Mint a 3.18 ábrából látható, a haladóhullámú vezeték főnyalábja a vezetéket szimmetrikusan körülvevő tölcsér. A viszonylag magas melléknyalábok a főnyalábtól távolabb szintén szimmetrikusan és tölcsérszerűen helyezkednek el.

A felhasználás szempontjából ismerni kell az iránykarakterisztika fontosabb jellemzőit. Ezek analitikus meghatározása egyszerűbb, ha a csillapítást elhanyagoljuk. (α=0) Ekkor a térerősség amplitudója némi átalakítás után a következő

$$E_{\vartheta} = \frac{60I_o}{r}\frac{\sin\vartheta}{1-\cos\vartheta}\sin\left[\pi\frac{L}{\lambda}(1-\cos\vartheta)\right] \tag{3.97}$$

A (3.97) képlet utolsó tényezőjének változása ϑ szerint sokkal gyorsabb, mint az utolsó előttié. Ezért a fő sugárzási irányt ez határozza meg. Eszerint

$$\pi\frac{L}{\lambda}(1-\cos\vartheta_{max}) = \frac{\pi}{2} \tag{3.98}$$

és ebből a fő sugárzási irány

$$\vartheta_{max} = \arccos\left(1-\frac{\lambda}{2L}\right) \tag{3.99}$$

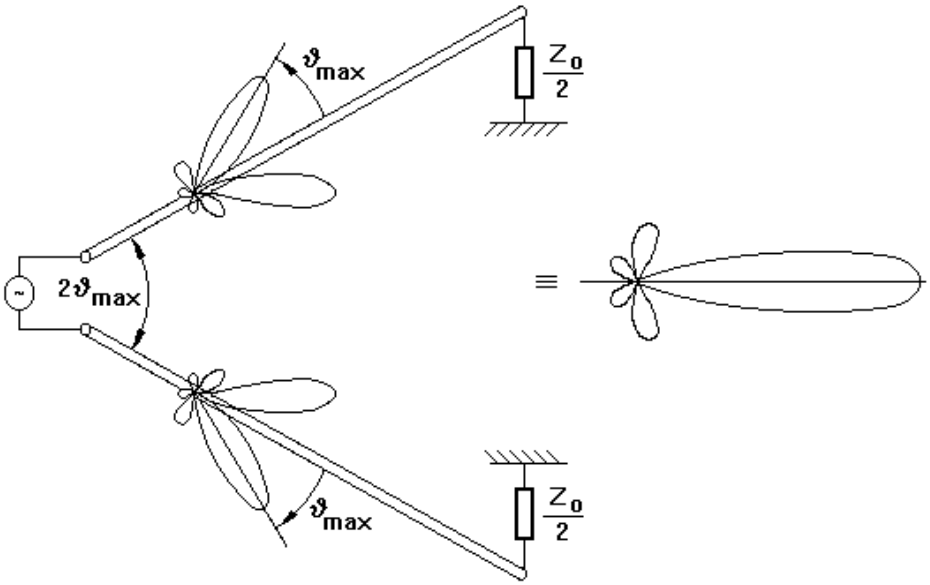
Az iránykarakterisztika zérushelyei

$$\vartheta_{ok} = \arccos\left(1-k\frac{\lambda}{L}\right) \qquad k = 0,1,2 \ldots \tag{3.100}$$

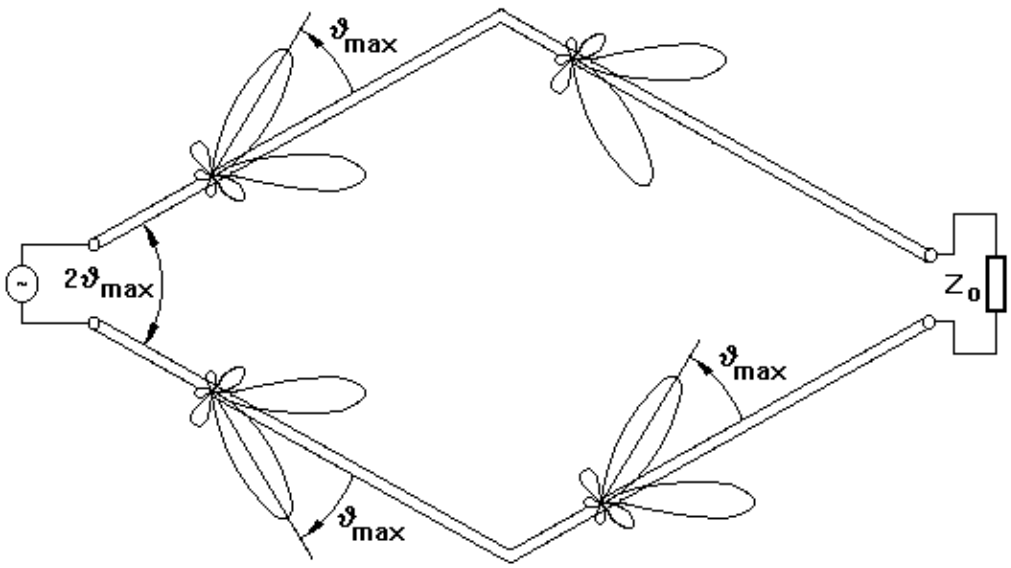
Az első zérushely, és a főnyaláb szélessége

