

Zombory d'encs 208. szoba

} @mkt.bme.hu

Nagy Lajos 206. szoba

Félór megfélé 12H

vizsga szóbeli + egyenlő beugró... + lehetséges elővizsga

jegyzet: hvt.bme.hu/@nagy

1. EA.

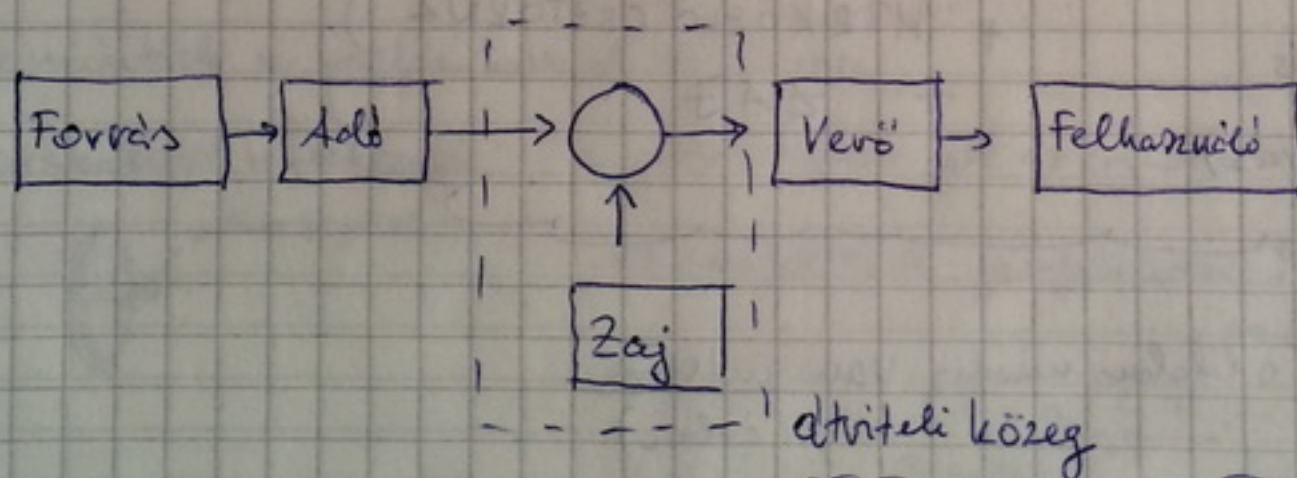
1873	Maxwell	elméleti alapok
1888	Hertz	gyakorlati alkalmazás

OPTIKA

MŰHOLD

KÁBEL

RÁDIÓZÁS

Kommunikációs sémák:Zaj additív / multiplikatívMathematical theory of communication
(Shannon)

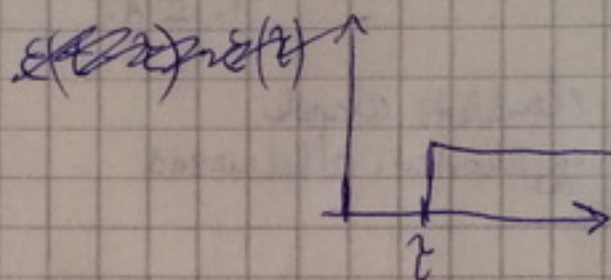
1948

Rádió spektrum:

$f = 0 \text{ Hz} \rightarrow 10^{23} \text{ Hz}$ (nullán-egyzenlettel leírható itt)

ITU:	VLF	LF	MF	HF	VHF	UHF	SHF	EHF
f	3 kHz	30 kHz	300 kHz	3 MHz				30 GHz
λ	100 km	10 km	1 km	10 m				1 mm

állandó helyű / mozgó



02.12.

2. előadás

Rádiószolgálatok

Frekvenciahasználat

FNFE (felosztás)

+ HÍRKÖZLŐ CSATORNA
+ ZAF

adó és vevő oldalon mindig van antenna.
(árbóc)

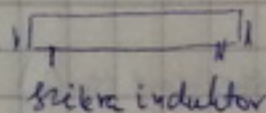
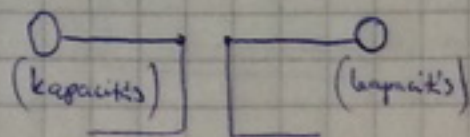
EM tér gerjesztéséhez gyorsuló töltések szükségesek:



~ váltakozó árammal lehet felkeltani!

Vezeték antennák:

- van hosszirányú kiterjedése és össze mérhető a λ -val
- vastagsága $\ll \lambda$



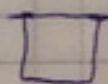
kis telences + nagy telences

$$\lambda = 6m$$

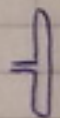
Egyenes antennák

Keret antennák:

keret antenna

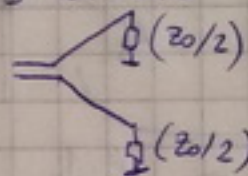


hajlítot dipól



$V_{antenna}$
5-10 λ hosszú

[kétoldó hullámú antenna]



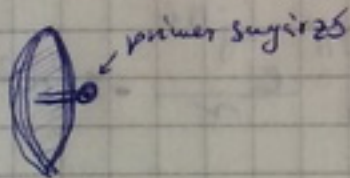
/mert le van zárva/

[mozgó sarkkört állomásokon]
- rövid hullám -

Apertúra antennák

- össze mérhetőek a hullámhosszal a méretei

pl: paraboloid reflektorok a primer sugárzó helyi az áramot a tüzelőben.



parafeltétel felületen!

ha az $\vec{E}$ és $\vec{B}$ konstans $\Rightarrow$ minden
megvan

$$\frac{\vec{H}}{\vec{D}} \sim \vec{I}$$

$$\vec{F} = q(\vec{E} + \vec{v} \times \vec{B})$$

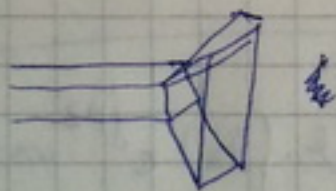
$\vec{F}$ erőhatás

indukciós

Gauss

Geoid

- töltés antenna



Karib-tengeren: ferdő paraboloid
alatti
faragás!

+ antenna töltők

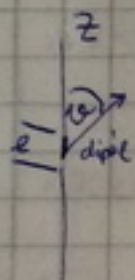
- patch antennák $\rightarrow$ microstrip antennák!

Fügyes antennák

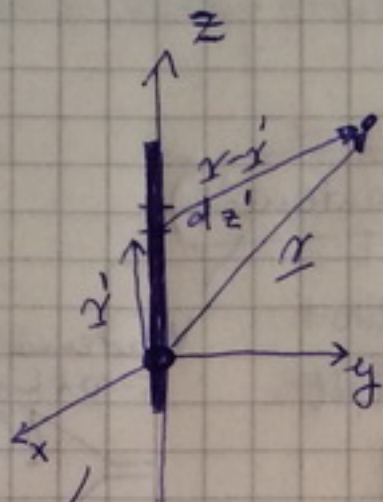
→ Hertz-dipólus

$$E_\vartheta = j \cdot \frac{60\pi}{\lambda} \cdot e \cdot I_0 \cdot \frac{e^{-j\beta r}}{r} \cdot \sin\vartheta$$

← van $e^{-j\beta r}$ csillgítás is.



$l/\lambda < 0.2$
normál kis



(antenna mérete és a hullámhossza közötti távolság)
távolipont $d \gg \lambda$

- felbontjuk elemi dipólokkra
a peremeken tovább folyik az áram

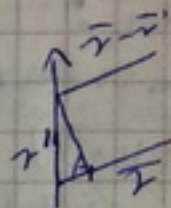
$$dE_\vartheta = j \cdot \frac{60\pi}{\lambda} \cdot \frac{e \cdot I_0}{I_2} \cdot dz' \cdot \sin\vartheta \cdot \frac{e^{-j\beta |\mathbf{r}-\mathbf{r}'|}}{|\mathbf{r}-\mathbf{r}'|} \sim$$

$$\Rightarrow E_\vartheta = j \cdot \frac{60\pi}{\lambda} \cdot \sin\vartheta \int_L I(z') \cdot \frac{e^{-j\beta |\mathbf{r}-\mathbf{r}'|}}{|\mathbf{r}-\mathbf{r}'|} dz' \quad \text{minden távolipontban előfordul}$$

[csak $\sin\vartheta$ változik csak helyén]

• $|\mathbf{r}-\mathbf{r}'| \approx |\mathbf{r}| \rightarrow$ csak a nevezőben!

$$\approx |\mathbf{r}| - |\mathbf{r}'| \cdot \cos\vartheta$$



$$E_\vartheta = j \cdot \frac{60\pi}{\lambda} \cdot \frac{e^{-j\beta r}}{r} \cdot \sin\vartheta \cdot \int_L I(z') \cdot e^{j\beta z' \cos\vartheta} dz'$$

$$E_\vartheta = j \frac{60\pi}{\lambda} \cdot \frac{e^{-j\beta r}}{r} \cdot \sin\vartheta \cdot \int_L I(z') \cdot e^{j\beta z' \cos\vartheta} dz'$$

de $I(z')$ nem ismerjük

$$\frac{\text{Dipólus}}{\text{Dipólus}} \sim \frac{\text{Dipólus}}{\text{Dipólus}} \sim I(z') = I_m \cdot \sin(\beta l - |z'|)$$

$$E_y = j \cdot 60 \frac{\text{V}}{\text{m}} \cdot \frac{e^{-j\beta r}}{r} \cdot \cos(\beta L \cdot \cos \vartheta) - \cos \beta L$$

since

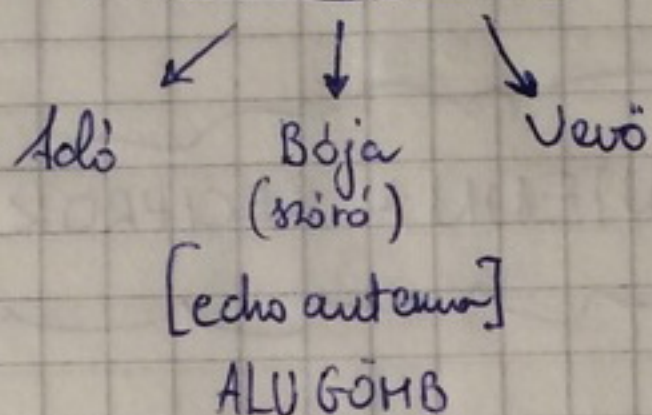
Zurück!

$$E_{\varphi} = j \cdot 60 \frac{1}{r} \cdot e^{-j\beta r} \cdot \frac{\cos(\beta l \cdot \cos \varphi) - \cos \beta l}{\sin \varphi}$$

zárta abba!

3. előadás

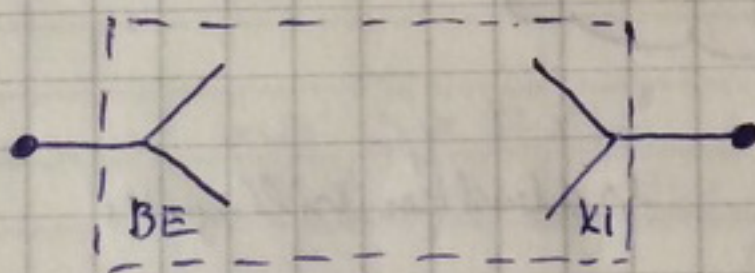
Antenna funkciók



- A rádiócsatorna egy közeg, amely az ösmer tulajdonságait meghatározza:

- amplitudó
 - fázis
 - polarizáció
 - spektrum
- } Síkhullám: [távoltér]

- A rádiócsatorna kétkapu: [teljesítményt tudunk hozzárendelni a kapukhoz]



Szabványosítás:

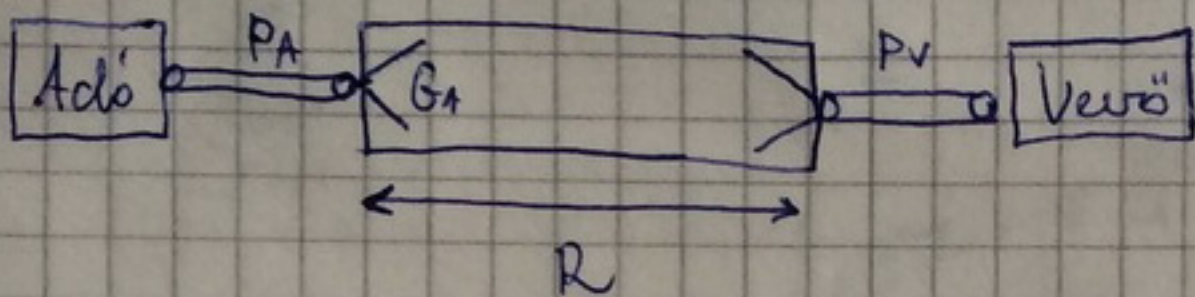
$$a_{s2} = 10 \lg \left(\frac{P_{be}}{P_{ki}} \right) [\text{dB}]$$

() = szégyen napier $\ln \left(\frac{P_{be}}{P_{ki}} \right)$

- a szarvasz állapítás mindentől függ.

