Temi di esame "nuovi" (N1)

24/09/2010 - Cenni di soluzione + registrazione lezione 01/02/2011

Antenne di terra per un collegamento tra un mezzo mobile (nave) e un satellite geostazionario alle frequenze di 15 GHz. Il mezzo a terra ha posizione da 25°; 55° (latitudine) (circa lo stesso meridiano del satellite). $R_{terrestre} = 6370$ Km, $R_{orbita\,GEO} = 42000$ Km

L'antenna sul satellite è un paraboloide con $D = 1$ m, $\nu \approx 0{,}6$. $P_{TX,satellite} = 60$ W

All'antenna di terra voglio che la potenza minima disponibile sia -80 dBm

Propagazione

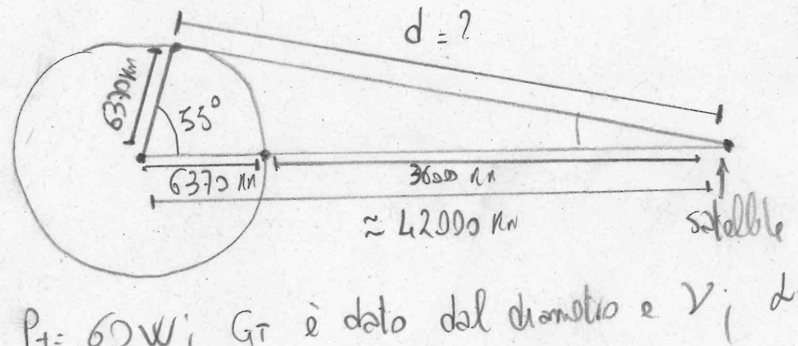
Bisogna fare un link budget: equazione di Friis con una certa distanza, tenendo conto anche dell'attenuazione atmosferica

L'attenuazione si può considerare in prima approssimazione come uno strato uniforme di circa 10 Km, dal momento che, se la pressione atmosferica al suolo è circa 1 bar, $1\text{ bar} = 1\text{ kg/cm}^2$, al livello del mare, la densità dell'aria è circa 1 kg/m^3

↳ supponendo uniforme, l'atmosfera si può pensare come una colonna d'aria di densità uniforme, di 1 cm^2 di superficie, lunga: $\dfrac{1\,\cancel{\text{kg}}/\text{cm}^2}{1\,\cancel{\text{kg}}/\text{m}^3} = \dfrac{\text{m}^3}{\text{cm}^2} = 1\text{ m} \times \dfrac{\text{m}^2}{1E\text{-}4\text{ m}^2} = 10$ Km.

La Terra è siffatta: per fare il conto di "d", devo usare il Teorema di Carnot:

$$|d|^2 = |a|^2 + |b|^2 - 2|a||b|\cos\vartheta$$



Data la distanza, si trova il guadagno dell'antenna; l'eq. di trasmissione è:

$$P_r = P_t + G_T + G_R - \alpha_s - \alpha_{atm}$$

$P_t = 60$ W; G_T è dato dal diametro e ν; α_s è nota con d; α_{atm} si deve calcolare tenendo conto che il satellite non è a distanza ∞: si deve tener conto di ciò, sempre col teorema del coseno/seno.

calcola con la latitudine

Noto G_R, dobbiamo progettare l'antenna: essa deve avere fascio dissimmetrico (lunghezza in verticale doppia che in orizzontale), polarizzazione lineare verticale; si supponga $\nu \simeq 0{,}5$, lobi al di sotto di -24 dB.

Soluzione

Sappiamo che $G \approx \dfrac{3E4}{\vartheta_E^\circ \vartheta_H^\circ}$

se sappiamo poi che uno è il doppio dell'altro, siamo a posto!

L'apertura avrà forma ellittica ("ovviamente"), dal momento che i fasci sono dissimmetrici, con semiassi diversi dunque (esempio, 10,88 in verticale e 21,05 in orizzontale).

$\approx (50 \times 100)\,cm^2$. Questa è l'apertura

La soluzione più semplice è un paraboloide, meglio se offset, tapering di circa 10 dB.

Poiché il paraboloide ha una sola distanza focale, dovremo far in modo da avere una f/D ragionevole in entrambe le direzioni.

La offset ha una D che, per il verticale è circa la metà che per l'orizzontale (è simmetrica per l'asse orizzontale).

L'area dell'ellisse è $\pi a b$: a è il doppio di b, e boh!