$$\vartheta_{o1} = \Theta_o = \arccos\left(1-\frac{\lambda}{L}\right) \cong \sqrt{2\frac{\lambda}{L}} \tag{3.101}$$

Az egyenes haladóhullámú vezeték leggyakoribb alkalmazása a V-antenna (3.19. ábra) és a rombuszantenna (3.20. ábra).



3.19. ábra V-antenna



3.20. ábra Rombuszantenna

Mint a 3.19. és 3.20 ábrán látható a V-antenna és a rombuszantenna optimális csúcsszögét $2\vartheta_{max}$ -ra kell megválasztani, mert ekkor a szimmetriatengelyhez közelebbi főnyalábok sugárzása algebrailag összegződik.

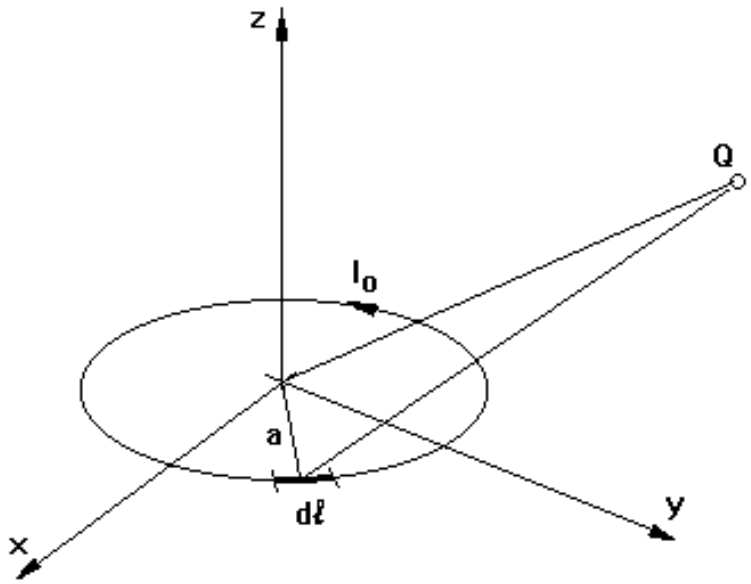
A rombuszantenna és V-antenna egyszerűsége és olcsósága folytán különösen a rövidhullámú sáv felső részén és az alsó URH sávban kedvelt típus.

A gyakorlatban az antennák szabad végét lezáró Z_o (illetve $Z_o/2$) ellenállást veszteséges tápvonallal valósítják meg, melynek végét leföldelik. Ezáltal

akadályozzák meg, hogy nyáron a száraz levegőben lévő porszemcsék surlódása az antennát sztatikusan feltöltse. E töltés ugyanis egyrészt veszélyes lehet az antennához kapcsolt berendezésre, másrészt előkészíthet egy villámcsapást is.

3.4.5. Keretantenna sugárzási tere és sugárzási ellenállása

Helyezzük el a köralakú keretet az x-y síkban a 3.21. ábra szerint.



3.21. ábra Kör alakú keretantenna

A keretet elemi dipólusokra bontjuk és ezek terét a Q megfigyelési pontban összegezzük.

Az összegzés eredményeként a keret által létrehozott elektromos térerősség

$$E_\varphi = I_o \sqrt{\frac{\mu_o}{\varepsilon_o}} \left(\frac{\pi\, a}{\lambda}\right)^2 \frac{e^{-j\beta\, r}}{r} \sin\vartheta \qquad (3.102)$$

Mint látható, a kisméretű keretantenna iránykarakterisztikája megegyezik a Hertz féle dopóluséval, tehát irányhatása is azonos.