A hirtőlő ösnelkötetés:

Az antenna reciprok



$$G_A = \frac{S_{\text{max}}}{S_0} \Rightarrow$$

antenna
nyerés
főirány
izotróp

$$S_0 = \frac{P_A}{4\pi R^2}$$

izotróp
dH. telj

$$S_{\text{max}} = \frac{P_A \cdot G_A}{4\pi R^2}$$

$$A_h = \frac{P_V}{S} = \frac{G_V \cdot d^2}{4\pi}$$

hatisos
felület
Poynting
vektor
S_{max}

$$P_V = \frac{P_A \cdot G_A}{4\pi R^2} \cdot A_h \Rightarrow \frac{P_A \cdot G_A \cdot G_V \cdot d^2}{(4\pi)^2 R^2} = P_V$$

$$a_0 = 10 \lg \left(\frac{4\pi R^2}{d^2} \right) - G_A^{[dB]} - G_V^{[dB]}$$

szarvasz állapítás

a_t ⇒ többlet csillapítás

a_p ⇒ polarizációs csillapítás

a_r ⇒ reflexiós csillapítás

$$a_{\text{szarvasz}} = a_0 + a_t + a_p + a_r$$

ZAJOK

Külső zajhőmértéklet:

$$P_{ZA} = k \cdot T_A^{(K)} \cdot B$$

$1,38 \cdot 10^{-23} \text{ J/K}$

Belső zaj:

$$T_V = (F_V - 1) T_0$$

(300 K)

$$T_{be} = T_A + T_V$$

$$P_{Zbe} = k \cdot T_{be} \cdot B$$

bevezetett
zajtény.

$$10 \lg(k \cdot T_0) = -204 \frac{\text{dBW}}{\text{Hz}}$$

$$10 \lg P_{Zbe} = -204 + 10 \lg \frac{T_{be}}{T_0} + 10 \lg B$$

[dBW]

$\frac{S}{N} \rightarrow$ signal to noise

4. előadás

(mesélés)

irányjelvonalterítési $\rightarrow$ egyenes dipólusnál $l/d \Rightarrow 0,625$ a fordulópont.

sugárzási ellenállás $\rightarrow$ hisugárzott teljesítménnyel arányos.

$$\frac{2 \cdot P_s}{\int_0^2}$$

$\rightarrow$ áramkés²-re definiáljuk vagy a bevezetett

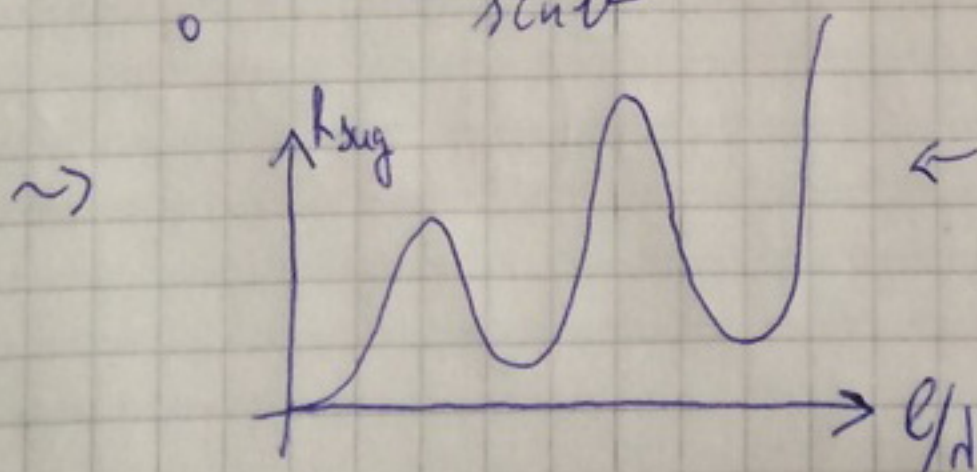
$\sim [\sin(\beta l)]^2$ -tel ábrázolható

$$\rightarrow \bar{S} = \bar{E} \times \bar{H}^*$$

komplex teljesítmény $\rightarrow$ meddő + hatásos

gömbre integráljuk

$$R_{sug} = 60 \cdot \int_0^\pi \frac{[\cos(\beta l \cdot \cos \vartheta) - \cos \beta l]^2}{\sin \vartheta} d\vartheta$$



$$R_{Hertz} = 80\pi^2 \cdot \left(\frac{l}{d}\right)^2$$

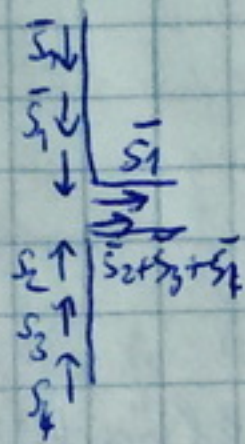
irányhatás : $\frac{S_{\max}}{S_0} = \left(\frac{P_{\text{ki}}}{4\pi r^2} = S_0 \right)$

$0,625 = \frac{P}{P_0}$ ezt sok helyen használják
 fading a leggyakoribb elterjedés!
 $\frac{3}{4}$

hatásos hossz is felület

az antenna tereli az EM hullámok energiáját (pozitív vektor)

az $\vec{S}$ vektor mindig a felületen



nyereség mindig kisebb, mint az irányhatás!

S. előadás

Hatásos hossz:

Adóantenna

↑ kifelé kocsis hullám

$$\vec{E}(r) = j \frac{60\pi}{r} e^{-j\beta r} I(0) \cdot \vec{h}(\theta, \varphi)$$

↑ tárolás!

↓ komplex hatásos hossz

$$h(\theta, \varphi) = h_e \cdot F(\theta, \varphi)$$

↑ főirányban a hatásos hossz

↑ normált max irányban 1

$$h_e = \frac{1}{I(0)} \int_{-l}^l I(z) dz$$

↑
 mindig állandó $I(z)$ folyton (átlagérték)

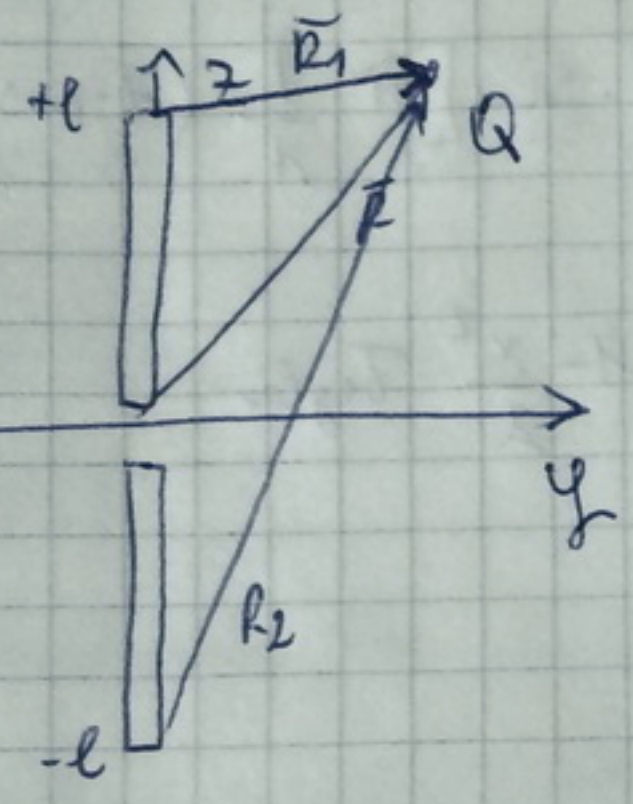
POLAR KOORDINÁTÁS LEÍRÁS CB-ben

dipólra: $h_e = \frac{\lambda}{\pi} \cdot \frac{1 - \cos \beta l}{\sin \beta l}$

$\frac{\lambda}{2}$ antenna effektív hossza $\rightarrow \left(\frac{\lambda}{\pi}\right) \sim 64\%$

Levőantennára ugyanez a reciprocitás miatt.

Lineáris antenna közelítése:



$$E_z(Q) = -j \cdot 30 I_m \cdot \left(\frac{e^{-j\beta r_1}}{r_1} + \frac{e^{-j\beta r_2}}{r_2} - 2 \cos(\beta l) \cdot \frac{e^{-j\beta R}}{R} \right)$$

$E_y(Q) = \text{hosszú}$

$$= j \frac{30 I_m}{\sqrt{}} \left((z-l) \frac{e^{-j\beta r_1}}{r_1} + (z+l) \frac{e^{-j\beta r_2}}{r_2} - 2 \cos(\beta l) \cdot z \cdot \frac{e^{-j\beta R}}{R} \right)$$

monopól
314 m
540 kHz

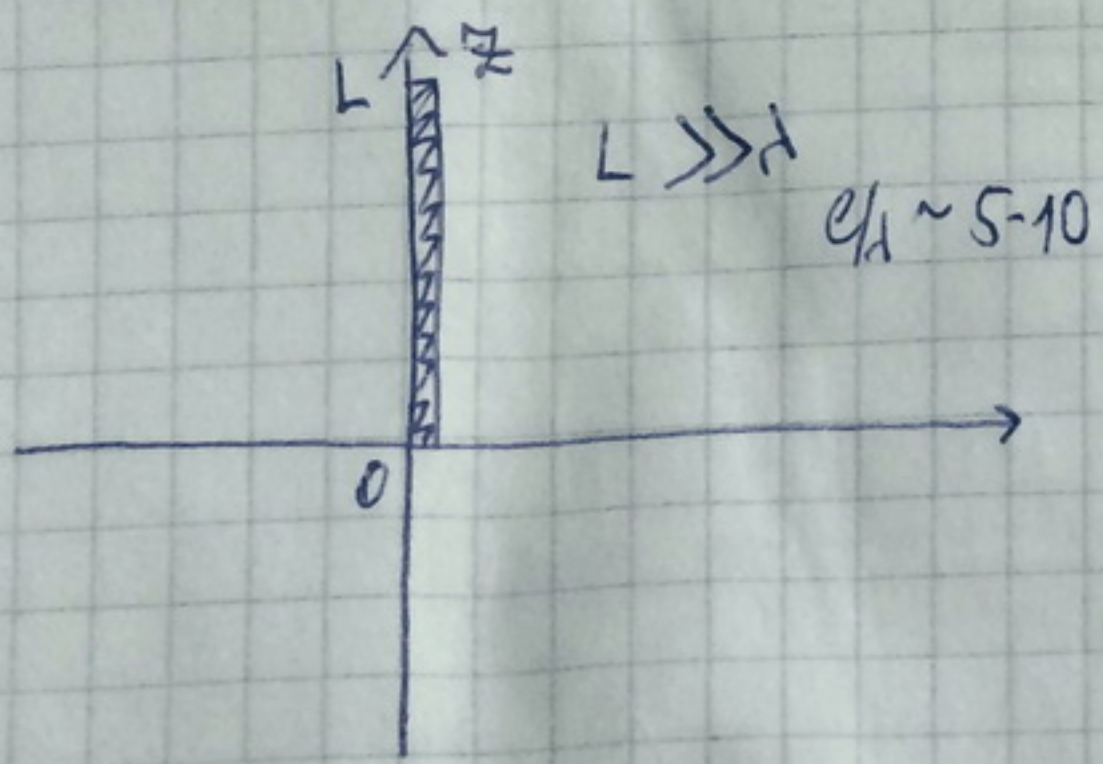
$z=0$ -ban!

$E_z = 33,6 \text{ V/m}$

20 V/m felett erősen veszélyes

nem veszélyes térférség 3 V/m

Egyszerű haladó hullámmű antenna:



$I(z) = I_0 \cdot e^{j\omega t - \gamma z}$

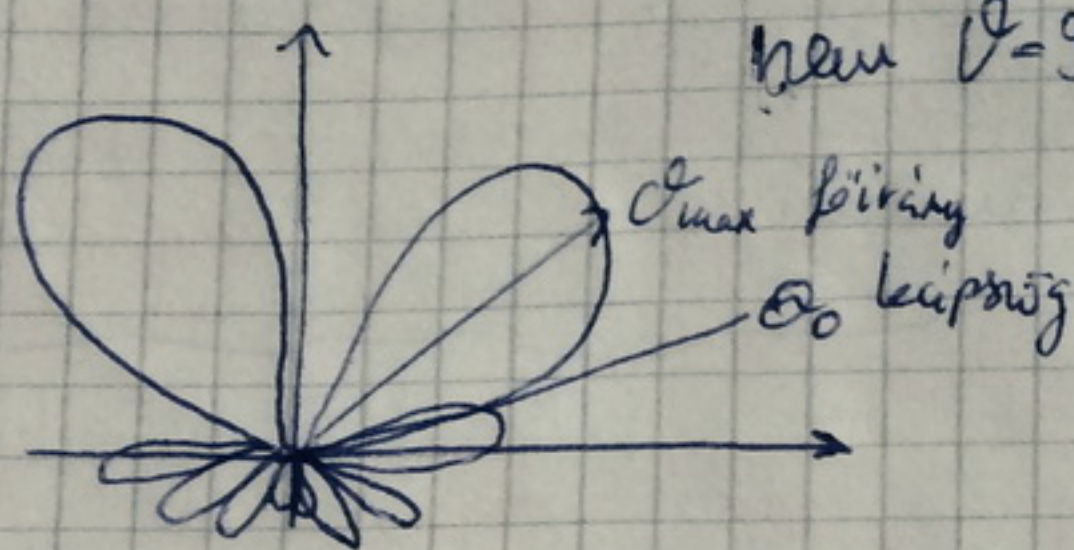
lezárjuk az antennát

$\gamma = \alpha + j\beta$

ha $\alpha=0 \rightarrow$

$$E_\theta = j \frac{60\pi}{\lambda} \cdot \frac{e^{-j\beta r}}{r} \cdot \sin \theta \cdot \int_0^L I(z) \cdot e^{j\beta z \cos \theta} dz \cdot e^{j\omega t}$$

$$\vec{E}_e = j \frac{60 \Gamma}{r} \cdot I(0) \cdot \frac{e^{-j\beta r}}{r} \cdot \sin \vartheta \cdot \frac{e^{j(\beta \cdot \cos \vartheta) - \frac{\pi}{2}}}{j\beta \cdot \cos \vartheta - \frac{\pi}{2}} \cdot e^{j\omega t}$$

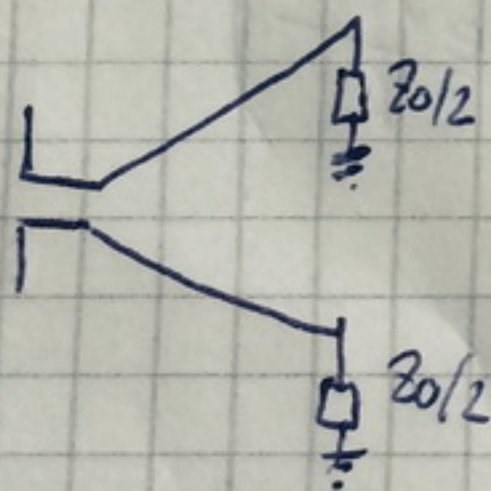


$$|E_e| = \frac{60 I_0}{r} \cdot \frac{\sin \vartheta}{1 - \cos \vartheta} \cdot \sin \left[\pi \cdot \frac{L}{\lambda} (1 - \cos \vartheta) \right]$$

$$\cos \vartheta_{\max} = 1 - \frac{\lambda}{2L} \leadsto \cos x = 1 - \frac{x^2}{2} \text{ Taylor}$$

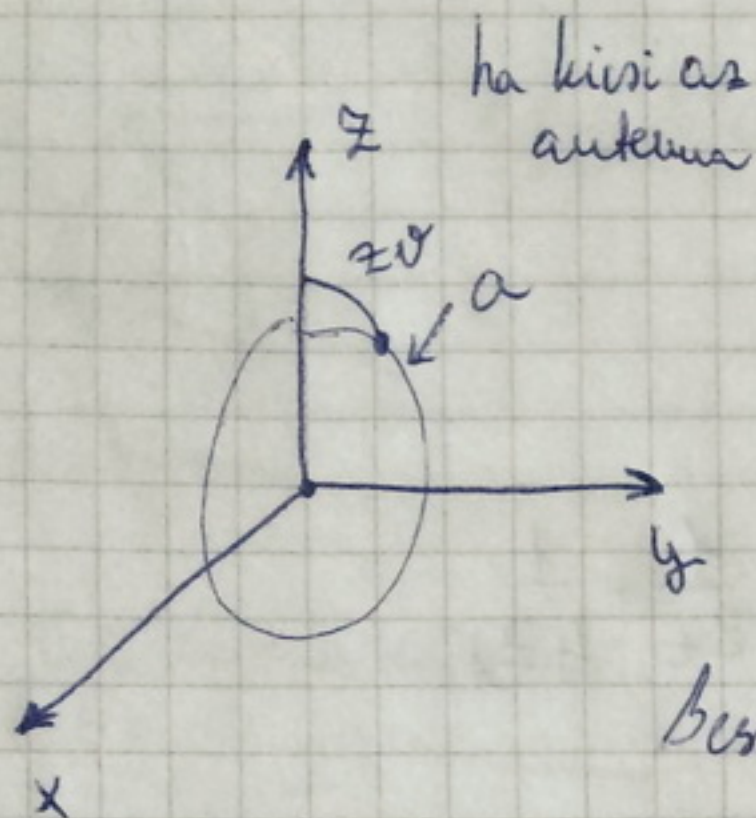
$$\vartheta_{\max} \approx \sqrt{\frac{\lambda}{L}}$$

$$\text{null hely} = \vartheta_0 = \sqrt{2 \frac{\lambda}{L}}$$



esetleg rombusz antenna
összerakva 2 ízlen

6. előadás



$$\vec{E}_\varphi = -j\omega\mu_0 \cdot \frac{a \cdot I_0}{2} \cdot \frac{e^{-j\beta r}}{r} \cdot J_1(u)$$

$$u = \beta \cdot a \cdot \sin(\psi)$$

Bessel fű-ek.