13/02/2003

N3

Progettare una lente con profilo sferico-ellittico, atta a compensare l'errore di fase di un'antenna con $G = 30dB$ a $f = 40$ GHz, realizzata mediante tromba conica. $\varepsilon_r = 4$, senza perdite. Massimo spessore della lente, 2cm.

Si consideri il campo nella guida conica come onda sferica, con centro nel vertice del cono.

Soluzione: se la lente compensa l'errore di fase, $\nu = 0{,}83$, vedi p. 31 appunti Orefice;

perdita per riflessione:

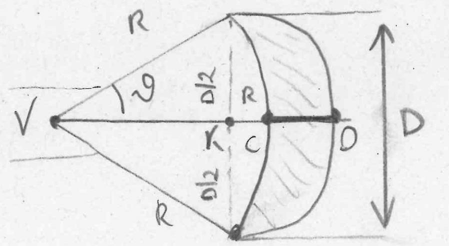
$$\Gamma = \frac{n-1}{n+1} = \frac{1}{3} \longleftarrow n = \sqrt{4} = 2 \implies \text{perdita di } 1-|\Gamma|^2 = 1-\left|\frac{1}{3}\right|^2 = 0{,}89$$

$\hookrightarrow \nu = 0{,}8889 \times 0{,}83 = 0{,}7378 \rightarrow \nu$ equivalente.

Il diametro della lente sarà

$$G = \nu\left(\frac{\pi D}{\lambda}\right)^2 = 2000 \implies \frac{D}{\lambda} = 16{,}57 \quad ; \quad \lambda = \frac{3E8}{40E9} = 0{,}0075\,m = 7{,}5\,mm$$

$\rightarrow D = 12{,}43$ cm



Ragioniamo: la lente fa da "adattatore", per questo il fronte d'onda che arriva dal vertice del cono deve coincidere con la sfera di ingresso.

Si ha:

$$\underbrace{\overline{VA}}_{R} + \overline{AB} = \underbrace{\overline{VC}}_{R} + n\,\overline{CO}$$

la distanza $\overline{VK}$ è: $R\cos\vartheta$;

$\overline{KC} = R - R\cos\vartheta$

$\underline{\overline{AB} = R - R\cos\vartheta + h}$

$\hookrightarrow \cancel{R} + R - R\cos\vartheta + h = \cancel{R} + nh$

$h(n-1) = R(1-\cos\vartheta)$;

in più, $\frac{D}{2} = R\sin\vartheta \implies R = \frac{D}{2\sin\vartheta} \implies h(n-1) = \frac{D}{2\sin\vartheta}(1-\cos\vartheta)$

$$\rightarrow \frac{2h}{D} = \frac{1-\cos\vartheta}{\sin\vartheta}\,\frac{1}{n-1} \implies \text{da qui, ricavo } \vartheta!$$

06/04/2004 (N 4)

Progetto apparato di radiolocalizzazione

Radiatore: antenna log-periodica (l'unica che posso gestire questa banda).

$\lambda_{max} = 3,75 m$; $G = 7,8 dB \Rightarrow \tau = 0,89$; $\rightarrow 2\alpha = 34°$

$\lambda_{min} = 1,25 m$; oppure, $\tau = 0,95$, $2\alpha = 52°$

Scelgo $\tau = 0,89$; $\alpha = 17° \Rightarrow B_a = 1,4$

$\hookrightarrow N = 1 + \frac{\log\left(\frac{f_{min}}{B_a f_{max}}\right)}{\log(\tau)} = 11,99 \Rightarrow 13$ elementi, per star sicuri.

Elementi: $l = \frac{\lambda_{max}}{2} \times 0,89^{(n-1)}$ diametro ragionevole: 10 mm

n-1	l (exact)	l approx (2 cifre)	
0	0,938	0,94	10 mm
1	0,834	0,84	
2	0,743	0,74	
3	0,66	0,66	
4	0,588	0,59	
5	0,524	0,52	
6	0,465	0,47	
7	0,414	0,41	
8	0,369	0,37	
9	0,328	0,33	
10	0,292	0,29	
11	0,26	0,26	
12	0,2316	0,23	2,47 mm

Poi: voglio $Z_i = 50\Omega$;

$Z_a = 120\left[\ln\left(\frac{l}{a}\right) - 2,25\right] = 238,9\Omega$;

$\frac{Z_a}{R_0} = 4,779 \simeq 4,8$;

$\sigma = 0,09$; $\sigma' = \frac{\sigma}{\sqrt{\tau}} \simeq 0,1$;