A kisméretű keretantenna sugárzási ellenállása a levezetés mellőzésével

$$R_S = 20\pi^2 (\beta\, a)^4 \qquad (3.103)$$

Vagyis a Hetz féle dipólussal ellentétben a kisméretű keretantenna sugárzási ellenállása a hullámhosszban mért lineáris méret negyedik hatványával változik.

Emiatt a gyakorlatban használt egymenetes keretantennák sugárzási ellenállása igen kicsi, amit több menet alkalmazásával növelnek.

Ha a kisméretű keret N menetből áll, akkor az egyes menetek árama jó közelítéssel azonos fázisú, ezért a térerősség is N-szeres lesz.

$$E_\varphi = N\, I_o \sqrt{\frac{\mu_o}{\varepsilon_o}} \left(\frac{\pi\, a}{\lambda}\right)^2 \frac{e^{-j\beta r}}{r} \sin\vartheta \tag{3.104}$$

A sugárzási ellenállás az áram négyzetével arányos, vagyis

$$R_S = 20\pi^2\, N^2 (\beta\, a)^4 \tag{3.105}$$

A keretantenna tulajdonságai tovább javíthatók, ha a meneteket mágneses anyagra tekercseljük. Ezek a ferrit antennák, melyeket főleg műsorvevő készülékekben széleskörűen alkalmaznak.

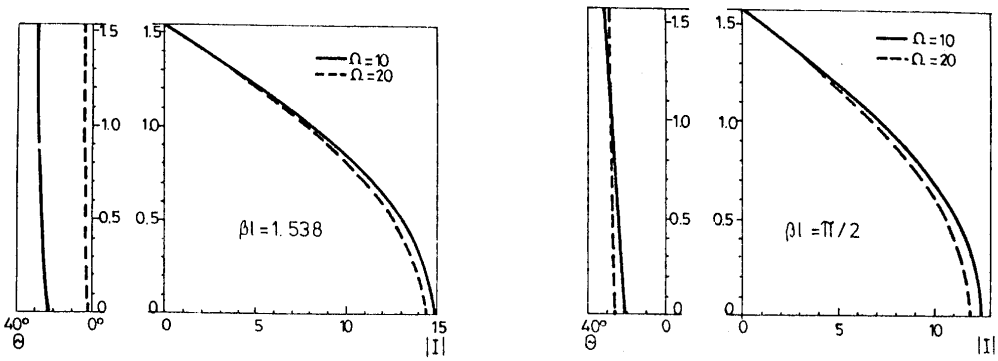
3.4.6. Az egyenes dipólantenna egzakt árameloszlása

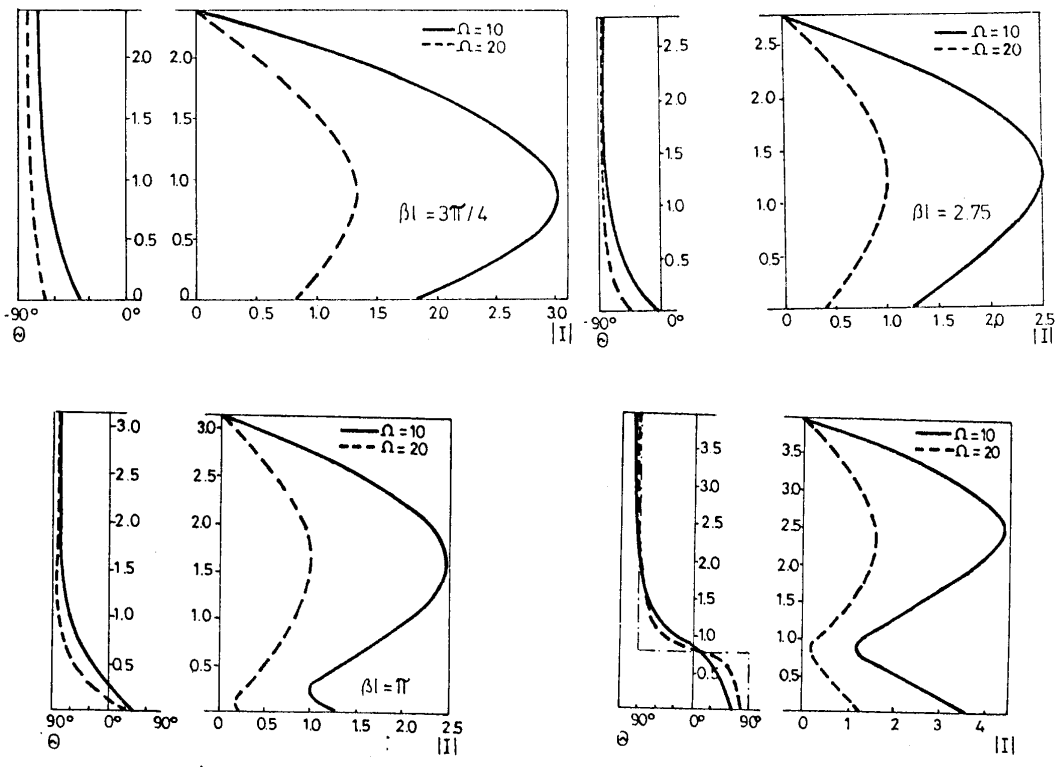
Az egyenes dipólantenna egzakt árameloszlását az antenna árameloszlására felírt integrálegyenlet (Hallen vagy Pocklington) megoldásaként kapjuk. A 3.22. ábrákon bemutatjuk az antenna áramát néhány jellemző antennahosszra.