leőrelők's

ha $a \ll \lambda \rightarrow \vec{u} \rightarrow \vec{E}_\varphi = -j\omega\mu_0 \cdot \frac{a \cdot I_0}{2} \cdot \frac{e^{-j\beta r}}{r} \cdot \frac{\beta \cdot a \cdot \sin(\psi)}{2}$

azért Az $\vec{E}$ és a $\vec{H}$ helyet cserél a Hertz dipólushoz képest
dualitás!

a hertantenna tere és a Hertz-dipól tere egymás dualisa.

kicsi köráram merről $\leftrightarrow$ minnyosan pulzáló mágneses ~~ter~~ dipólus

$$\vec{E}_\varphi = -j \left(\frac{\pi \cdot a}{\lambda} \right)^2 \cdot \eta_0 \cdot I_0 \cdot \frac{e^{-j\beta r}}{r} \cdot \sin(\psi)$$

$\downarrow$
 Z_0

Sugárzási ellenállás:

$$R_s = 20\pi^2 \cdot (\beta \cdot a)^4$$

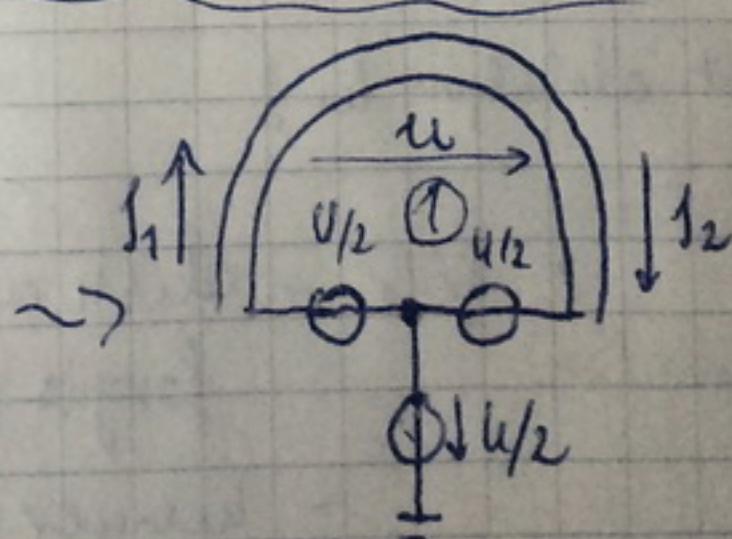
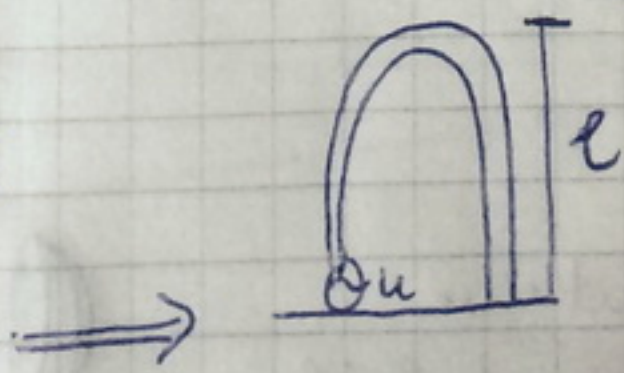
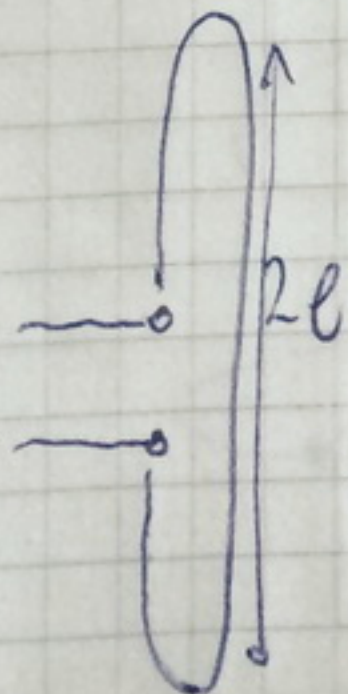
Paputing
vektorok
még
2 tárolásra
-ben.

Hertantenna: áramdomináns tér

Hertz-dipól : feszültség-domináns tér

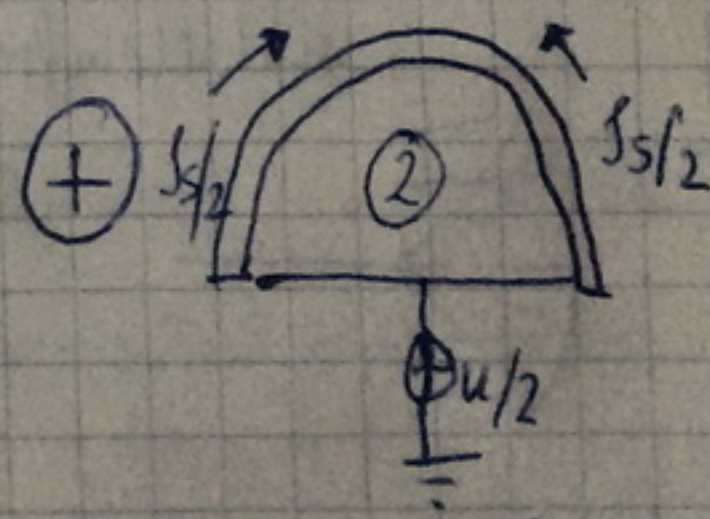
nővelhető a sug. ell.
több ~~teljes~~ segítőjével
vevett

Hajlított dipól



aszimmetrikus
táplálás

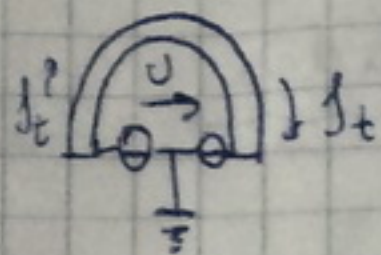
(egyik 0 másik vezes potenciál)



rővidre zárt
táplálás

= szimmetrikus
táplálás
miatt

② $I_s = \frac{U/2}{Z_A} = \frac{U}{2 \cdot Z_A}$
 bemeneti
 impedancia



$$I_t = \frac{U}{Z_t} = \frac{U}{j 20 \tan(\beta l)}$$

$$I_1 = I_t + \frac{I_s}{2} = \frac{U}{Z_t} + \frac{U}{4 Z_A}$$

$$I_2 = I_t - \frac{I_s}{2}$$

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

$$l = \frac{\lambda}{4} \text{ esetén}$$

$$Z_{be} = 4 Z_A \approx \underline{\underline{280 \Omega}}$$

az antenna kábel nullaimpedanciája 300Ω volt, ehhez illesztett a hajlított dipól.



lehet az impedanciát változtatni!
 azaz, hogy kóva osztályozzuk!

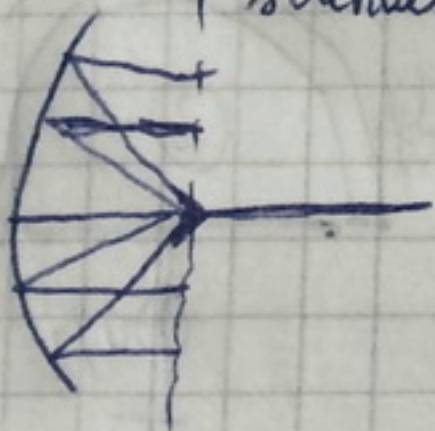
Apertúra

antennák

reflektor, lencse, töltés

1) Reflektor antennák:

síkhullámfront alakuljon ki!



2 félé - dish antenna
 forgás paraboloid

- henger paraboloid



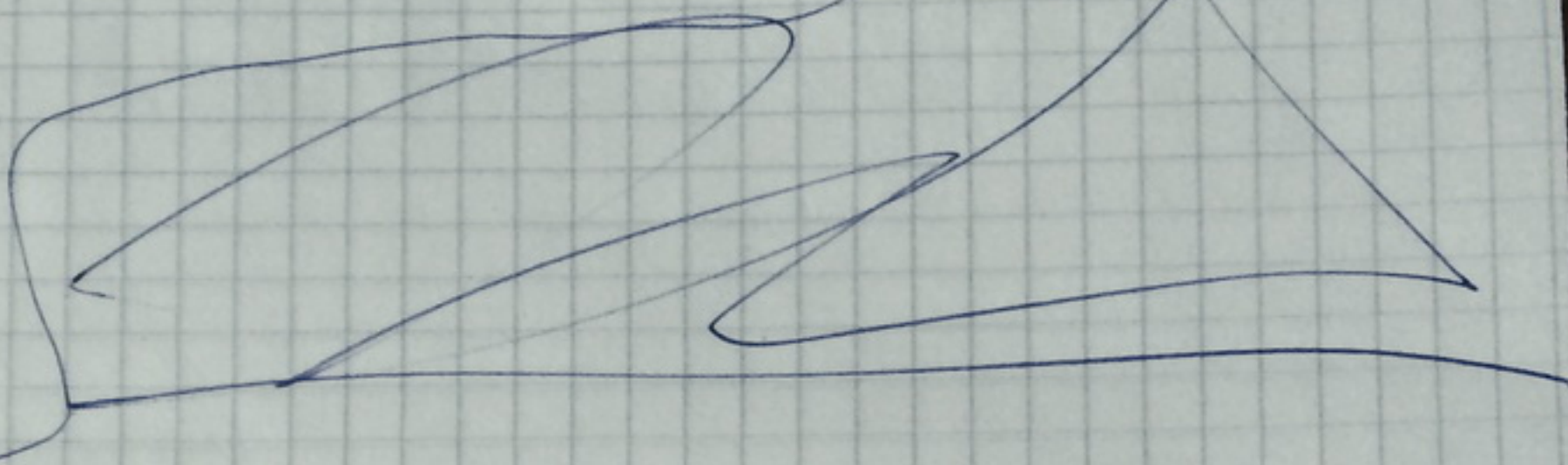
henger nyíláb!
 cső tápvonal

Egyszerű, többszörös rendszerek!



Cassegrain reflektor

Egyszerűsebb teret lehet vele hűteni



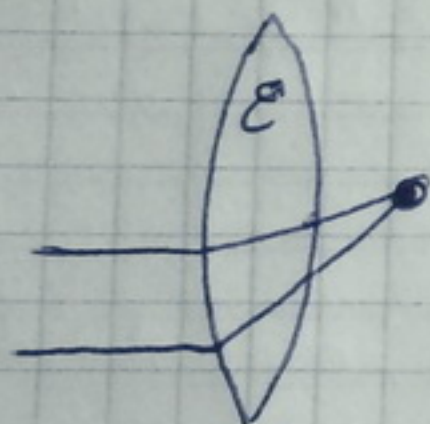
Offset-antenna



antenna felülete nincs távolva ✓
polarizációs problémák X

H-V polarizációs irány nemlik

Leucse antennák:



lehet $d/2$ -es vastagságot betenni (koncentrikus gyűrűk)

lehet fémleucse:



polarizáció !!

TE₁₀ csőtápronal!

$$\frac{d}{2} \leq a \leq d$$

$$d_g = \frac{d_0}{\sqrt{1 - \left(\frac{d_0}{2a}\right)^2}}$$

$$d_g = \frac{d_0}{\sqrt{\epsilon'}}$$

homogén leucse

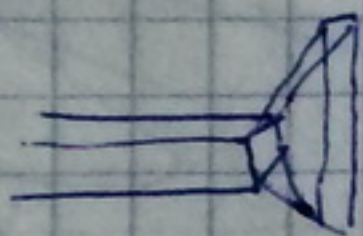
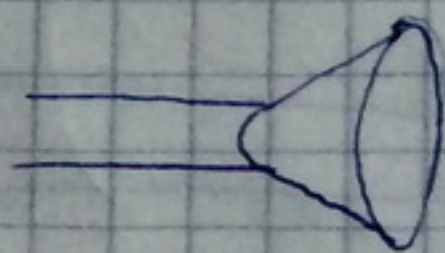
neem használják reflektornak
de hullámfront javításra jó!

kis antennáknál használják
(tárcsák)

7. előadás

apertura: nyílás, amelyen EM áramlik át.

Tölcsér antenna: transzformátor a csőtápvonal és a szabótekér között.



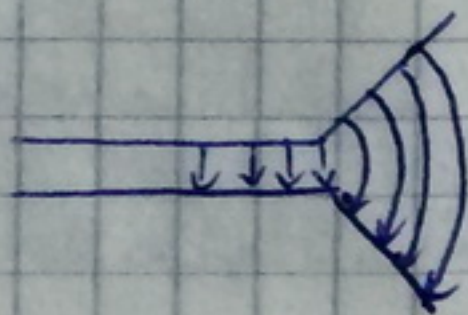
E-síkú antenna

vagy



H-síkú antenna

hátránya:



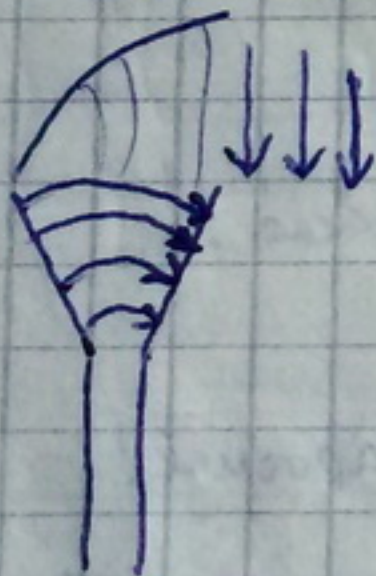
fizikai hiba van (nem síkhullámfront van!)

javítás: dielektrikus lecsiszolással!

inkább kiterjedés...

reflektor antennák primer sugárzóinak használják leggyakrabban.

Tölcsér paraboloíd:



300 MHz és 36 GHz között!

szekszor használható

le van fedve miniatűr ~~hullám~~ ponttal

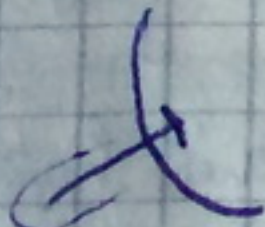
előre-hátra viszonyára jó ~ 60-65 dB

(szél-effektus)
peremeken

point-point
összehajtogatás

jó a keresztpol. csillapítás: 35-40 dB

előre-hátra nyírást okoz!