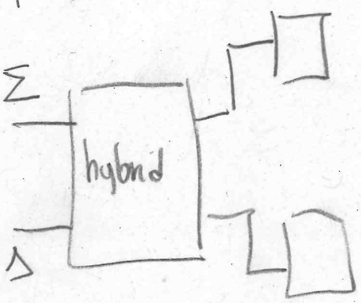
$\hookrightarrow \frac{R_0}{Z_0} \approx 0,78$;

$\hookrightarrow Z_0 \approx 64,1\Omega$;

$Z_{0b} = \frac{Z_0}{\pi} \cosh^{-1}\left(\frac{S}{D}\right)$

progetto della schiera

N 3



Nel modo Δ (differenza), i due elementi della schiera sono alimentati in opposizione di fase;
In tal caso,

$$A(\psi) = \sin\left(\frac{\psi}{2}\right) = \sin\left(\frac{1}{2}\frac{2\pi}{\lambda} d \sin(\vartheta)\right)$$

Ragiono un secondo: la schiera è progettata in modo che, nel modo differenza, i massimi siano a $\pm 30°$.

{ ϑ preso rispetto alla direzione broadside. }

↳ il massimo è: $\sin\left(\frac{\psi}{2}\right) = 1 \Rightarrow \frac{\psi}{2} = \frac{\pi}{2} \Rightarrow \frac{2\pi}{\lambda} d \sin\vartheta = \pi$

↳ $\sin\vartheta = \frac{\lambda}{2d}$; $\rightarrow 0{,}5 < \frac{\lambda}{2d} \rightarrow \underline{d < \lambda_{min}} \Rightarrow d = \lambda_{min}$

Nel modo Σ, gli elementi sono egualmente alimentati:

↳ $A(\psi) = \cos\left(\frac{\psi}{2}\right)$

Come si sarà capito, in questo esercizio vi sono 2 "modi": "somma", dove prendo lo "stesso segnale di alimentazione" e lo mando con la stessa fase ai radiatori, l'altro in cui ho lo stesso segnale alle antenne, ma in opposizione di fase. Ciò corrisponde all'avere un $A_\Delta = \sin()$, $A_\Sigma = \cos()$.

Altezza efficace: devo legare il modello circuitale dell'antenna con la tensione:
ricordo che $V_0 = \underline{h}_{eff} \underline{E} \Rightarrow \boxed{V_0 = h_{eff} E_{inc}}$

Dalla (1.28):

$$A_{eq} = \frac{h_{eff}^2 Z_0}{4 R_{irr}} \quad \text{ma} \quad G = \frac{4\pi}{\lambda^2} A_{eq} = \frac{\cancel{4}\pi}{\lambda^2} \frac{h_{eff}^2 Z_0}{\cancel{4} R_{irr}} \rightarrow \boxed{h_{eff} = \lambda \sqrt{\frac{R_{irr}\, G}{\pi Z_0}}}$$

Data $R_{irr} \simeq 50\Omega$, $G = 10^{\frac{7{,}8}{10}}$, $Z_0 = 377\Omega$, $h_{eff} \approx \frac{\lambda}{2}$

Si han 2 situazioni:

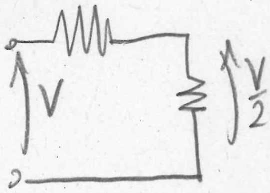
Modo somma

(il ibrido)

Data V_u la tensione all'uscita del "sommatore", V_0 quella di ciascuna antenna (a vuoto):

$$V_u = \frac{V_0}{2} + \frac{V_0}{2} = 2\frac{V_0}{2} = V_0$$

(infatti essendo come da testo l'antenna chiusa su carico adattato, si ha ciò).



$$E_{inc} = \frac{V_0}{h_{eff}} = \frac{2}{\lambda} V_u$$

Alla freq. inferiore, $E_{inc\,min} = \frac{0{,}1\,mV}{1{,}25} \times 2 = 0{,}16\,mV/m \longrightarrow 44\ dB_{\mu V/m}$

La figura 4.20 si riferisce al nostro caso (vedi p 424):

$d \approx 30$ Km

con $\lambda_{max}(f_{min})$, $d \approx 40$ Km

Modo differenza:

$$V_u = \frac{V_0}{2} \times 2 \sin\left(\frac{\pi d}{\lambda}\sin\vartheta\right)$$ se ϑ è piccolo, $V_u \approx V_0 \frac{\pi d}{\lambda}\vartheta$

Questa antenna funziona da radiolocalizzatore; nel modo differenza sarà interessante capire la sensibilità nell'intorno di $\vartheta = 0$, al fine di conoscere le prestazioni dell'antenna nel contesto del sistema finale.