Az ábrákat az

$$\Omega = 2\ln\left(\frac{2l}{a}\right) \tag{3.106}$$

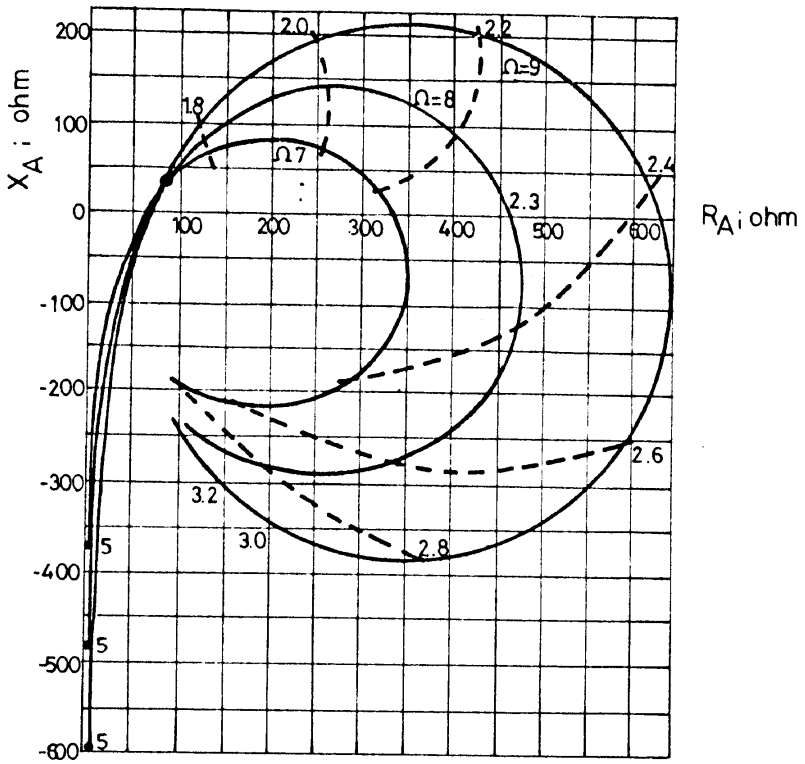
<u>karcsúsági tényezővel</u> paramétereztük, ahol l a dipólantenna fél hossza, a a vezeték sugara.





