L_4 - L_3 = -0,23 & 0 \end{pmatrix} \text{ (dB)}$$

Az antennanyereség matrix null matrix, mert az antenna nyereségek azonosak. Ezt nem vesszük figyelembe. ($G_1 - G_k = 0$)

A szűrőmatrix elemei $A_{sz} - 3 = 23 - 3 = 20$ dB.

A korrekciós matrix az előző fejezetekben megtalálható.

A bemenőszint matrix

$$\mathbf{P}_{VK} = \begin{pmatrix} P_{v1dB} = -64,01 & P_{v2dB} = -60,47 & P_{v3dB} = -60,56 & P_{v4dB} = -62,98 \\ P_{v1dB} & P_{v2dB} & P_{v3dB} & P_{v4dB} \\ P_{v1dB} & P_{v2dB} & P_{v3dB} & P_{v4dB} \\ P_{v1dB} & P_{v2dB} & P_{v3dB} & P_{v4dB} \end{pmatrix} \text{ [dBW]}.$$

Az azonos csatornás interferencia matrix ($R \rightarrow B_K$)

$$\mathbf{C}_A = \mathbf{C}_{iK} = \mathbf{A}_{iK} + \mathbf{L}_{iK} + \mathbf{G}_{iK} \text{ alapján } \mathbf{G}_{iK} = 0$$

$$\mathbf{C}_A = \mathbf{C}_{iK} = \begin{pmatrix} 0 & C_{12} = -55,19 & C_{13} = -42,65 & C_{14} = -61,92 \\ C_{21} = -56,81 & 0 & C_{23} = -50,46 & C_{24} = -43,23 \\ C_{31} = -43,35 & C_{32} = -49,54 & 0 & C_{34} = -53,77 \\ C_{41} = -63,08 & C_{42} = -42,77 & C_{43} = -54,23 & 0 \end{pmatrix} \text{ (dB)}.$$

Szomszédos csatornás 1. sz. interferencia mátrix

$$\mathbf{C}'_A = \mathbf{C}'_{iK} = \mathbf{A}'_{iK} + \mathbf{L}_{iK} + \mathbf{G}_{iK} + A_{sz} + \mathbf{K}_{iK} \text{ alapján}$$

$$\mathbf{C}'_A = \mathbf{C}'_{iK} = \begin{pmatrix} -\infty & C'_{12} = -58,69 & C'_{13} = -80,15 & C'_{14} = -66,92 \\ C'_{21} = -60,31 & -\infty & C'_{23} = -57,46 & C'_{24} = -80,73 \\ C'_{31} = -80,85 & C'_{32} = -56,54 & -\infty & C'_{34} = -58,27 \\ C'_{41} = -68,08 & C'_{42} = -80,27 & C'_{43} = -58,73 & -\infty \end{pmatrix} \text{ (dB)}.$$

A távolabbi RF csatornákat nem vesszük figyelembe.

B) Vételinterferencia: Ezt már az előzőek ismeretében most már gyorsabban írhatjuk fel.

Az azonos csatornás interferencia mátrix

$$C_V = C_{iK}^* = \begin{pmatrix} 0 & C_{21} = -56,81 & C_{31} = -43,35 & C_{41} = -63,08 \\ C_{12} = -55,19 & 0 & C_{32} = -49,54 & C_{42} = -42,77 \\ C_{13} = -42,65 & C_{23} = -50,46 & 0 & C_{43} = -54,23 \\ C_{14} = -61,92 & C_{24} = -43,23 & C_{34} = -53,77 & 0 \end{pmatrix} \text{ (dB)}.$$

Szomszédos csatornás 1. sz. interferencia mátrix

$$C'_V = C'_{iK} = \begin{pmatrix} & C'_{21} = -60,31 & C'_{31} = -80,85 & C'_{41} = -68,08 \\ C'_{12} = -58,69 & & C'_{32} = -56,54 & C'_{42} = -80,27 \\ C'_{13} = -80,15 & C'_{23} = -57,46 & & C'_{43} = -58,73 \\ C'_{14} = -66,92 & C'_{24} = -80,73 & C'_{34} = -58,27 & \end{pmatrix} \text{ (dB)}.$$

A távolabbi RF csatornákat itt sem vesszük figyelembe.