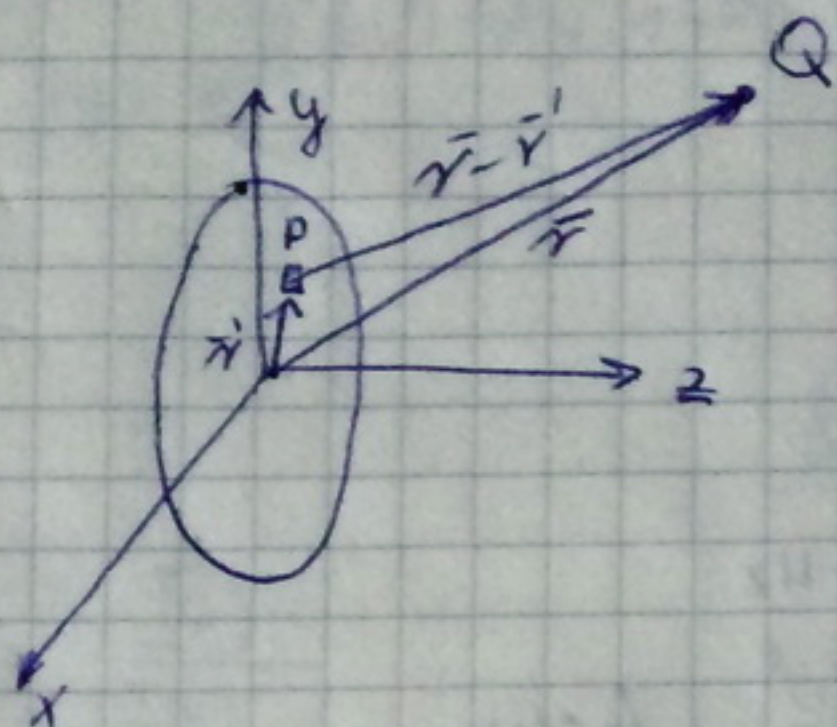


3-4 K

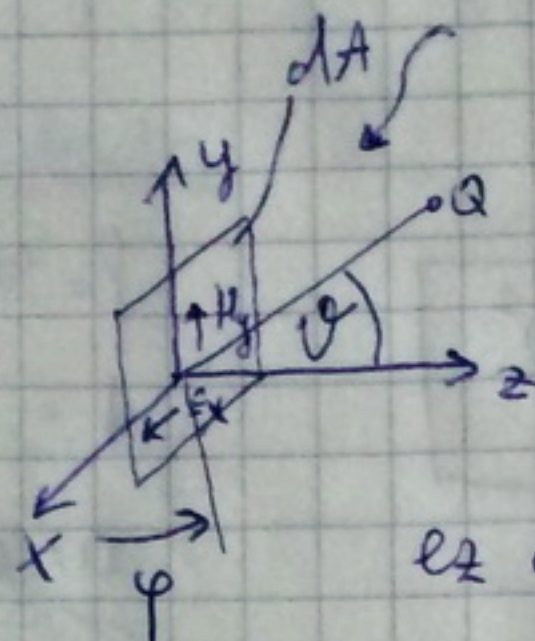
300 K

hátsó sugárzás nagyobb!!

apertura távolteret:



egy kis "P" felületelem
az E, H eloszlás helye!



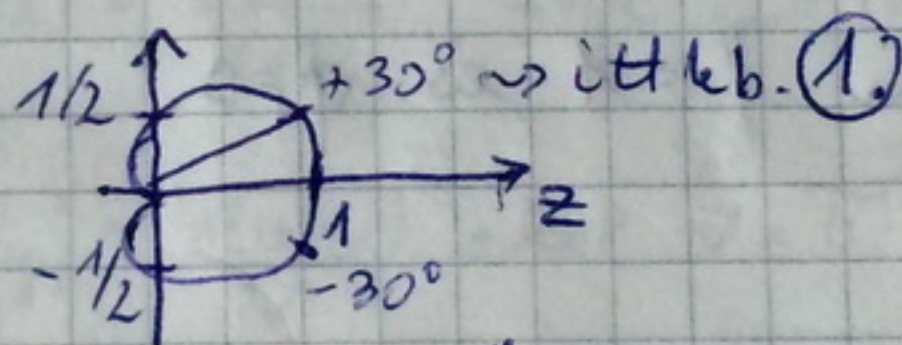
$$E \sim H$$

ez egy Huygens-felület!

$$dE_\varphi = E_x \cdot \frac{dA}{r} \cdot e^{-j\beta r} \cdot \frac{1 + \cos\theta}{2} \cdot \cos\varphi$$

$$dE_\psi = E_x \cdot \frac{dA}{r} \cdot e^{-j\beta r} \cdot \frac{1 + \cos\theta}{2} \cdot \sin\varphi$$

$$|dE| = E_x \cdot \frac{dA}{r} \cdot e^{-j\beta r} \cdot \left(\frac{1 + \cos\theta}{2} \right)$$



$$dE = E_x \cdot \frac{dA}{r} \cdot \frac{e^{-j\beta|\vec{r}-\vec{r}'|}}{|\vec{r}-\vec{r}'|}$$

$$E(\vec{r}) = \frac{1}{r} \cdot \iint_{A'} E(\vec{r}') \cdot \frac{e^{-j\beta|\vec{r}-\vec{r}'|}}{|\vec{r}-\vec{r}'|} dA$$

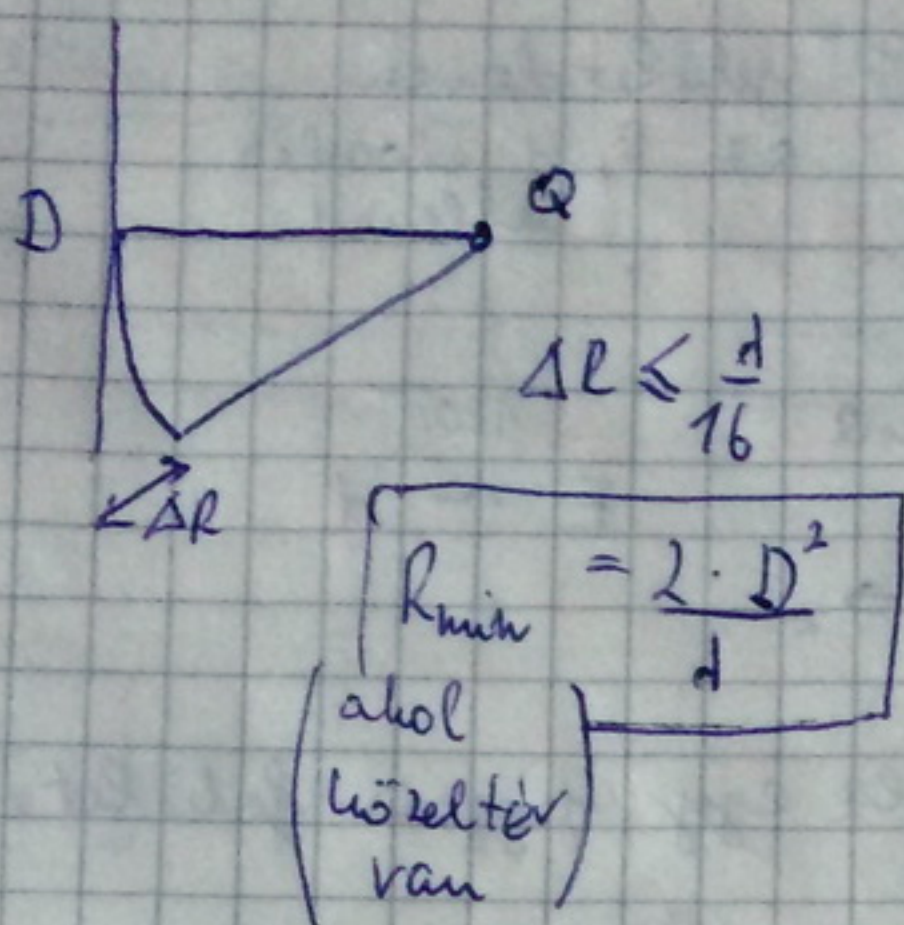
távteretben $\rightarrow$

$$E(\underline{r}) = \frac{e^{-j\beta r}}{r} \cdot \iint_{A'} E(\vec{r}') \cdot e^{+j\beta \vec{r}' \cdot \underline{\hat{r}}} dA'$$

Fraunhofer zónában ezzel lehet számolni

Körelterben: Fresnel-zóna

- sok es heves interferencia



$$f = 7.5 \text{ GHz}$$

$$d = \frac{3 \cdot 10^8}{7.5 \cdot 10^9} = 4 \text{ cm}$$

$$D = 4 \text{ m}$$

$$r_{\min} \rightarrow 800 \text{ m} !$$

Amplitudó és fázis-eloszlás függvény (használt értékek)

$$E(\vec{r}') = E_0 \cdot f_0(\vec{r}') \cdot e^{j\phi(\vec{r}')}$$

ideális, ha $f_0 = 1$ és $\phi = 0$
apertúra

Négy szögletes apertúra:

$$\vec{r} = x \cdot \vec{e}_x + y \cdot \vec{e}_y$$

$$\vec{e}_r = \sin \vartheta \cos \varphi \vec{e}_x + \sin \vartheta \sin \varphi \vec{e}_y + \cos \vartheta \vec{e}_z$$

$$E(\vec{r}) = \frac{E_0 \cdot e^{-j\beta r}}{r} \cdot \iint f(x', y') \cdot e^{j\phi(x', y')} \cdot e^{j\beta(x' \sin \vartheta \cos \varphi + y' \sin \vartheta \sin \varphi)} dA$$

$$\oplus f(x', y') = f(x') \cdot f(y')$$

$$\phi(x', y') = \phi(x') + \phi(y')$$

$\Downarrow$

külön integrálható!

$$I_x = \int_a^b f(x') e^{j[\phi(x') + \beta x' \sin \vartheta \cos \varphi]} dx'$$

$$I_y = \int_{b'}^{b''} f(y') e^{j[\phi(y') + \beta y' \sin \vartheta \sin \varphi]} dy'$$

(I elonk!) ~~(I elonk!)~~

X-Z síkban ~~(φ=0)~~ (φ=0)

$I_y = \text{konstans!}$ ($\sin \varphi = 0$)

$I_x = \text{csak } \vartheta \text{ függ}$
($\cos \varphi = 1$)

8. előadás

$$H(\vartheta_x) = \frac{I(x')}{I(x')_{\max}}$$

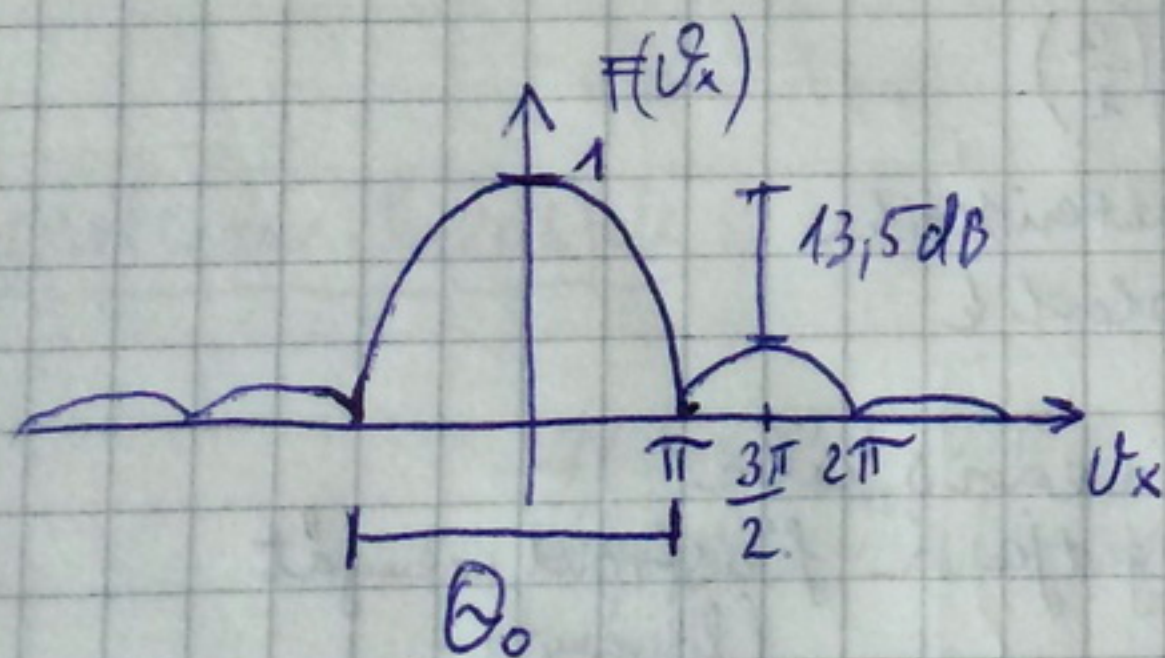
irány karakterisztika

feladat: apertura, ideális

$$f(r) = 1 \quad \phi = 0$$

$$I(x') = \int_{-a/2}^{a/2} 1 \cdot e^{j\beta x' \sin \vartheta} dx'$$

$$I(x')_{\max} = a$$



$$\frac{\theta_0}{2} \rightarrow \text{ha } u = \pi \rightarrow \sin \vartheta_0 = \frac{\lambda}{a}$$

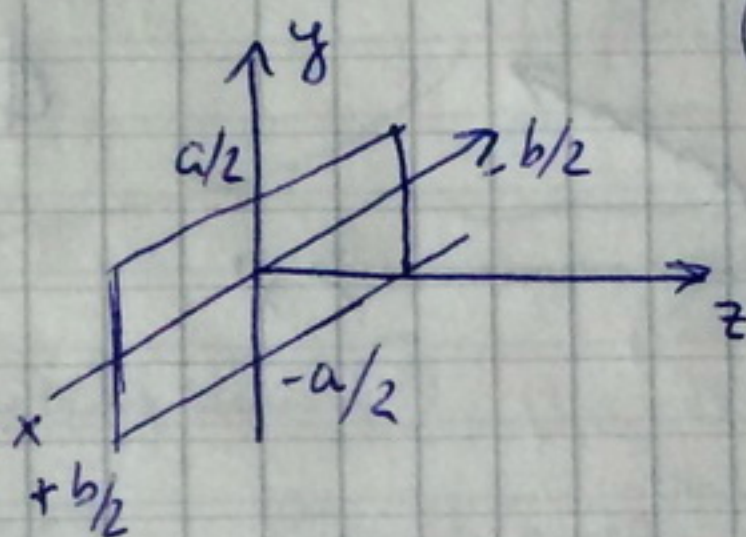
$$\text{ha } \frac{a}{\lambda} \geq 5 \text{ (nagy antenna)}$$

$$\theta_0 = 2 \cdot \frac{\lambda}{a} \text{ [radian]}$$

$$3\text{dB pont?} \rightarrow \sin \vartheta_{3\text{dB}} \Rightarrow$$

$$\theta_{3\text{dB}} = 0.886 \frac{\lambda}{a}$$

X-Y síkban
($\cos \varphi = 1$)



$$F(\vartheta_x) = \frac{\sin u}{u} \quad \text{ahol } u = \pi \cdot \frac{a}{\lambda} \cdot \vartheta_x$$

$$F(\vartheta_y) = \frac{\sin v}{v} \quad \text{ahol } v = \pi \cdot \frac{b}{\lambda} \cdot \vartheta_y$$