3.22. ábra Egyenes dipól árameloszlása

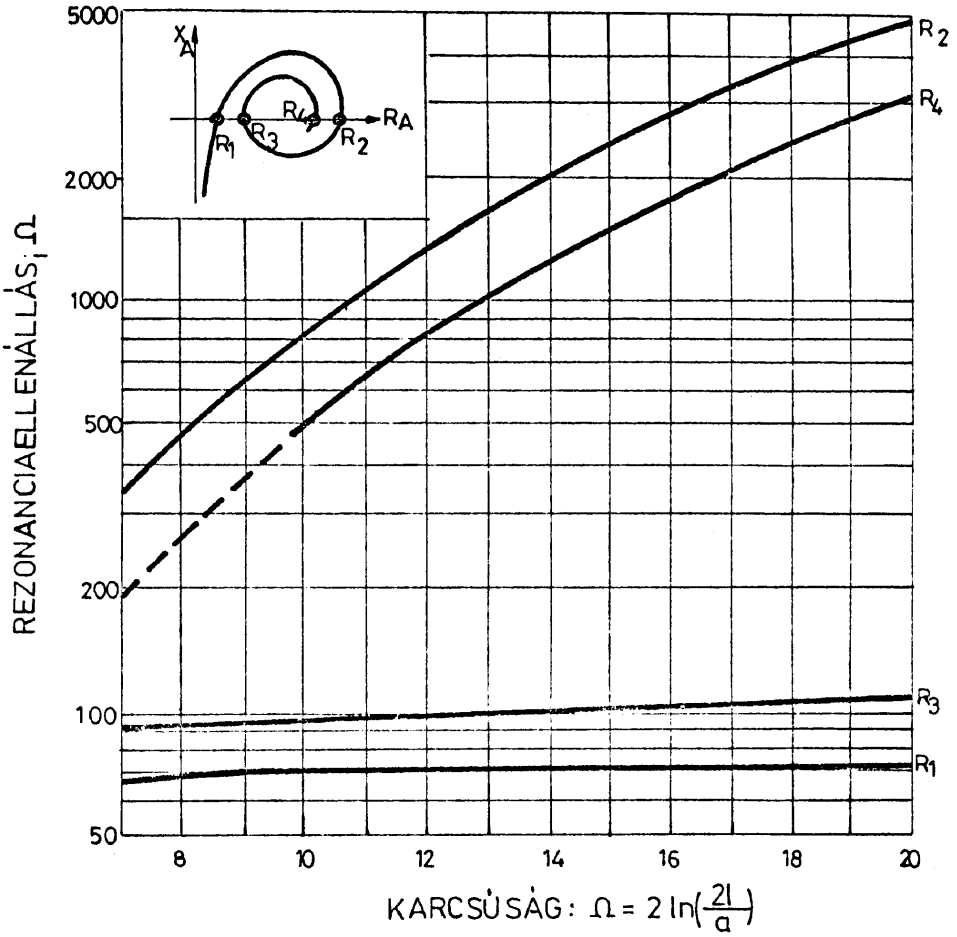
Az antenna bemeneti áramából a bemeneti impedanciája is kiszámítható. (3.23. ábra)



3.23. ábra Egyenes dipól bemeneti impedanciája

A 3.23. ábrán megfigyelhető, hogy minden görbe átmegy a Z=73.2+j42.5 Ω ponton, ahol az antenna hossza βl =1.57, vagyis l /λ =0.25. Ez alatt az impedancia nem nagyon függ a karcsúságtól, míg e fölött a függés igen jelentős.

A görbék metszéspontja a valós tengellyel kis impedanciájú (rezonancia) illetve nagy impedanciájú (antirezonancia) állapotot jelent. A rezonancia- és antirezonancia ellenállást a karcsúság függvényében a 3.24. ábra mutatja.



