VEVŐANTENNÁK ZAJJELLELLEMZŐI

Bevezetés

Egy rádidóösszeköttetés legfontosabb jellemzője a kimenetén megjelenő jel-zaj viszony. A kimeneti zaj egyik részét a vevő termeli, a másik részt a jellel együtt az antenna veszi. Ez utóbbit külső zajnak, vagy antennazajnak nevezzük.

Az erősítőeszközök fejlődésével a vevőzaj csökken, és ezáltal az antennazaj részaránya növekszik. Ezért különösen fontos, hogy felmérjük milyen tényezők határozzák meg, az antenna által vett zajteljesítményt vagy az abból számítható antenna zajhőmérsékletet.

1. A külső zajok forrásai

A szabad térben álló vevőantennát minden irányból zajsugárzás éri. A zajok eredete, intenzitásának térbeli és időbeli valamint spektrális eloszlása igen változatos. A legáltalánosabb csoportosítás szerint a külső zajok eredetük szerint lehetnek

- természetes (termikus, atmoszférikus, kozmikus) és
- mesterséges (vagy másnéven: ipari) zajok.

2. Az antenna ekvivalens zajhőmérséklete

Noha, mint említettük, e zajok tulajdonságai igen eltérőek, célszerű az antenna álta1 vett zajteljesítményt egységesen megadni. Erre szolgál az antenna ekvivalens zajhőmérséklete T_A, melyet az alábbi képlettel definiálunk

$$P_{ZA} = kT_A\Delta f \qquad (1)$$

ahol

P_{ZA} az antennából kivehető zajteljesítmény, [watt]

k = 1.38 10^{-23} watt sec/K, Boltzmann állandó

Δf sávszélesség [Hz] (itt B-vel mást fogunk jelölni!)

Az ekvivalens zajhőmérséklet itt azt jelenti, hogy az antennából, mint zajos kétpólusból kivehető zajteljesítményt úgy tekintjük, mintha az egy·T_A hőmérsékletű ellenállásból származna. Itt megjegyezzük, hogy az ellenállászaj Nyquist tétele szerint a következő

$$P_Z = hf\frac{1}{e^{\frac{hf}{kT}}-1}\Delta f \quad \text{[watt]} \qquad (2)$$

ahol

$h = 6.623 \cdot 10^{-23}$ [Joule.sec], Planck féle állandó

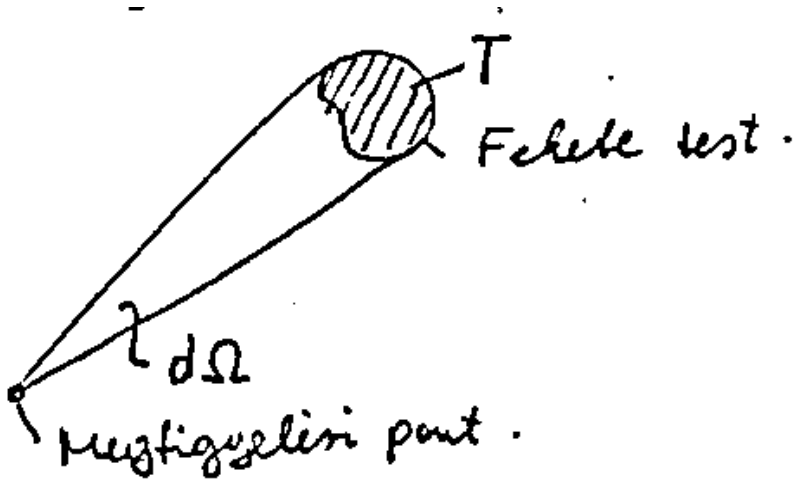
T hőmérséklet, [K]

f frekvencia, [Hz]

A hagyományos rádiófrekvenciákon $hf << kT$, ezért a (2) képlet helyett annak közelítése, (1) használható.

3. Az·antennát körülvevő zajháttér ekvivalens hőmérséklete

Ha egy véges méretű, T hőmérsékletű fekete testet a megfigyelési pontból dΩ térszög alatt látunk (1. ábra)



1. ábra

akkor a sugárzás intenzitása Planck törvénye szerint

$$dS = \frac{2hf^3}{c^2} \cdot \frac{1}{e^{\frac{hf}{kT}} - 1} d\Omega \qquad \frac{\text{watt}}{\text{m}^2\text{Hz}} \tag{3}$$

A (3) képletben a (2) képlethez hasonlóan szintén hf << kT vehető, ezzel ,

$$dS \cong \frac{2f^2kT}{c^2} d\Omega \tag{4}$$

Ez a Rayleigh-Jeans törvény, mely más alakban a következő

$$dS \cong \frac{2kT}{\lambda^2} d\Omega \tag{5}$$

A fizikusok az intenzitás helyett a fényességet használják. Ez definíciószerűen a következő

$$B = \frac{dS}{d\Omega} = \frac{2kT}{\lambda^2} [\frac{watt}{m^2 Hz} szteradián] \tag{6}$$

A fényesség megadja az egységnyi térszögben, egységnyi sávszélességben beeső teljesítménysűrűséget.