$(\sin(x)/x)$ ez egy Fourier transzformáció

megnőltetési fv. Fourier transzformáció az irány karakterisztika

$$R(x', y') \xrightarrow{F} F(\vartheta_x, \vartheta_y)$$

Pl: $f = 66 \text{ Hz}$ $d = 5 \text{ cm}$

$\frac{a}{\lambda} = 50$ $\frac{b}{\lambda} = 40$

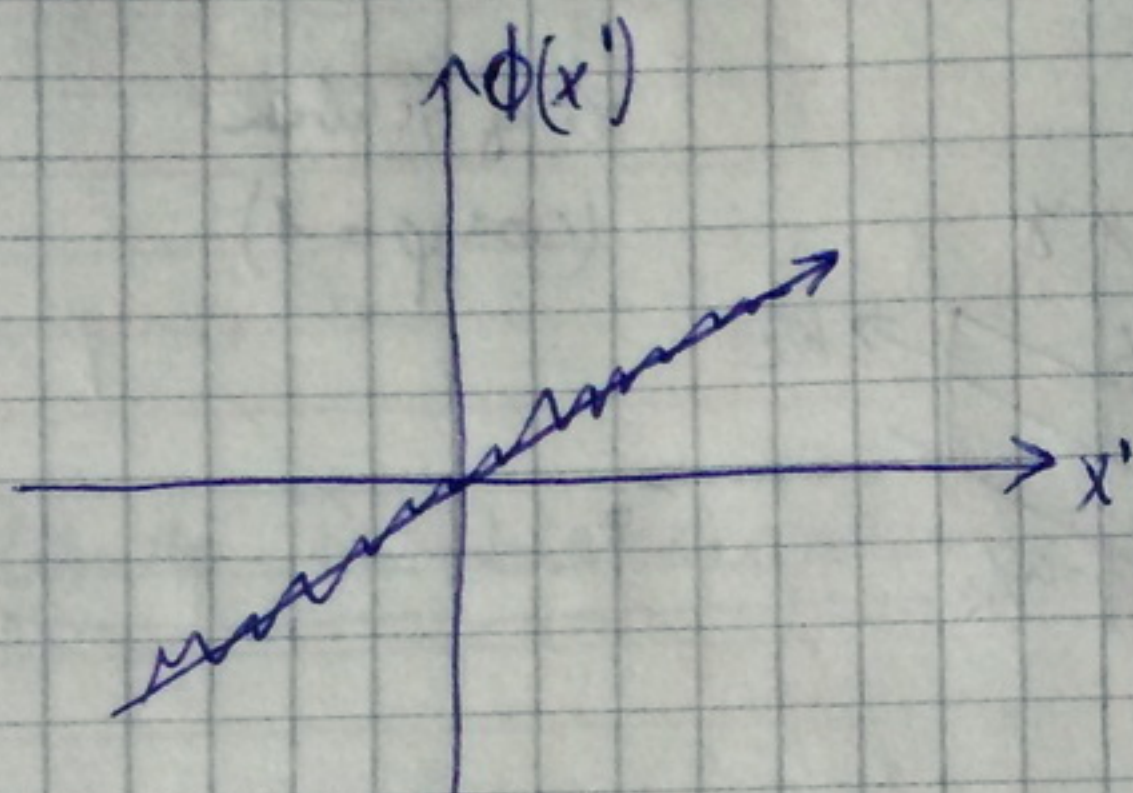
? feladat?

$\theta_{0a} = 2,3^\circ$ $\theta_{0b} = 2,88^\circ$

$\theta_{3\text{dB}a} = 1^\circ$ $\theta_{3\text{dB}b} = 1,27^\circ$

Fázis hibák:

véletlen és rendszeres fázishiba



$$\phi_s(x') = C_1(x') + C_2(x')^2 + C_3(x')^3$$

Taylor sor 3. főképig!

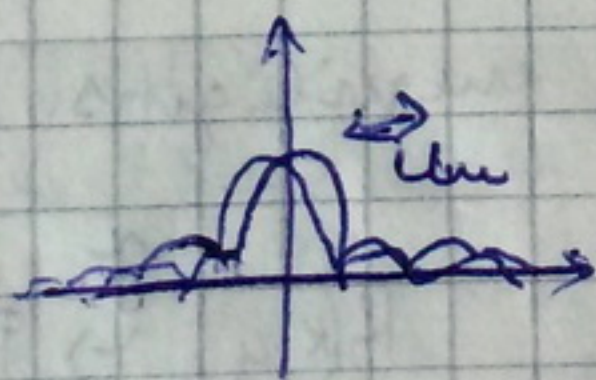
3-ad foku fázishibák is kelleneek !!

1. foku fázis-hiba: $F(u) = \frac{1}{2} \int_{-1}^1 f(x) \cdot e^{jC_1(\frac{a}{2})x} \cdot e^{jkx} dx$
(lineáris)

$\Rightarrow F(u - U_m)$

$U_m = C_1(\frac{a}{2})$

a karakterisztika eltolódik



a lineáris hiba elfergatja a fázisfront irányát (főirányt)

(csöválás) és használható!

$\sin U_m = \frac{C_1}{\beta}$

2. foku hiba: ellapul a karakterisztika, rossz lesz a mellékugrák elnyomása!
(szimmetrikusan)



3. felhő felírása: ugyanaz mint 2. felhő + az irányított vektor be.

Apertúra antenna nyeresége és hat. felülete:

$$G=0$$

nincs felírás $r' \vec{e}_r = 0$

lineáris polarizáció

$$G = \frac{S_{max}}{S_0}$$

$$S_{max} = \frac{|E_{max}|^2}{240\pi}$$

$$|E_{max}| = \frac{1}{\lambda \cdot r} \left| \iint \vec{E}(\vec{r}) dA \right|$$

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

$$G = \frac{4\pi}{\lambda^2} \cdot \frac{\left| \iint \vec{E}(\vec{r}) dA \right|^2}{\iint |\vec{E}(\vec{r})|^2 dA} = \frac{4\pi}{\lambda^2} \cdot \frac{\left| \iint f(\vec{r}) \cdot e^{j\phi(\vec{r})} dA \right|^2}{\iint |f(\vec{r})|^2 dA}$$

$$G = \frac{4\pi}{\lambda^2} \cdot A_h$$

ez mindig kisebb, mint ①

$$\eta = \frac{A_h}{A} \quad \eta \leq 1$$

Legjobb esetben a hatásos felület =
apertúra felület.

Körkörös antenna (Bessel-fü)

9. előadás

apertúra hatásfok:

$$\eta = \eta_{\text{apertúra}} \cdot \eta_{\text{MEG VILÁGÍTÁS}} \cdot \eta_{\text{BLOKKOLÁSI}} \cdot \eta_{\text{tülekedési felület}} \cdot \eta_p \cdot \eta_{\text{RADOM}}$$

primer
sugárzó

α felület
nem
tökéletesen
paraboloid

polarizációs
vektor hiba

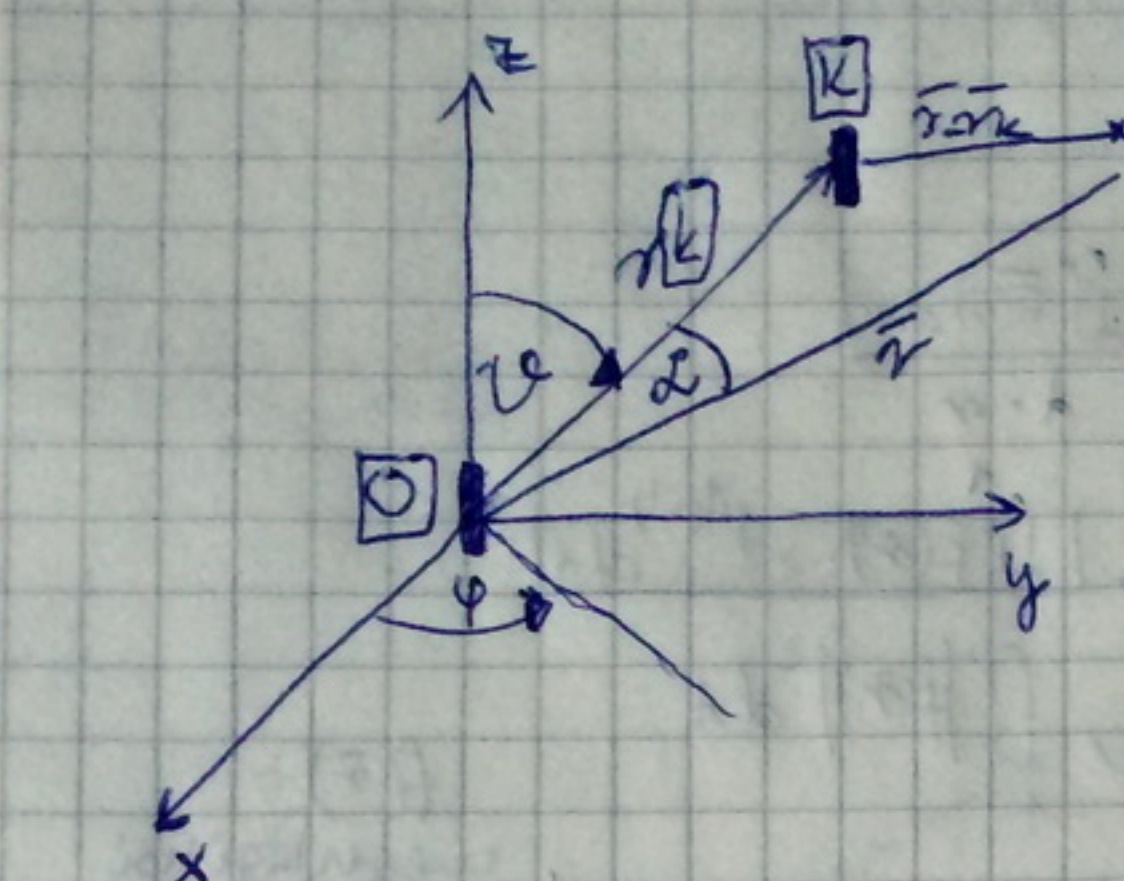
radar-t fedő
anyag hőz
vesztés

utolsó téma

követhetik

Antenna rendszerek

- több antennával együtt, azonos antennával!



- egyformán állnak
magyarul: mindegyik van Q pont.

1-re normált

$$\bar{E}_0(\vec{r}) = U_0 \cdot \bar{F}(\theta, \varphi) \cdot \frac{e^{-j\beta r}}{r}$$

$$U_0 = \sqrt{30 \cdot P_A \cdot G_A}$$

$$\bar{F}(\theta, \varphi) = F(\theta, \varphi) \cdot e^{j\phi(\theta, \varphi)} \cdot \bar{p}(\theta, \varphi)$$

$$\bar{E}_k(\vec{r}) = U_0 \cdot I_k \cdot \bar{F}(\theta, \varphi) \cdot \frac{e^{-j\beta(|\vec{r} - \vec{r}_k|)}}{|\vec{r} - \vec{r}_k|}$$

gerjesztés
amplitúdója

$\approx r$

menet
 $\approx r$ mert hisz
vélhetően
is elégséges!

$$\bar{E}_k(\vec{r}) \approx \underbrace{U_0 \cdot I_k \cdot \bar{F}(\theta, \varphi)}_{\bar{E}_0(\vec{r})} \cdot \frac{e^{-j\beta(\vec{r} - \vec{r}_k \cdot \vec{e}_r)}}{r}$$

$$\bar{E}_k(\vec{r}) \approx \bar{E}_0(\vec{r}) \cdot I_k \cdot e^{+j\beta \vec{r}_k \cdot \vec{e}_r}$$

n darab antenna:

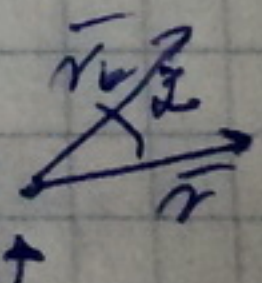
$$\bar{E}(\vec{r}) = \bar{E}_0(\vec{r}) \cdot \sum_{k=0}^{n-1} I_k \left(e^{j\beta \vec{r}_k \cdot \vec{e}_r} \right)$$

k darab, véges távolságra egymástól.

$$\Rightarrow \bar{E}(\vec{r}) \cdot F_i(\theta, \varphi)$$

||

$$F_i(\theta, \varphi) = \sum_{k=0}^{n-1} I_k \cdot e^{j\beta \vec{r}_k \cdot \cos(\alpha_k)}$$



$$\vec{e}_r \cdot \vec{e}_k \cdot \cos(\alpha_k) = \sin \theta \cdot \sin \theta_k \cdot \cos(\varphi - \varphi_k) + \cos \theta \cdot \cos \theta_k$$

$$j_k = |j_k| \cdot e^{j\delta_k}$$

$$\delta_k = -\beta \bar{r}_k \cos \alpha_{Mk} \sim \text{"futási idő"}$$

$\underbrace{\left(\frac{r_k}{c} \right)}_{\substack{\text{levegőben} \\ \text{terjedési idő}}} + \underbrace{\left(\frac{r_k}{c} \right)}_{\substack{\text{vezetékben} \\ \text{terjedési idő}}} = \frac{r_k}{c}$

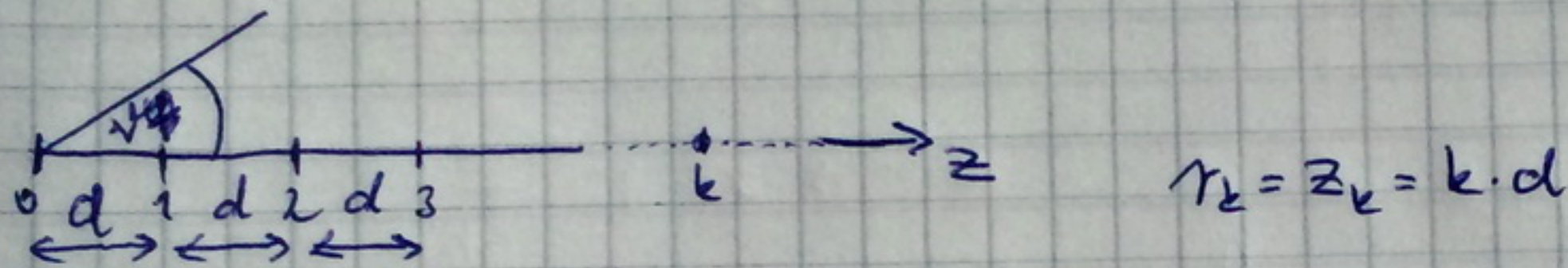
$$\bar{r}_k \cdot \bar{e}_M$$

$$F_i(\vartheta_M, \varphi_M) = \sum_{k=0}^{N-1} |j_k| \rightarrow \text{minimális összehajlítás}$$

(haladó hullámú táplálás)

Marcini
fogalmatlan

Ekvivalens antenna sor:



$$\text{arc } j_k - \text{arc } j_{k-1} = \delta \quad \text{arc}(0^\circ) \text{ kezdésnél}$$

$$\text{arc } j_k = k \cdot \delta$$

$$\vartheta_M \quad \delta = -\beta \cdot d \cdot \cos \vartheta_M$$

$$\left| \frac{\delta}{\beta \cdot d} \right| < 1 \quad \text{ kell!}$$

a lépések távolságát nem lehet
fénysebességnél gyorsabban megtenni.