2.24. ábra Rezonancia- és antirezonancia ellenállás a karcsúság függvényében

A ábrán R_1-gyel jelült pontban az antenna hossza

$$\ell_r = 0.25\lambda\ (1-\delta_r) \tag{3.107}$$

Az R_2-vel jelölt pontban pedig

$$\ell_{ar} = 0.25\lambda\ (1-\delta_{ar}) \tag{3.108}$$

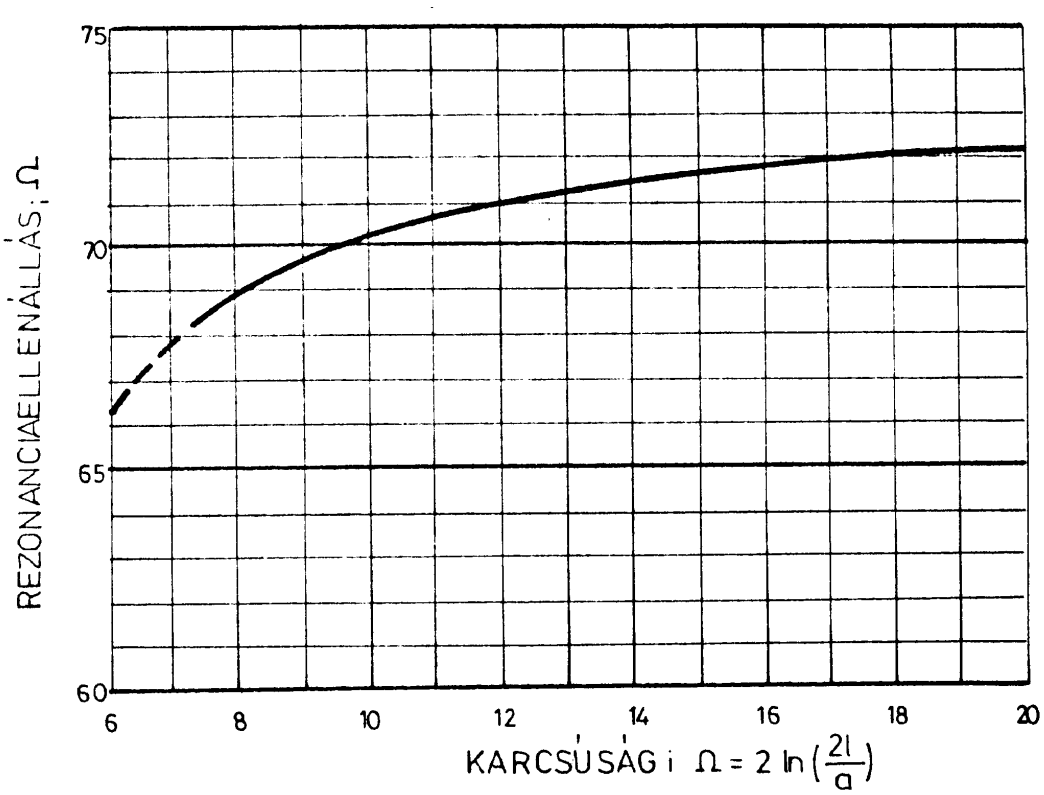
ahol ℓ_r és ℓ_{ar} az antenna rezonáns-, illetve antirezonáns hossza

δ_r és δ_{ar} a rezonáns-, illetve antirezonáns rövidülés

R_1 és R_2 a rezonancia-, illetve antirezonancia ellenállás.

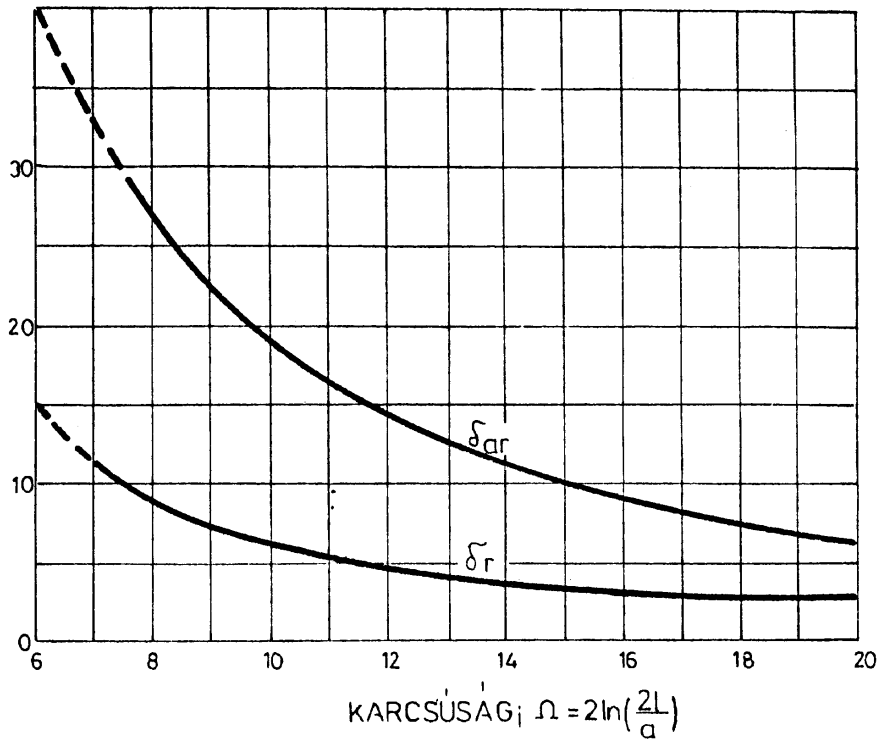
Mint látható, a rezonancia ellenállás kevésbé, az antirezonancia ellenállás viszont számottevően függ az antenna karcsúságától.