A bemenő szint mátrix

$$P_{VK}^* = \begin{pmatrix} P_{v1dB} = -67,01 & P_{v1dB} & P_{v1dB} & P_{v4dB} \\ P_{v2dB} = -63,47 & P_{v2dB} & P_{v2dB} & P_{v4dB} \\ P_{v3dB} = -63,56 & P_{v3dB} & P_{v3dB} & P_{v4dB} \\ P_{v4dB} = -63,98 & P_{v4dB} & P_{v4dB} & P_{v4dB} \end{pmatrix} \text{ (dB)}.$$

Az interferencia számítását példaképpen az egyik RF szakaszra R-B₁ szakaszra végezzük el. A számítás a többi RF szakaszra hasonló. Miután a berendezés határérzékenysége és belső interferenciája egymással azonos

$$P_{Be} = P_{BINT} = -122,4 \text{ dBW},$$

a berendezés RF zaj küszöbét $N = P_{Be} + 3 = -119,4$ dBW-nak számítjuk.

A számítás folyamán először a zavaró P_{vndB} interferencia szinteket számítjuk ki. A zavaró interferenciaszintek segítségével kiszámítjuk az N_m együttes módosított zajküszöböt. Így a megfelelő C/N értékek figyelembevételével lehetővé válik a különböző hibaarányokhoz tartozó fading tartalékok kiszámítása.

A számítás alkalmával használt fogalmak és műveletek a következők:

$$A_{iK} = P_{vIKdB} + (N), \quad \text{ill.}$$

$$A'_{iK} = P'_{vIKdB} + (N),$$

$$k_{iK} = \text{num log } \frac{A_{iK}}{10} \quad \text{ill.}$$

$$k'_{iK} = \text{num log } \frac{A'_{iK}}{10}.$$

A) Adásinterferencia: (R → B₁ szakasz)

Azonos csatornás interferencia

Az R → B₂ szakasz által okozott zavarszint

$$\alpha_{21} = 15,53^\circ \quad C_{21} = -56,81 \text{ dB} \\ P_{v21dB} = P_{v1dB} + C_{21} = -120,82 \text{ dBW} \\ A_{21} = -1,42 \text{ dB} \quad k_{21} = 0,7211$$

Az R → B₃ szakasz által okozott zavarszint

$$\alpha_{31} = 25,86^\circ \quad C_{31} = -43,35 \text{ dB} \\ P_{v31dB} = P_{v1dB} + C_{31} = -107,36 \text{ dBW} \\ A_{31} = 12,04 \text{ dB} \quad k_{31} = 15,9956$$

Az R → B₄ szakasz által okozott zavarszint

$$\alpha_{41} = 39,29^\circ \quad C_{41} = -127,09 \text{ dBW} \\ P_{v41dB} = P_{v1dB} + C_{41} = -127,09 \text{ dBW} \\ A_{41} = -7,69 \text{ dB} \quad k_{41} = 0,1702$$

Szomszédos csatornás 1. sz. interferencia

Az R → B₂ szakasz által okozott zavarszint

$$\alpha'_{21} = 15,53^\circ \quad C'_{21} = -60,31 \text{ dB} \\ P'_{v21dB} = P_{v1dB} + C'_{21} = -124,32 \text{ dBW} \\ A'_{21} = -4,9 \text{ dB} \quad k'_{21} = 0,3221$$

Az R → B₃ szakasz által okozott zavarszint

$$\alpha'_{31} = 25,86^\circ \quad C'_{31} = -80,85 \text{ dB} \\ P'_{v31dB} = P_{v1dB} + C'_{31} = -144,86 \text{ dBW} \\ A'_{31} = -25,46 \text{ dB} \quad k'_{31} = 0,0028$$

Az R → B₄ szakasz által okozott zavarszint

$$\alpha'_{41} = 39,39^\circ \quad C'_{41} = -68,08 \text{ dB} \\ P'_{v41dB} = P_{v1dB} + C'_{41} = -132,09 \text{ dBW} \\ A'_{41} = -12,69 \text{ dB} \quad k'_{41} = 0,0538$$

Zajküszöb tényező $k_B = 1$

$$\text{Összesen } \Sigma(k_{i1} + k'_{i1}) + k_B = 18,2657$$

$$10 \log \Sigma[(k_{i1} + k'_{i1}) + k_B] = 12,62 \text{ dB}$$

7·10⁻⁷ hibaarányhoz tartozó

$$\text{R/F jel/zaj} \quad \frac{C}{N} = 18,8 \text{ dB}$$

$$\text{Berendezés zajküszöbe} \quad N = -119,4 \text{ dBW}$$

$$7 \cdot 10^{-7} \text{ hibaarányhoz tartozó küszöb} \quad -87,98 \text{ dBW} \\ -P_{v1dB} = +64,01 \text{ dBW}$$

7·10⁻⁷ hibaarányhoz tartozó

$$\text{több utas fading tartalék} \quad A_{MRES} = -23,97 \text{ dB}$$

Az eső csillapításra vonatkozó fading tartalékot adásinterferencia esetén igen egyszerűen számíthatjuk ki.