A nagykiterjedésű zajháttér ekvivalens hőmérsékleteloszlását a (6) képlet segítségével definiáljuk. Eszerint

$$B(\vartheta,\varphi) = \frac{2k}{\lambda^2} T(\vartheta,\varphi) \tag{7}$$

4. A vevőantenna ekvivalens zajhőmérséklete

4.l. Általános eset

A fekete test, és a legtöbb zajforrás sugárzása polarizálatlan. Ez azt jelenti, hogy a terjedésre merőleges síkban az E vektor végpontja véletlen mozgást végez. Az E vektort térben ortogonális (pl. E_x és E_y vagy E_{RHC} és E_{LHC}) komponensekre bontva ezek korrelálatlanok lesznek, és az egyik kompenens csak a teljesítménysűrűség felét hordozza. Mive1 egy antennát rendszerint csak az egyik polarizációs komponens vételére készítenek, ezért az antenna által Δf sávszélességben vett teljesítmény

$$P_{ZA} = \frac{1}{2} \oint\!\!\oint_{4\pi} B(\vartheta,\varphi) \cdot A_h(\vartheta,\varphi) \Delta f \; d\Omega \quad \text{[watt]} \tag{8}$$

Vagyis a (7) képlet alapján

$$P_{ZA} = \frac{k}{\lambda^2} \oint\!\!\oint_{4\pi} A_h(\vartheta,\varphi) \cdot T(\vartheta,\varphi) \Delta f \; d\Omega \quad \text{[watt]} \tag{9}$$

A vevőantenna ekvivalens zajhőmérséklete tehát

$$T_A = \frac{1}{\lambda^2} \oint\!\!\oint_{4\pi} A_h(\vartheta,\varphi) \cdot T(\vartheta,\varphi) d\Omega \tag{10}$$

Mivel $A_h = G\dfrac{\lambda^2}{4\pi}$; és $G(\vartheta,\varphi)=G_{max}F^2(\vartheta,\varphi)$, ezért

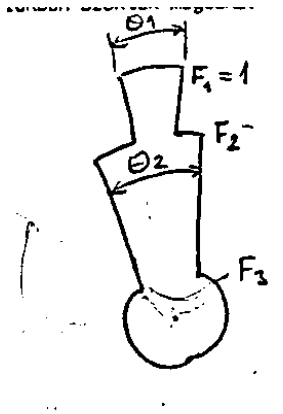
$$T_A = \frac{G_{\max}}{4\pi} \oint\!\!\oint_{4\pi} F^2(\vartheta,\varphi) \cdot T(\vartheta,\varphi) d\Omega \tag{11}$$

A (11) képlet azt jelenti, hogy a vett zajteljesítményt a zajháttér ekvivalens hőmérsékletéből a teljesítményiránykarakterisztikával súlyozva kapjuk, vagyis ha az antenna főiránya "forró" pont felé néz, akkor T_A igen nagy lehet, ellenkező esetben igen kicsi is.

Ha az antenna veszteségmentes, akkor G = D, és

$$T_A = \frac{D_{\max}}{4\pi} \oint\!\!\oint_{4\pi} F^2(\vartheta,\varphi) \cdot T(\vartheta,\varphi) d\Omega \tag{12}$$

Az antenna zajhőmérsékletének kiszámításához a mikrohullámú antennák az F(ϑ,φ) iránykarakterisztikáját a 2. ábra szerinti közelítő alakban szokták megadni.



2. ábra

A szakaszosan állandó iránykarakterisztika mellett rendszerint az is feltételezhető, hogy a <u>háttérzaj-hőmérséklet</u> is szakaszosan állandó. Ezt figyelembe véve a (12) képlet szerinti integrál az alábbi összeggel helyettesíthető

$$T_A = \frac{D_{\max}}{4\pi} \sum F_i^2 \cdot T_i \cdot \Delta\Omega_i \qquad (13)$$

Itt nem árt tudni, hogy $\Sigma\Delta\Omega_i=4\pi$, továbbá, hogy a 2. ábrán megadott öt paraméter (Θ_1 ; Θ_2; F_1; F_2; F_3) nem független egymástól, mivel

$$\oiint_{4\pi} F^2(\vartheta,\varphi)d\Omega = \sum_{i=1}^{N} F_i^2 \cdot \Delta\Omega_i = \frac{4\pi}{D_{\max}} \qquad (14)$$