A rezonancia ellenállást Ω függvényében a könnyebb kiértékelhetőség érdekében a 3.25. ábrán külön is feltüntettük:



3.25. ábra Rezonancia ellenállás

A rezonáns és antirezonáns rövidülés a karcsúság függvénye, melyet a 3.26. ábra is mutat.



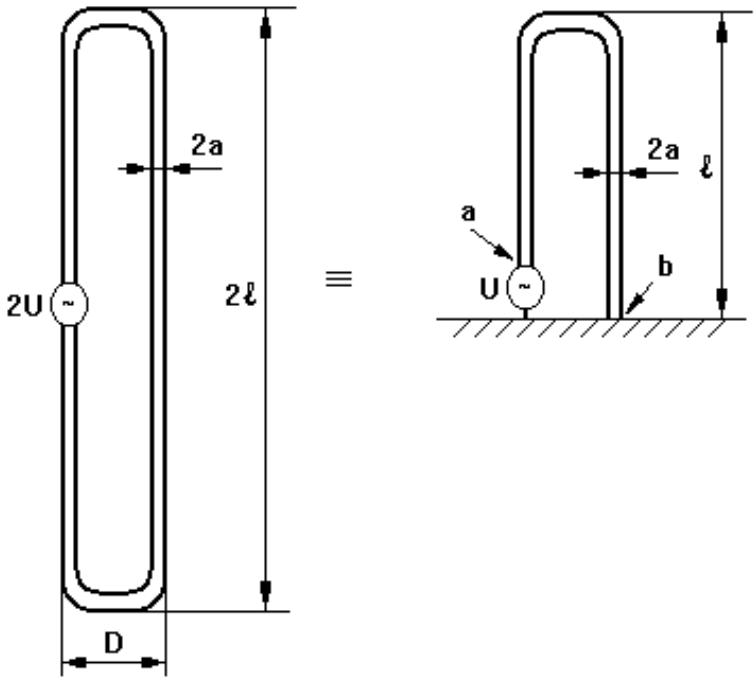
3.26. ábra Rezonáns és antirezonáns rövidülés

Mint látható, a rezonáns rövidülés mintegy 3-10%, az antirezonáns pedig 6-30%. A rezonancia ellenállás a rövidülés függvényében, közelítőleg a következő

$$R_r = 73.2(1-3\delta_r) \qquad (3.109)$$

3.4.7. A hajlított dipól bemeneti impedanciája

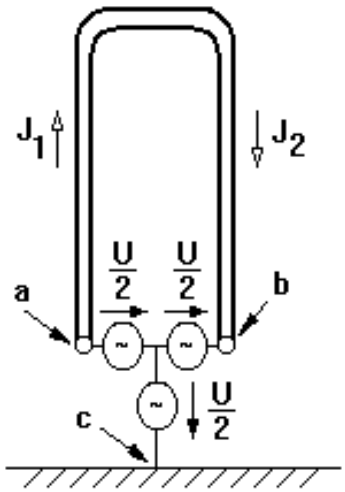
A hajlított dipól az URH és részben a RH sáv egyik kedvelt antennatípusa. Elsősorban azért alkalmazzák, mert - mint látni fogjuk - bemeneti impedanciája lényegesen nagyobb, mint a félhullámú dipólé, mely lehetővé teszi, hogy a 300 Ω hullámellenállású szimmetrikus tápvonalakhoz, pl. szalagkábelhez közvetlenül csatlakoztassuk.
Az egyenlő átmérőjű ágakból álló hajlított dipólt a 3.27. ábra mutatja.



3.27. ábra Hajlított dipól

Mint a 3.27. ábrából látható a tükrözési elv segítségével a hajlított dipól helyett a hajlított monopólt is tanulmányozhatjuk. Ennek bemeneti impedanciája fele a dipól bemeneti impedanciájának.
A 3.27. ábrán látható hajlított monopól lényegében aszimmetrikusan táplált, végén rövidrezárt tápvonal, melynek két ágában az aszimmetrikus táplálás miatt az áramok nem egyenlőek, ezért a különbségi áram (I_S) sugárzási teret létesít.