7·10⁻⁷ hibaarányhoz tartozó

$$\text{RF jel/zaj} \quad \frac{C}{N} = 18,8 \text{ dB}$$

$$\text{Berendezés zajküszöbe} \quad N = -119,4 \text{ dBW}$$

$$-100,6 \text{ dBW} \\ -P_{v1dB} = 64,01 \text{ dBW}$$

Az eső csillapításra vonatkozó

$$\text{fading tartalék} \quad A_{RRES} = -36,59 \text{ dB}$$

Vételinterferencia (B₁ → R szakasz)

Azonos csatornás interferencia

A B₂ → R szakasz által okozott zavarszint

$$\alpha_{21} = 15,59^\circ \quad C_{12} = -55,19 \text{ dB} \\ P_{v21dB} = P_{v2dB} + C_{12} = -118,66 \text{ dBW} \\ A_{21} = 0,47 \text{ dB} \quad k_{21} = 1,1858$$

B₃ → R szakasz által okozott zavarszint

$$\alpha_{31} = 25,86^\circ \quad C_{13} = -42,65 \text{ dB}$$

$$P_{v31dB} = P_{v3dB} + C_{13} = -106,21 \text{ dBW}$$

$$\Lambda_{31} = 13,19 \text{ dB} \quad k_{31} = 20,8449$$

A B₄ → R szakasz által okozott zavar szint

$$\alpha_{41} = 39,29^\circ \quad C_{14} = -61,92 \text{ dB}$$

$$P_{v41dB} = P_{v4dB} + C_{14} = -125,9 \text{ dBW}$$

$$\Lambda_{41} = -6,5 \text{ dB} \quad k_{41} = 0,2239$$

Szomszédos csatornás 1. sz. interferencia

A B₂ → R szakasz által okozott zavar szint

$$\alpha'_{21} = 15,53^\circ \quad C'_{12} = -58,69 \text{ dB}$$

$$P'_{v21dB} = P_{v2dB} + C'_{12} = -122,16 \text{ dBW}$$

$$\Lambda_{21} = -2,76 \text{ dB} \quad k'_{21} = 0,5297$$

A B₃ → R szakasz által okozott zavar szint

$$\alpha'_{31} = 25,86^\circ \quad C'_{13} = -80,15 \text{ dB}$$

$$P'_{v31dB} = P_{v3dB} + C'_{13} = -143,71 \text{ dBW}$$

$$\Lambda_{31} = -24,31 \text{ dB} \quad k'_{31} = 0,0037$$

A B₄ → R szakasz által okozott zavar szint

$$\alpha'_{41} = 39,29^\circ \quad C'_{14} = -66,92 \text{ dB}$$

$$P'_{v41dB} = P_{v4dB} + C'_{14} = -130,9 \text{ dBW}$$

$$\Lambda_{41} = -11,5 \text{ dB} \quad k'_{41} = 0,0708$$

Zajküszöbtényező $k_B = 1$

$$\text{Összesen: } \Sigma(k_{i1} + k'_{i1}) + k_B = 23,8587$$

$$10 \log [\Sigma(k_U + k'_{i1}) + k_B] = 13,78 \text{ dB}$$

7·10⁻⁷ hibaarányhoz tartozó

$$\text{RF jel/zaj} \quad \frac{C}{N} = 18,8 \text{ dB}$$

$$\text{Berendezés zajküszöbe} \quad N = -119,4 \text{ dBW}$$

$$7 \cdot 10^{-7} \text{ hibaarányhoz tartozó küszöb} \quad -86,82 \text{ dBW}$$

$$-P_{v1dB} = 64,01 \text{ dBW}$$

7·10⁻⁷ hibaarányhoz tartozó fading tartalék

$$(\text{Eő csillapítás, több utas fading}) \Lambda_{MRES} = \Lambda_{RRES} = -22,81 \text{ dB}$$

A számítás végeredményét táblázatban foglaltuk össze:

Adásinterferencia

Hibaarány

$$7 \cdot 10^{-7} \quad R \rightarrow B_1 \quad R \rightarrow B_2 \quad R \rightarrow B_3 \quad R \rightarrow B_4$$

Több utas

fading

$$\text{tartalék} \quad -23,97 \quad -22,64 \quad -22,65 \quad -23,69 \text{ (dB)}$$