(orrsugárzó)

$$\vartheta_M = 0^\circ \rightarrow \delta = -\beta d \quad \vartheta_M = 180^\circ \rightarrow \delta = \beta d$$

Sokszor egyszerűsítések!

Hullámterjedés

Nagy dajás

rádiósátorna

L_{bf} : basic-free space szabványi csillapítás, izotróp antennák között

$$L_{bf} = 20 \lg\left(\frac{4\pi R}{d}\right) \quad \text{szab. téri csillap. izotróp antennák között}$$

$$L_0 = 20 \lg\left(\frac{4\pi R}{d}\right) - G_T - G_R \quad \text{szab. téri csillap. nyereséges antennák között}$$

$$L_{sz} = L_0 + a_t \quad \text{szabványos csillapítás}$$

↑
közeg-többletcsillapítás

$$L_0 = 32,44 + 20 \lg(f) + 20 \lg(d) - (G_t + G_r)$$

(MHz) (km)

• atmoszféra felépítése

↳ troposféra : 0 - 10 km (majdnem az összes terjedés itt)

- törésmutató változása

(függvénye: T, p, e) → meteorológiai tényezők!

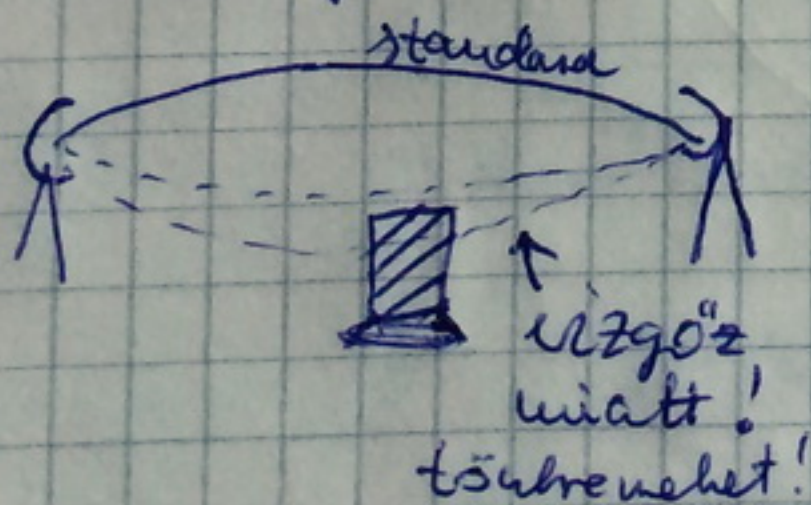
magasság! hőm. / vízgőz parciális nyomás

tudjuk $n(h)$ nagy átlagra

törésmutató

terjedési modell: $\frac{4}{3}$ földesugár!

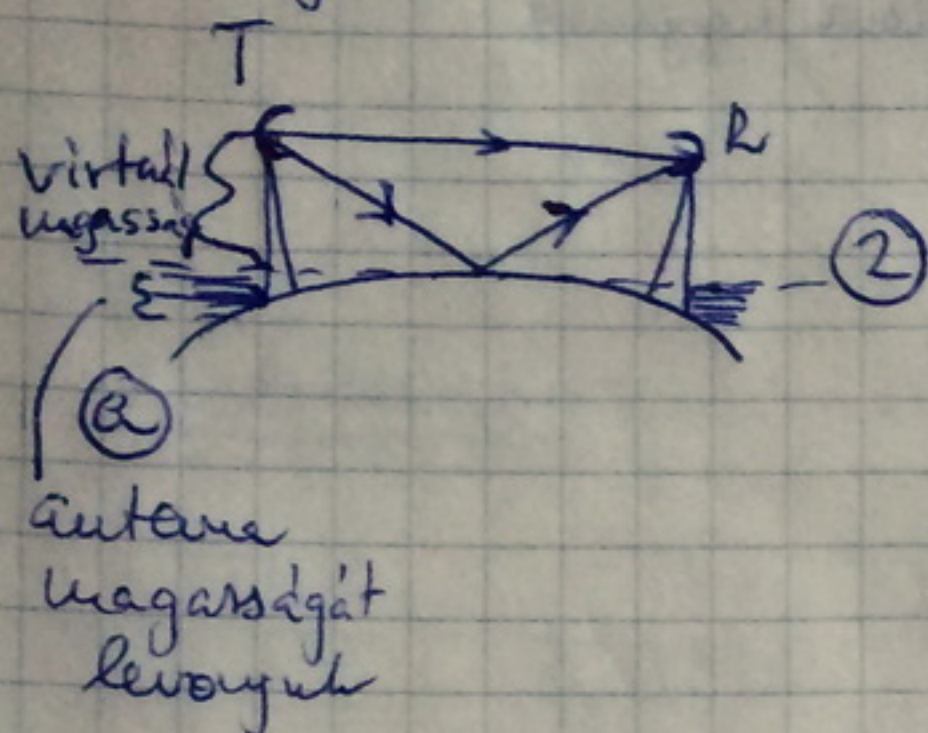
(arab öböl problémája) vízgőzök



↳ ionosféra refrakció a szabad elektronok miatt
40-50 km felett elhajlás!

diffракция: hengeres terelőanyag

$$f = 30 \text{ MHz} - 3 \text{ GHz}$$

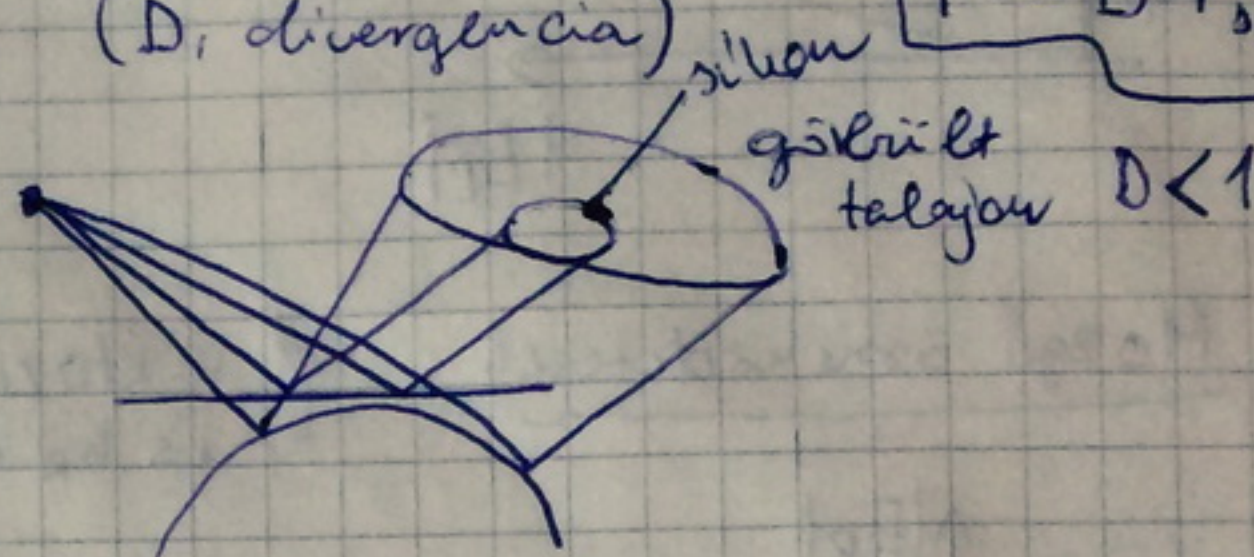


1) reflexió sík talajon történik

$$\Gamma, \Pi$$

a) reflexió görbült talajon
(D, divergencia)

$$\Gamma = D \cdot \Gamma_{\text{sík}}$$

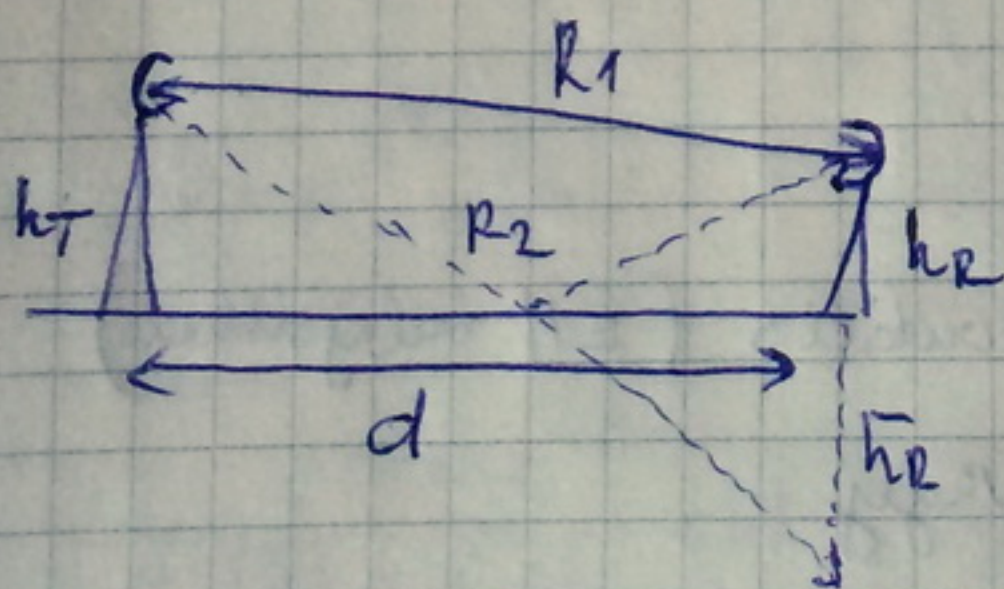


2) kétutas terjedés sík talaj fölött álló antennákra.

a) sík alatti antenna magasságát levágnak.

(geometriából számítható)

kétutas sík föld felett



$$d \gg h_T, h_R$$

$$R_1 = \sqrt{d^2 + (h_T - h_R)^2} \text{ direkt}$$

$$R_2 = \sqrt{d^2 + (h_T + h_R)^2} \text{ reflektált}$$

$$\Delta = R_2 - R_1$$

$$R_1 = d \cdot \sqrt{1 + \left(\frac{h_T - h_R}{d}\right)^2} \stackrel{\text{Taylor}}{\approx} d \left[1 + \frac{1}{2} \left(\frac{h_T - h_R}{d}\right)^2 \right]$$

$$E_R = E_d + E_r \approx E_0 + \Gamma \cdot E_0 \cdot e^{-j\beta \Delta}$$

$\frac{1}{R_1}$ $\frac{1}{R_2}$ neglect

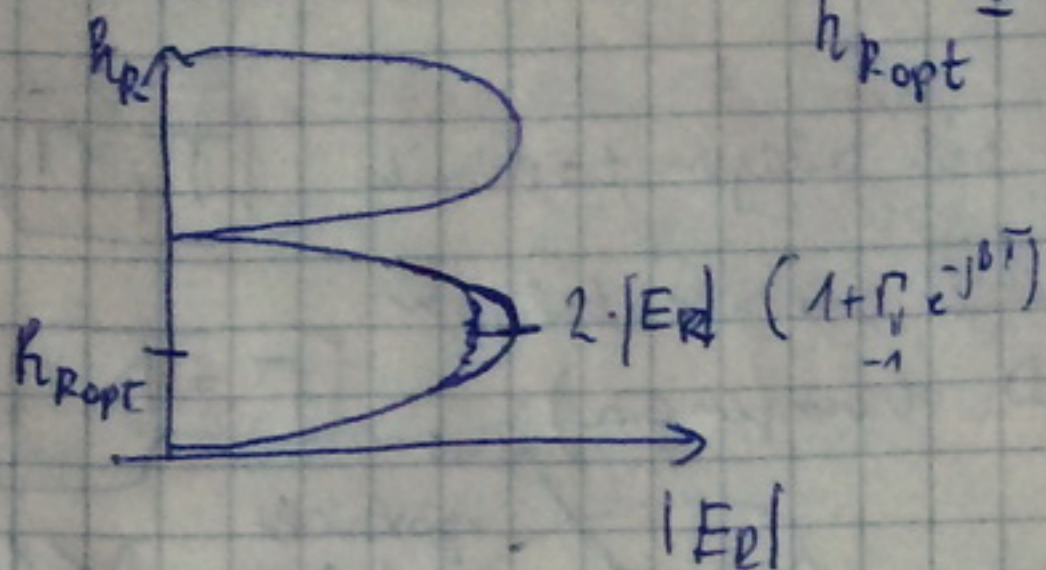
$$E_R \approx \left[1 + \Gamma \cdot e^{-j\beta \Delta} \right]$$

$\Gamma = -1$

1) Állandó helyű ök.