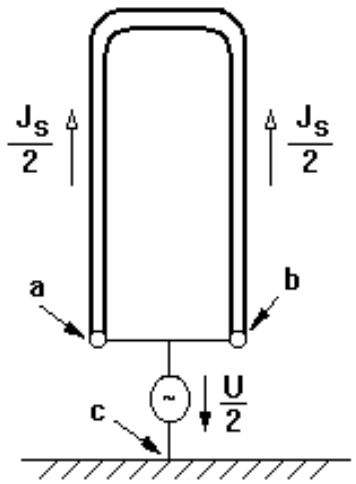
A megmaradó kiegyenlített áram a két vezetőben egyenlő nagyságú és ellentétes irányú, hasonlóan a kétvezetékes tápvonalhoz, ezért ezt tápvonaláramnak nevezzük. A két áram szétválasztása a szuperpozíció felhasználásával a 3.28. ábra szerint történik.

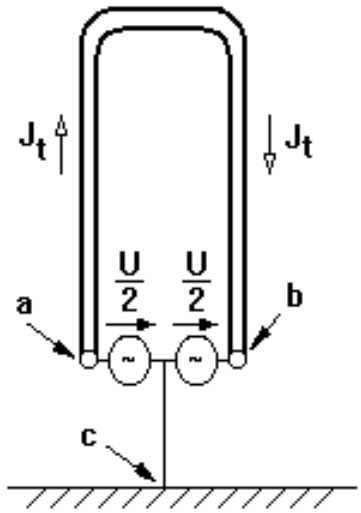


3.28. ábra A gerjesztés felbontása

A 3.28. ábrán a generátorok belső impedanciája zérus, polaritásukat a nyil mutatja. Figyeljük meg, hogy a b és c pontok közötti két generátor polaritása ellentétes, tehát a 3.27. ábrához hasonlóan a b pont földpotenciálon van.

Először tételezzük fel, hogy csak az alsó generátoron van feszültség vagyis a két vezető potenciálja végig azonos. (3.29. ábra)





3.29. ábra Különbségi áramok **3.30. ábra** Tápvonaláramok

A 3.29. ábra olyan egyenes monopólt mutat, mely két párhuzamos vezetőből áll.
A teljes sugárzási áram

$$I_S = \frac{\frac{U}{2}}{Z_A} = \frac{U}{2Z_A} \tag{3.110}$$

ahol Z_A a monopól bemeneti impedanciája.

A monopól bemeneti impedanciájának kiszámítására alkalmazhatjuk a hengeres antennára kapott eredményeinket, ha a két párhuzamosan kapcsolt vezetéket egyetlen ekvivalens vezetékkel helyettesítjük.

Az ekvivalencia feltétele, hogy egy távoli vezető síkhoz képest az ekvivalens vezeték és a kettős vezeték kapacitása egyenlő legyen. A levezetés mellőzésével az ekvivalens sugár

$$a_e = \sqrt{D\,a} \tag{3.111}$$

Most tételezzük fel, hogy az alsó generátorban nincs feszültség (3.30. ábra)

A 3.30. ábra szerinti elrendezésben a végén rövidrezárt tápvonalat U feszültség feszültség gerjeszti. Hatására a tápvonalon I_t áram folyik

$$I_t = \frac{U}{Z_t} \tag{3.112}$$

ahol $Z_t = jZ_o \mathrm{tg}\beta\ell$

$Z_o \cong 120 \ln\left(\frac{D}{a}\right)$ a kétvezetékes tápvonal hullámellenállása.

A 3.28, 3.29 és 3.30. ábrák összevetéséből megállapítható, hogy

$$\begin{aligned} I_1 &= I_t + \frac{I_S}{2} \\ I_2 &= I_t - \frac{I_S}{2} \end{aligned} \tag{3.113}$$

A (3.110) és (3.112) képleteket a (3.113)-be helyettesítve

$$I_1 = \frac{U}{Z_t} + \frac{U}{4Z_A} \tag{3.114}$$

Ezzel a hajlított monopól bemeneti impedanciája

$$Y_{be} = \frac{1}{Z_t} + \frac{1}{4Z_A} \tag{3.115}$$

Vagyis az admittanciát egy végén rövidrezárt tápvonal, és az ekvivalens egyenes monopól négyszeres impedanciájának párhuzamos kapcsolásából kapjuk.
Ha $\ell / \lambda = 0.25$, akkor $Z_t = \infty$ és

$$Z_r = 4Z_A \tag{3.116}$$

Vagyis rezonancián éppen négyszeres impedancia transzformációt kapunk.
Hajlított dipól esetén ez mintegy $Z_{be} = 280\ \Omega$, ami jól illeszkedik a $Z_o = 300\ \Omega$ hullámellenállású szalagtápvonalhoz.