Esőcsillapítás

fading

$$\text{tartalék (dB)} \quad -36,59 \quad -40,13 \quad -40,04 \quad -37,62$$

Hibaarány

10⁻³

Több utas

fading

$$\text{tartalék} \quad -28,27 \quad -26,94 \quad -26,95 \quad -27,99 \text{ dB}$$

Esőcsillapítás

fading

$$\text{tartalék (dB)} \quad -43,89 \quad -44,43 \quad -44,34 \quad -41,92$$

Vételinterferencia

Hibaarány

$$7 \cdot 10^{-7} \quad B_1 \rightarrow R \quad B_2 \rightarrow R \quad B_3 \rightarrow R \quad B_4 \rightarrow R$$

Több utas

fading

$$\text{tartalék} \quad -22,81 \quad -23,56 \quad -23,20 \quad -22,84 \text{ (dB)}$$

Esőcsillapítás

fading

$$\text{tartalék (dB)} \quad -22,81 \quad -23,56 \quad -23,20 \quad -22,84$$

Hibaarány

10⁻³

Több utas

fading

$$\text{tartalék} \quad -27,11 \quad -27,86 \quad -27,5 \quad -27,14 \text{ (dB)}$$

Esőcsillapítás

fading

$$\text{tartalék (dB)} \quad -27,11 \quad -27,86 \quad -27,5 \quad -27,14$$

Az Λ_{MRES} több utas (negatív előjelű) fading tartalékhoz tartozó időhányadot az

$$\epsilon_M = K \cdot Q \cdot f_0^B \text{ (GHz)} \cdot d_{RF}^{3,5} \text{ (km)} \cdot \text{num} \log \frac{\Lambda_{MRES} \text{ (dB)}}{10}$$

képlettel számítjuk ki. (CCIR Rep. 338-2)

$$\text{Itt} \quad K = 1,4 \cdot 10^{-8}$$

$$B = 1$$

$$Q = 1$$

$$f_0 = 12,996 \text{ GHz (a frekvencia GHz-ben)}$$

$$d_{RF} = \text{az RF szakasz hossza km-ben}$$

A számítás eredményét táblázatban foglaltuk:

Hibaarány: $\tau = 7 \cdot 10^{-7}$

RF szakasz	Λ_{MRES} (dB)	d_{RF} (km)	$\epsilon_M \cdot 10^6$
R → B ₁	-23,97	12,41	4,91
R → B ₂	-22,64	4,12	0,14
R → B ₃	-22,65	7,22	1,00
R → B ₄	-23,69	10,51	2,93
B ₁ → R	-22,81	12,41	6,41
B ₂ → R	-23,56	4,12	0,11
B ₃ → R	-23,20	7,22	0,88
B ₄ → R	-22,84	10,51	3,56

Hibaarány: $\tau = 10^{-3}$

RF szakasz	Λ_{MRES} (dB)	d_{RF} (km)	$\epsilon_M \cdot 10^6$
R → B ₁	-28,27	12,41	1,82
R → B ₂	-26,94	4,12	0,05
R → B ₃	-26,95	7,22	0,37
R → B ₄	-27,99	10,51	1,09
B ₁ → R	-27,11	12,41	2,38
B ₂ → R	-27,86	4,12	0,04
B ₃ → R	-27,5	7,22	0,33
B ₄ → R	-27,14	10,51	1,32

A számításhoz használt képlet az év legrosszabb hónapjára vonatkozik és figyelembe veszi a föld felszínéről történő visszaverődéseket is. A CNET által kiadott tanulmány szerint az év legrosszabb

hónapjára vonatkozó időhányad 5-ször nagyobb az egész évre vonatkoztatott időhányadnál.

Az esőcsillapításra vonatkozó ϵ_R időhányadot a legrosszabb hónapra vonatkoztatott grafikonból lehet leolvasni. Itt az abszcissa az időhányad, az ordináta a csillapítás. (Paraméter az RF szakasz távolság.) Ezt a grafikont meteorológiai statisztikából lehet megszerkeszteni a CCIR REP. 233-3. 3a, 3b és 4. sz. grafikonja segítségével. A meteorológiai statisztika az esőintenzitás eloszlását tartalmazza.

Az eredményt táblázatba foglaltuk.