$d = \text{állandó}$

h_T is

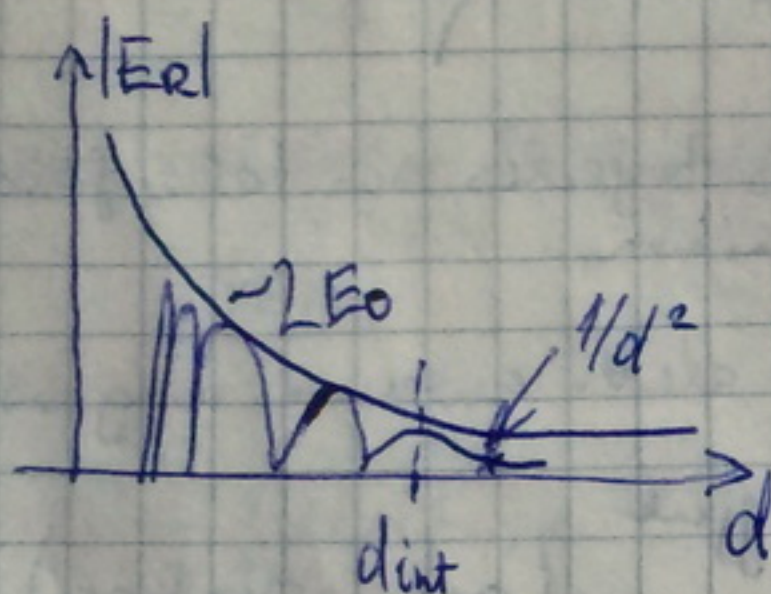


$$h_{Ropt} = \frac{d \cdot d}{4 h_T}$$

időben késik a jel
de a fázisuk egyezik

2) Mozgó összehatások:

d változik
 h_T és h_R állandó



$$d_{int} = \frac{4 h_T h_R}{\lambda}$$

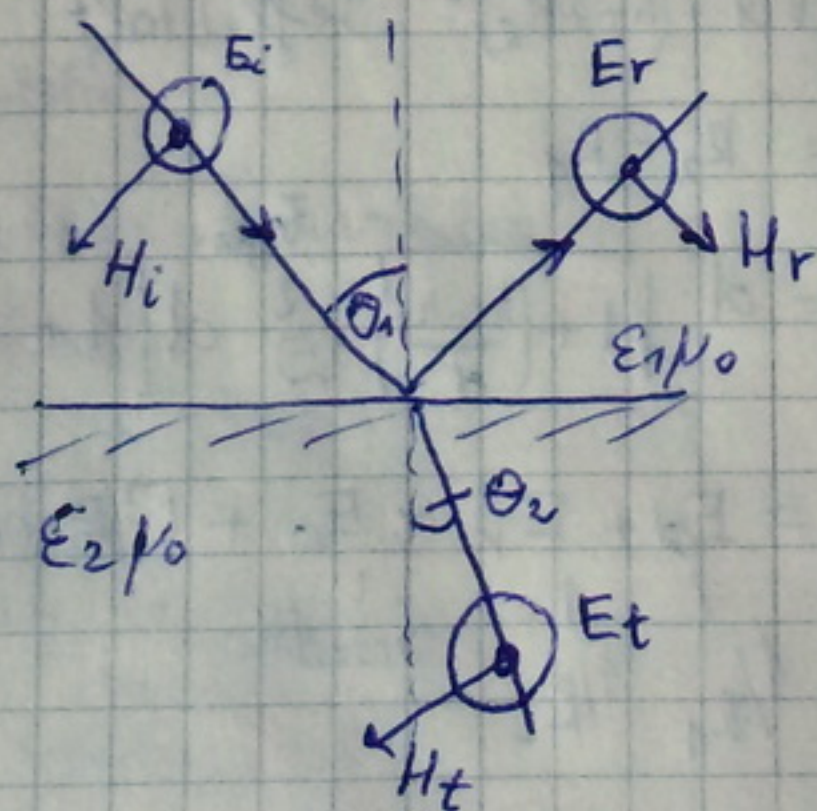
$$|E_r| \sim \frac{1}{d^2}$$

az interferencia
zónák körül

$$|P_r| \sim \frac{1}{d^4}$$

d_{int} -en
körül

Talajreflexió:



Horizontális ($E \parallel$ talajszíkkal)

vagy

(Vertikális)

$$\Gamma^H = \frac{E_r}{E_i}$$

horizontális
talajreflexió

$$T^H = \frac{E_t}{E_i}$$

Síkhullámok: $H_i = E_i \cdot \sqrt{\frac{\epsilon_1}{\mu_0}}$

$$H_t = E_t \cdot \sqrt{\frac{\epsilon_2}{\mu_0}}$$

$$E_i + E_r = E_t$$

$$(H_i - H_r) \cdot \cos \theta_1 = H_t \cdot \cos \theta_2$$

Snellius - Descartes: $\frac{\sin \theta_1}{\sin \theta_2} = \frac{\sqrt{\epsilon_2}}{\sqrt{\epsilon_1}} = \sqrt{\epsilon_r}$

$$\Gamma_H = \frac{\cos \theta_1 - \sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta_1}}{\cos \theta_1 + \sqrt{\epsilon_r + \sin^2 \theta_1}} = \frac{\sin \vartheta - \sqrt{\epsilon_r - \cos^2 \vartheta}}{\sin \vartheta + \sqrt{\epsilon_r + \cos^2 \vartheta}}$$

kiegészítő szög

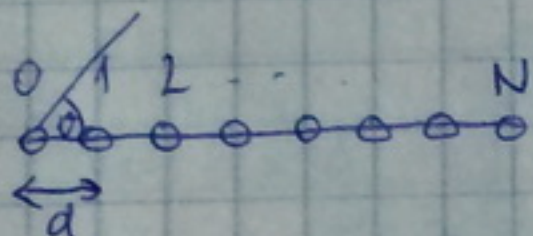


frekvenciafüggő (ϵ_r miatt)

11. előadás



antennasor



kiegészítő szög

$F_i(\vartheta)$:

k-dik antenna áramja: $I_k \cdot e^{jk\delta}$

progresszív gerjesztésű

kompozit szög

ϑ -ből $\rightarrow \Psi$ -be

$$\Psi = \delta + \beta d \cdot \cos \vartheta$$

$$\delta = -\beta \cdot d \cdot \cos \vartheta_m \quad (\text{főirányba sugároz})$$

ha $\vartheta_m = 0, 180^\circ \rightarrow$ orrsugárzó

ha $\vartheta_m = 90^\circ \rightarrow$ oldalsugárzó

$$F_i(\Psi) = \sum_k I_k e^{jk\Psi}$$

irány karakterisztika

$$\Psi(0) = \delta + \beta \cdot d$$

$$\Psi(90^\circ) = \delta$$

$$\Psi(180^\circ) = \delta - \beta \cdot d$$

180° $2 \cdot \beta d$ intervallum!

ha $\frac{1}{2}$ -nél kisebb $\Rightarrow$ kör

$$\bar{z} = e^{j\Psi} \quad (|z| = 1)$$

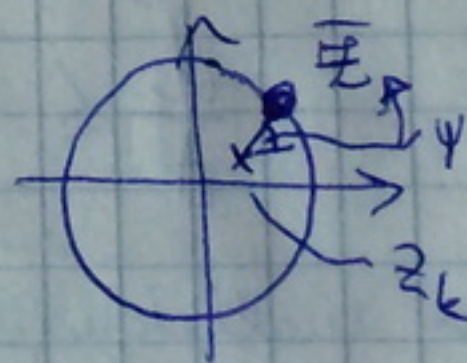
komplex
szám.

$$\sum_{k=0}^{N-1} I_k \cdot \bar{z}^k$$

$$F_i(\bar{z}) = \sum_{k=0}^{N-1} I_k (\bar{z})^k = \prod_{k=0}^{N-1} I_{N-1} (\bar{z} - \bar{z}_k)$$

körön
mely a láthatósági
tartományban!

gyökeket adjuk egy polinomnak!



ha z_k az egységkörön
van $\rightarrow$ lészirális van
0 hely van!

- ha a gyökök konjugáltak $\rightarrow$ együtt lehetnek valósak
- páratlan felosztás, valós együtt lehet $\rightarrow$ van valós gyök
- tükrösgyökök z_i és $\frac{1}{z_i^*}$ esete!
- főnyaláb a távoli gyökök közt jön létre.
mellényaláb a közeli gyökök közt jön létre.



$$F_i(\psi) \rightarrow F_i(\psi) \rightarrow F_i(\bar{z})$$

$e^{j\psi}$

ha egyszerű amplitúdók vannak: [együtt lehetnek egyszerűen]

$$F_i = 1 + \bar{z} + \bar{z}^2 + \dots + \bar{z}^{N-1} \Rightarrow \frac{\bar{z}^N - 1}{\bar{z} - 1} \Rightarrow \text{egységkörön vannak a gyökei!}$$

$\uparrow$
nagy
mértani
sor

$$\bar{z}_{0k} = e^{jk \frac{2\pi}{N}} \text{ ezek a z egységkörön lévő gyökök.}$$

$$F(1) = N$$

$$F_i(\bar{z}) = \bar{z}^{\frac{N-1}{2}} \cdot \frac{\bar{z}^{\frac{N}{2}} - \bar{z}^{-\frac{N}{2}}}{\bar{z}^{\frac{1}{2}} - \bar{z}^{-\frac{1}{2}}} \Rightarrow e^{j \frac{N-1}{2} \psi} \frac{\sin(N \frac{\psi}{2})}{\sin(\frac{\psi}{2})}$$

$$F_i(\psi) = \frac{\sin(N \cdot \frac{\psi}{2})}{N \cdot \sin(\frac{\psi}{2})}$$

normált

$$\psi \text{ kicsi} \rightarrow \frac{\sin x}{x} \rightarrow \text{mim}$$

$$\psi \text{ nagy} \rightarrow \frac{\sin x}{N} \rightarrow \text{hiperbola}$$

Megengedett elemtalálat:

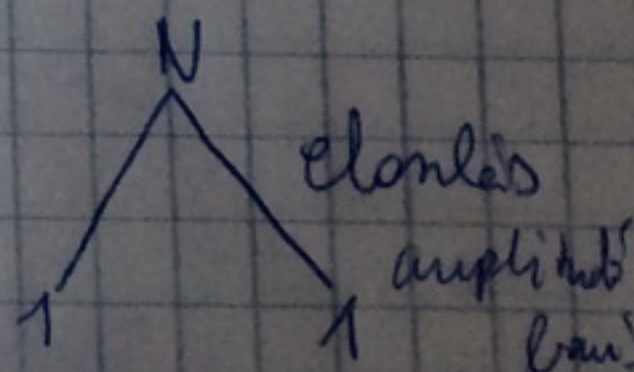
$$\frac{d}{\lambda} \leq \frac{N-1}{N} \cdot \frac{1}{1 + |\cos \theta_m|}$$

nem jó a mellényaláb elnyomása (13 dB)

(négyzetek emeltek, amplitúdókat változtatok)

$$F_i(\bar{z}) = 1 + 2\bar{z} + 3\bar{z}^2 + \dots + N \cdot \bar{z}^{N-1} + \dots + \bar{z}^{2N-2}$$

lehet az antenna!
nagy gerjesztés



tesztengelyben a melléknyaláb...

- nem egyenletes gerjesztés kell!

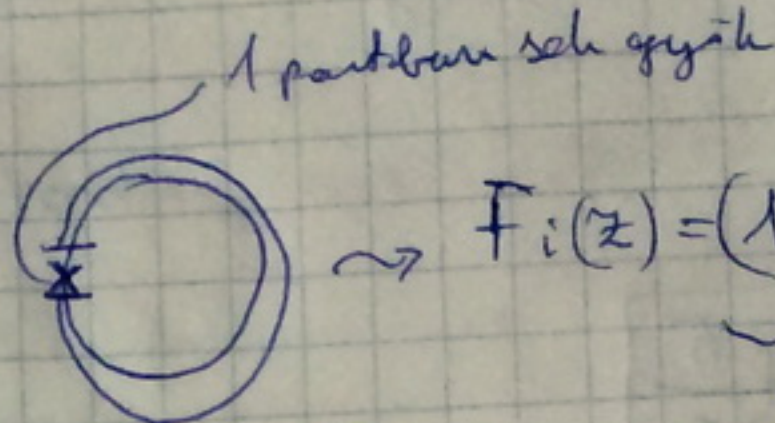
ha gyökös



a láthatósági kör nem látja a gyököket

$$\text{ha } d < \frac{n}{2}$$

$$\text{ha } d = \frac{n}{2}$$



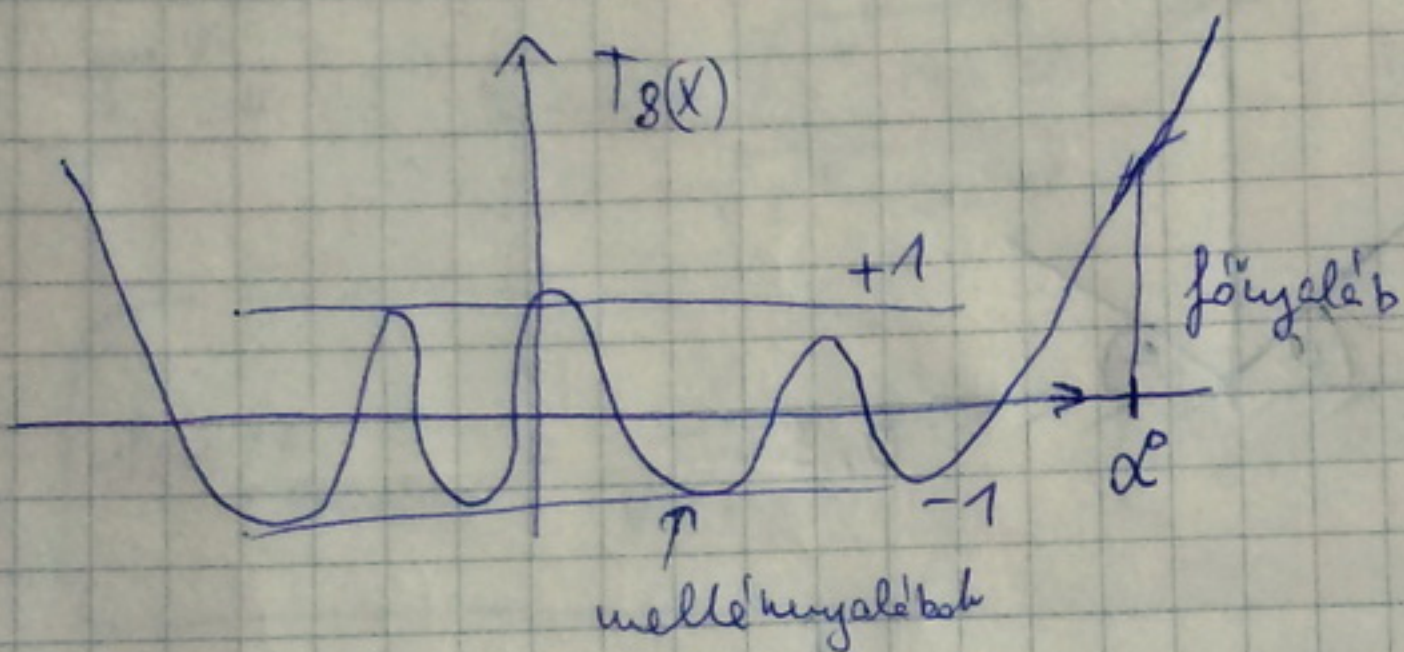
$$F_i(z) = (1 + \bar{z})^{N-1}$$

binomiális

sor

$\Rightarrow$ Pascal Δ

Egyenlő melléknyalábok: Chebyshev-polinomiok



Dolph:

Keresünk egy polinomot, és így lehet szintetizálni tetszőleges nyalábú antennát.

2014. március 30.