<u>4.2. Állandó hőmérsékletű zajháttér</u>

Ha $T(\vartheta,\varphi)=T$, akkor

$$T_A = T\frac{D_{\max}}{4\pi} \oiint_{4\pi} F^2(\vartheta,\varphi)d\Omega \qquad (15)$$

és mivel

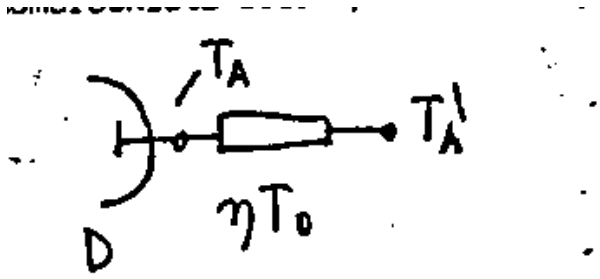
$$\oiint_{4\pi} F^2(\vartheta,\varphi)d\Omega = \Omega_A = \frac{4\pi}{D_{\max}} \qquad (16)$$

ezért, mint várható

$T_A = T$

<u>4.3. Veszteséges antenna</u>

Ha az antenna vesztesége nem elhanyagolható, akkor $G=\eta D$. Ez felfogható úgy is mint egy veszteségmentes antenna és egy T_o hőmérsékletű csillapító összekapcsolása.



Az eredő zajhőmérseklet a levezetés mellőzésével

$$T_A' = T_A\eta + (1-\eta)T_o \qquad (17)$$

ahol

T_A a veszteségmentes antenna zajhőmérséklete.

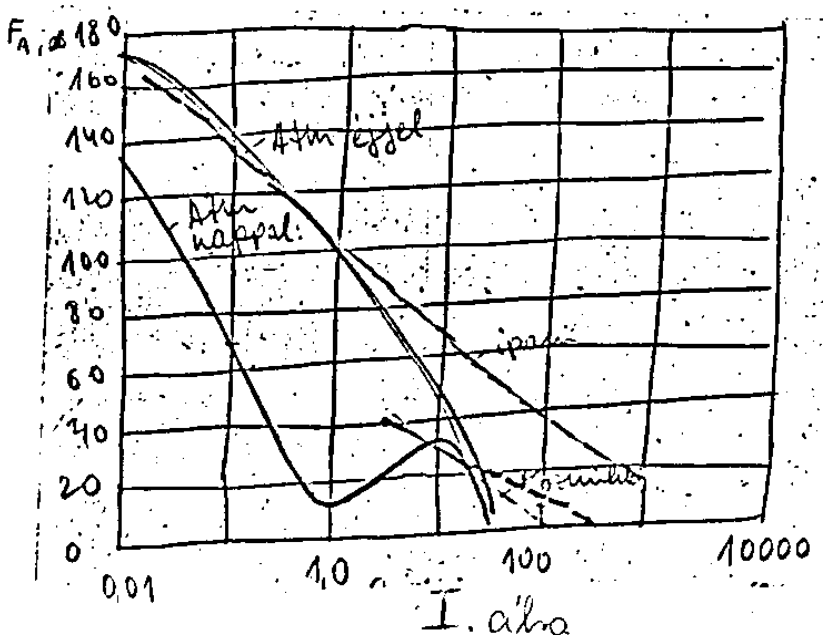
Viszonylag egyszerűen belátható, hogy ezesetben ha $T_A > T_o$; akkor $T_A' < T_A$; ha viszont $T_A<T_o$ akkor $T_A'> T_A$. Vagyis a kiszajú ($T_A < T_o$) antenna veszteségeit minimális értéken kell tartani. Ez különösen az űrtávközlésben fontos.

5. Az antenna zajtényezője

Alacsonyabb frekvenciákon, különösen mintegy 300-1000 MHz alatt az antennazaj igen nagy. Ennek oka városban az ipari zaj, lakatlan területen pedig az atmoszférikus zaj, mely a csökkenő frekvenciával javuló terjedési körülmények miatt igen nagy (2000-4000 km sugarú) gyűjtőterületről érkezik. Ezért célszerűbb az antenna zajhőmérséklete helyett az alábbi; antenna zajtényezőt megadni.

$$F_A = 10\log\frac{T_A}{T_o} \quad \text{[dB]} \qquad (18)$$

Az antenna zajtényezőt 0.01-10000 MHz-ig a 3. ábra mutatja.