Hibaarány: $\tau = 7 \cdot 10^{-7}$

RF szakasz	A_{RRES} (dB)	d_{RF} (km)	$\epsilon_R \cdot 10^{-6}$
R → B ₁	-39,59	12,41	5,5
R → B ₂	-40,13	4,12	0,1
R → B ₃	-40,04	7,22	2
R → B ₄	-37,62	10,51	4,2
B ₁ → R	-22,81	12,41	37
B ₂ → R	-23,56	4,12	2
B ₃ → R	-23,20	7,22	14
B ₄ → R	-22,84	10,51	24

Hibaarány: $\tau = 10^{-3}$

RF szakasz	A_{RRES} (dB)	d_{RF} (km)	$\epsilon_R \cdot 10^{-6}$
R → B ₁	-43,89	12,41	3,8
R → B ₂	-44,43	4,12	—
R → B ₃	-44,34	7,22	1,6
R → B ₄	-41,92	10,51	3,0
B ₁ → R	-27,11	12,41	21
B ₂ → R	-27,86	4,12	1
B ₃ → R	-27,5	7,22	8
B ₄ → R	-27,14	10,51	14

Több országban felvett esőcsillapítás statisztikák azt tanúsítják, hogy az év legrosszabb hónapjára vonatkozó időhányad 4-szer nagyobb, mint az egész évre vonatkozó időhányad.

A teljes időhányad számításánál figyelembe kell venni azt, hogy az összeköttetés két RF szakaszból áll és duplex. A számítását két példán mutatjuk be.

A több utas fading teljes időhányada pl. a B₁RB₂ összeköttetésen $7 \cdot 10^{-7}$ hibaarányra vonatkoztatva

$$\epsilon_{MT} = \frac{B_1R + RB_2 + B_2R + RB_1}{5} = \frac{6,41 + 0,14 + 0,11 + 4,91}{5} 10^{-6} = 2,31 \cdot 10^{-6}$$

Az esőcsillapítás időhányada a B₁RB₂ összeköttetésen ugyancsak $7 \cdot 10^{-7}$ hibaarányra vonatkoztatva

$$\epsilon_{RT} = \frac{B_1R + RB_2 + B_2R + RB_1}{4} = \frac{37 + 0,1 + 2 + 5,5}{4} 10^{-6} = 11,15 \cdot 10^{-6}$$

Az összeköttetés teljes fading időhányada a két előbb említett időhányad összege.

$$\epsilon_{FT} = \epsilon_{MT} + \epsilon_{RT}$$

A teljes fading időhányadokat most már csak táblázatos formában közöljük.

Hibaarány: $7 \cdot 10^{-7}$

Összeköttetés	$\epsilon_{MT} \cdot 10^6$	$\epsilon_{RT} \cdot 10^6$	$\epsilon_{FT} \cdot 10^6$
B ₁ RB ₂	2,31	11,15	13,46
B ₁ RB ₃	2,64	14,63	17,27
B ₁ RB ₄	3,56	17,68	21,24
B ₂ RB ₃	0,43	4,53	4,96
B ₂ RB ₄	1,35	7,76	9,11
B ₃ RB ₄	1,67	11,05	12,72

Hibaarány: 10^{-3}

Összeköttetés	$\epsilon_{MT} \cdot 10^6$	$\epsilon_{RT} \cdot 10^6$	$\epsilon_{FT} \cdot 10^6$
B ₁ RB ₂	0,86	6,45	7,31
B ₁ RB ₃	0,98	8,6	9,58
B ₁ RB ₄	1,32	10,45	11,77
B ₂ RB ₃	0,16	2,65	2,81
B ₂ RB ₄	0,5	4,5	5,0
B ₃ RB ₄	0,62	6,65	7,27

I R O D A L O M

- [1] Dr. Dési Frigyes, Dr. Rákóczi Ferenc: A légkör dinamikája. Tankönyvkiadó, 1970
- [2] Erdey-Grúz Tibor, Schay Géza: Elméleti fizikai kémia. Tankönyvkiadó, 1970
- [3] Simonyi Károly: Elméleti villamosságatan. Tankönyvkiadó, 1958
- [4] Csernoch János: A molekuláris fizika néhány jelensége az elektronika szemszögéből. Műszaki közlemények 1975, 2. sz. és 4. sz.
- [5] Simonyi Károly: Elektronfizika. Tankönyvkiadó, 1965
- [6] Livingston: The physics of microwave propagation. Prentice-Hall Electrical Engineering series
- [7] BR Bean and E. I. Dulton: Radio Meteorology
- [8] Novobátzky Károly—Neugebauer Tibor: Elektrodinamika. Tankönyvkiadó, 1950
- [9] CCIR XIII. PLENARY ASSEMBLY Genova 1976 Volume V. Propagation in non ionized media (Study Group 5.)
- [10] Náray Szabó István: Szervetlen kémia