12. előadás

Komplex dielektromos állandó:

szinuszos áll. állgatra

ϵ_r relatív dielektromos állandó
 σ [S/m] vezetőképesség

$$\text{rot } \vec{H} = \vec{J} + j\omega \cdot \epsilon_0 \cdot \epsilon_r \cdot \vec{E}$$

$$\sigma \cdot \vec{E}$$

$$\text{rot } \vec{H} = \vec{E} \cdot (\sigma + j\omega \epsilon_0 \epsilon_r) =$$

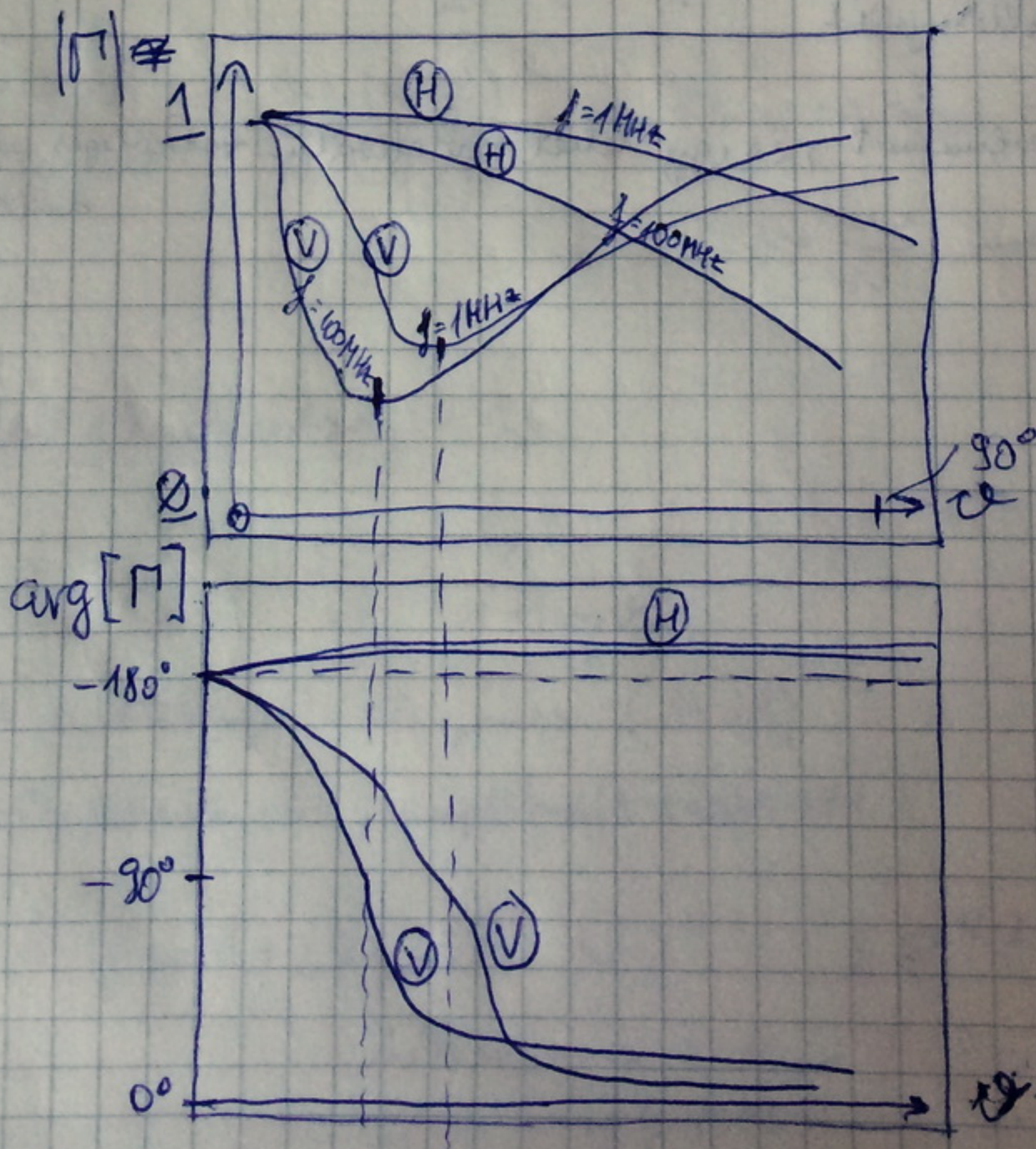
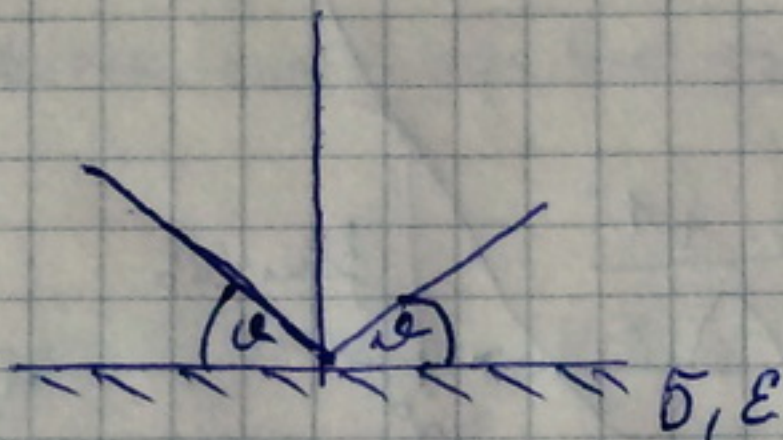
$$E j\omega \epsilon_0 \left(\frac{\sigma}{j\omega \epsilon_0} + \epsilon_r \right) =$$

$$\epsilon^* = \epsilon_r - \frac{j\sigma}{\omega \epsilon_0}$$

$$\tan \delta = \frac{\sigma}{\omega \cdot \epsilon_r}$$

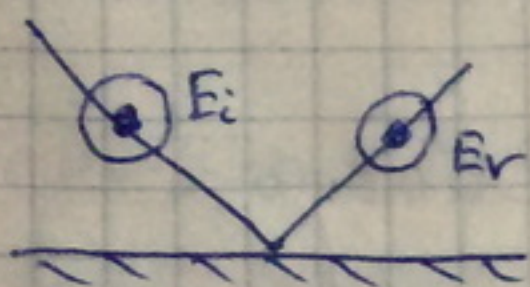
vesztési
a dielektromos
anyagok

$$\Gamma_H = \frac{\sin \vartheta - \sqrt{\epsilon^* - \cos^2 \vartheta}}{\sin \vartheta + \sqrt{\epsilon^* - \cos^2 \vartheta}} = \frac{\vec{E}^r}{\vec{E}_i}$$

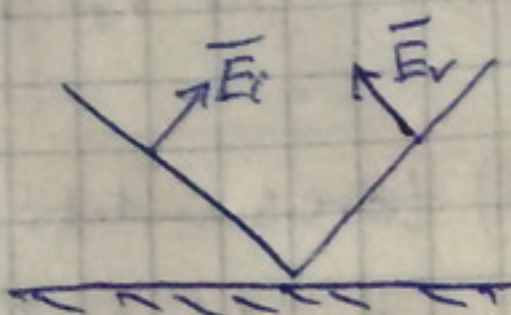


4 görbe, mert 2 polarizációs állapot van!

(H)



(V)



legnagyobb
ellenérték irányú

ha $\theta < 50^\circ$ $\Gamma \sim -1$ referencia irány miatt (-180°)

Brewster szög: $|\Gamma^V|$ min

$$\Gamma = 0 \text{ esetén } |\Gamma^V_{\theta_B}| = 0$$

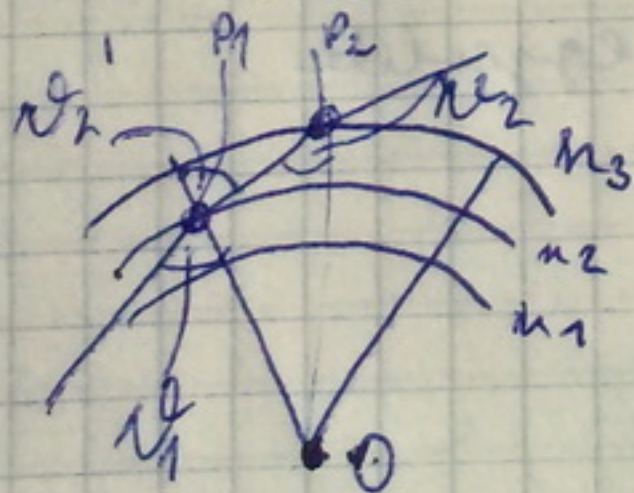
$$\Gamma^V = \frac{\epsilon^* \sin \theta - \sqrt{\epsilon^* - \cos^2 \theta}}{\epsilon^* \sin \theta + \sqrt{\epsilon^* - \cos^2 \theta}} = 0 \text{ ha } \epsilon^* \sin \theta = \sqrt{\epsilon^* - \cos^2 \theta} \rightarrow 1 = (1 + \epsilon^*) \cdot \sin^2 \theta_B$$

$$\sin \theta_{\text{Brewster}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \epsilon^*}}$$

$$\sin \theta_{\text{Brewster}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \epsilon^*}}$$

$$\tan(\theta_B) = \frac{1}{\sqrt{\epsilon^*}}$$

Széli atmoszféra: $\rightarrow (0-10 \text{ km})$ törésmutató változás (refrakció)



$$|\vec{P_1 O}| = r_1$$

$$|\vec{P_2 O}| = r_2$$

$$\frac{\sin \theta_2}{\sin \theta_2'} = \frac{r_1}{r_2}$$

Oh P_2 Δ -re szinusz tétel
szinusz tétel

$$\frac{\sin(\theta_2)}{\sin(\theta_2')} = \frac{r_1}{r_2}$$

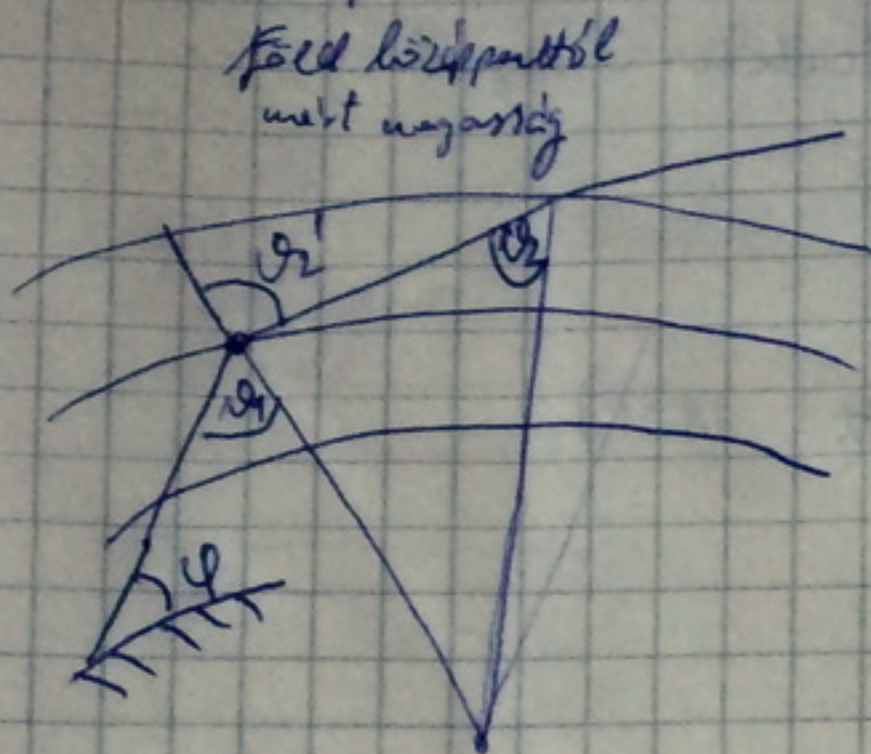
Snellius - Descartes

$$n_1 \cdot \sin \theta_1 = n_2 \cdot \sin \theta_2'$$

$$n_1 \cdot r_1 \cdot \sin \theta_1 = n_2 \cdot r_2 \cdot \sin \theta_2$$

$n(h)$ törésmutató magassághoz képest:

$$n(r) \cdot \frac{r}{R_0} \cdot \sin \varphi = n_1 \cdot r_1 \cdot \sin \theta_1 = n_2 \cdot r_2 \cdot \sin \theta_2 = \text{konstans}$$



1) törésmutató: 1,000300

$$n = N \cdot 10^{-6} \cdot 1$$

N : törésmutató indexe
 ≈ 300

2) $r = R_0 + h$

Föld sugár felületi magasság!

$$n(r) \cdot r \cdot \cos \varphi = \underbrace{(1 + N(h) \cdot 10^{-6})}_n \cdot \underbrace{(R_0 + h)}_r \cdot \cos \varphi = \text{konstans.}$$

Phonon: $\cos \varphi = 1 - \frac{\varphi^2}{2}$
 $h \ll R_0$

$$N \cdot 10^{-6} + \frac{h}{R_0} - \frac{\varphi^2}{2} = \text{konstans}$$

$\frac{\partial}{\partial h} \Rightarrow$ és $\frac{\partial N}{\partial h} = 0$ homogén közeg.

$\frac{1}{R_0} - \varphi \frac{\partial \varphi}{\partial h} = 0 \Rightarrow$ egyenes egyenlete

$\frac{1}{R_{\text{eff}}} - \varphi \frac{d\varphi}{dh} = \underbrace{\left(\frac{\partial N}{\partial h} 10^{-6} + \frac{1}{R_0} \right)}_{1/R_{\text{eff}}} - \varphi \frac{\partial \varphi}{\partial h} = 0$

~~Föld sugárterjedése~~

Föld sugárterjedése $\Rightarrow K = \frac{1}{N_0 \cdot \frac{2U}{\sigma h} 10^{-6} + 1} \approx \frac{4}{3} = 1.33$

laposabb a Föld
tovább terjednek!

Standard atmosféra $\Rightarrow \Delta N_{1km} = -40$
Tengermint $\sim 315 (N_0)$

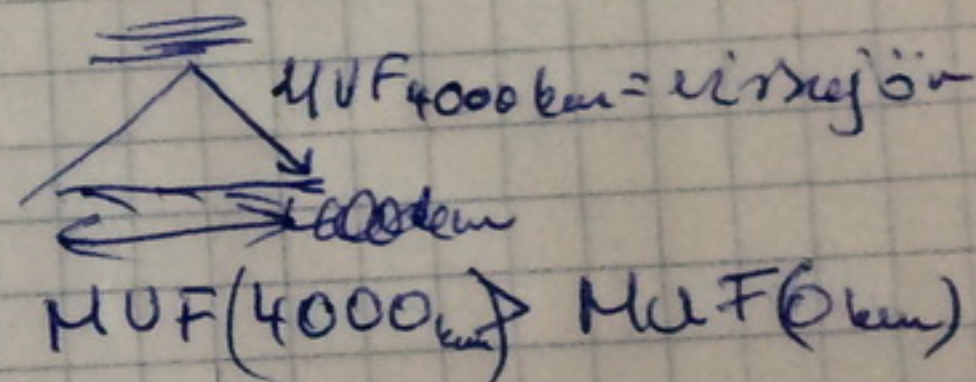
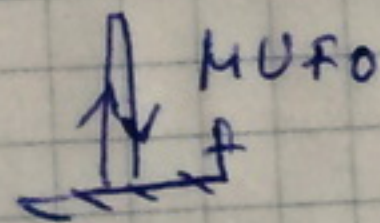
$K(\Delta N_{1km} = -40) \rightarrow \frac{1}{\frac{6370}{-40 \cdot 10^6} + 1} = \frac{4}{3}$

$-157 \rightarrow K = \infty$ (rádióhullámok követik a Földet!)

ionoszféra: 40-500 km

1-30 MHz

Maximal Usable Frequency



OWF: optimal working frequency

$OWF = 0.8 \cdot MUF$

LUF: Lowest usable frequency
G, P, SINR
függő.