3. ábra Antenna zajtényező

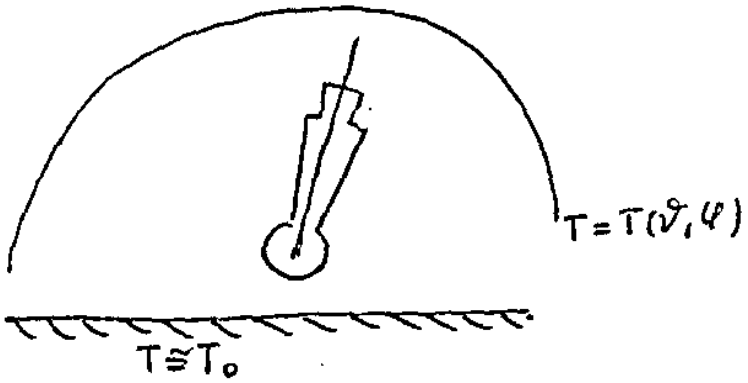
A 7. ábrával kapcsolatban megjegyezzük, hogy a kozmikus zajt a 30-300 MHz tartományban jó közelítéssel az alábbi képlet adja meg,

$$T_A = 290\,\lambda^2 \quad [\mathrm{K}] \tag{19}$$

Ez azt jelenti, hogy a kozmikus zaj 300 MHz-en (λ =1 m) T_A =290 K, 3000 MHz-en (λ =0.1 m) T_A =2.9 K.

6. A világűr felé irányított mikrohullámú antenna zajhőmérséklete

A világűr felé irányított keskeny nyalábú mikrohullámú antenna zaja jó közelítéssel két összetevőre bontható; a világűr felől vett zajra és a föld termikus sugárzásából származó zajra, amelyet az antenna a melléknyalábokon keresztül vesz (4. ábra).

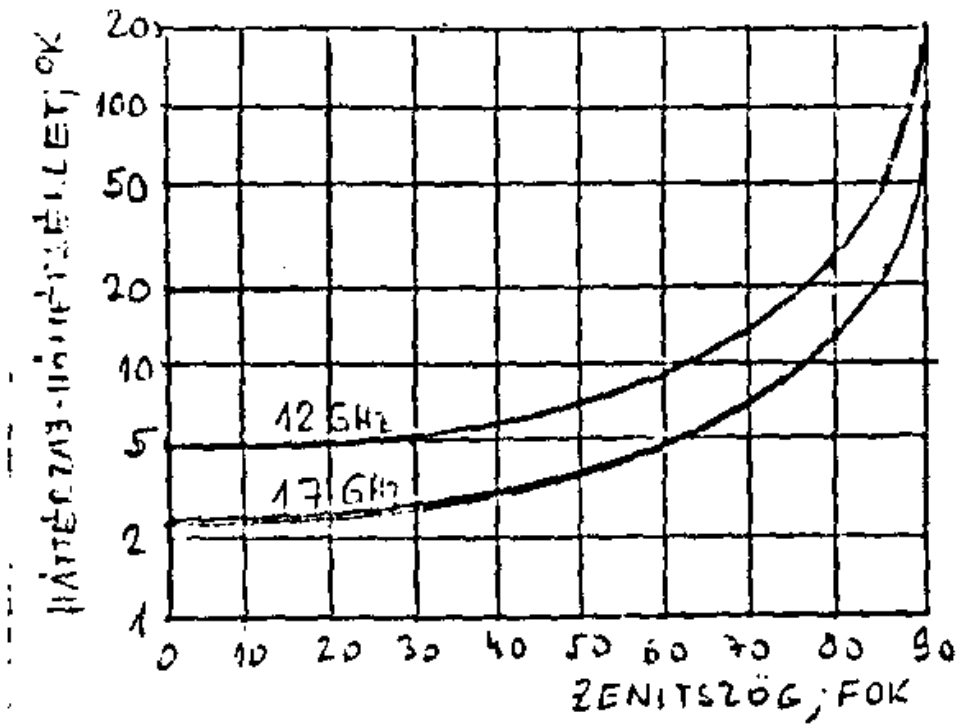


4. ábra

A világűr felől vett zaj fő forrása a kozmikus sugárzás, de mintegy 10 GHz felett egyre inkább figyelembe kell venni a levegőben lévő vízgőz és gázok elnyeléséből származó zajt is.

Minél közelebb áll az antenna főiránya a vízszinteshez, annál hosszabb utat tesz meg a beérkező hullám a levegőben, ezért annál nagyobb lesz az elnyelésből származó zaj.

Az antennát a vízszintes felé irányítva a zaj azért is nő, mert közeledünk a kb. 300 K hőmérsékletű föld felé. A világűr zajhőmérsekletét a zenittől mért szög függvényében 1.7 GHz-en és 12 GHz-en az 5. ábra mutatja.



5. ábra