La sensibilità è la variazione della tensione ai capi dell'ibrido, al variare di ϑ:

$$\frac{\partial V_u}{\partial \vartheta} = V_0 \frac{\pi d}{\lambda} \text{ volt/rad} = V_0 \frac{\pi d}{\lambda}\frac{\pi}{180°} \text{ volt/°}$$

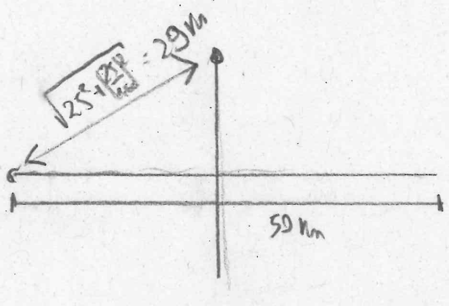
Ma è noto che $V_0 = h_{eff} E_{inc} \Longrightarrow h_{eff} \approx \frac{\lambda}{2}$ (in questo caso)

$$\hookrightarrow \frac{\partial V_u}{\partial \vartheta} = E_{inc} \frac{\cancel{\lambda}}{2}\frac{\pi d}{\cancel{\lambda}}\frac{\pi}{180°} \approx E_{inc}\frac{d}{36}$$

Da qui si può calcolare la sensitivity.

12/02/07 (N7)

$\Delta h \approx 50m$, con antenna tx a circa 120m sul livello medio, traliccio di 30m



$TX \to A = \sqrt{25^2 + \left|\frac{25}{1,66}\right|^2} = 29,2\ Km$; $\arctan\left|\frac{1}{1,66}\right| = 31,08^\circ$;

$Tx \to B$

$h = 30m + 120m = 150m$

Da grafico 4.20, ho:

@ 29 Km, 54 dBμV/m
@ 50 Km, 42,5 dBμV/m
} la differenza di segnale è di ≈ 12 dB $= 0,25$ $\left|10^{-\frac{12}{20}}\right|$.

Questo @ 31°: il diag di irradiazione sarà così: a 31°, ridurre di ≈ 12 dB

Ricordo che, dato $\vartheta' = 90^\circ - \vartheta = 58,92^\circ$, $\Psi = Kd \sin\vartheta'$; ho che:

$|A| = \frac{1}{N}\left|\frac{\sin N\frac{\Psi}{2}}{\sin\frac{\Psi}{2}}\right|$; dalla th delle schiere uniformi, devo fare in modo da non avere grating lobes; questo vuol dire che: data la Fig (6.4), quello che devo fare è trovare il Ψ che, per i vari N, mi fa avere 0,25 come livello di campo; da questo, ricavo $\frac{d}{\lambda}$; noto N, per la schiera uniforme vale:

$d = \frac{N-1}{N}\frac{\lambda}{1+\sin\vartheta_S}$ $\quad\vartheta_S = 0^\circ$ (endfire) $\Rightarrow \frac{d}{\lambda} = \frac{N-1}{N}$

se $\frac{d}{\lambda}$ soddisfa ambo le condizioni, NON ho grating lobes. $\Psi = Kd\sin\vartheta' = \frac{2\pi}{\lambda}d\sin\vartheta'$

$N=2$: da Fig (6.4), $\Psi \approx 150^\circ$; $\frac{\Psi}{2\pi} = 0,417$;

Ora: 31° è l'angolo broadside; ho $\Phi = 0^\circ$! "0", dunque è la dir. broadside

$\hookrightarrow \frac{d}{\lambda} = \frac{\Psi/2\pi}{\sin(31^\circ)} \approx 0,815$; $\left.\frac{d_{max}}{\lambda}\right|_{\text{no gr. lobes}}$ è $\frac{N-1}{N}\lambda = \frac{1}{2} = 0,5\lambda$: NON VA!

Ragionando allo stesso modo, per $N=3$, $\frac{N-1}{N} = \frac{2}{3} = 0,66$;

$\Psi/2\pi = 0,28 \Rightarrow \frac{d}{\lambda} = 0,54$ ed è compatibile!

"Nel piano verticale, $\vartheta_{-3dB} = 18°$".

↳ faccio il <u>solito</u> ragionamento, sul piano verticale. Per $N=4$: ho

$N=3$: $\psi|_{-3dB} = \psi|_{0.7} \cong 57°$; $\Rightarrow \frac{\psi}{2\pi} = 0{,}158 \Rightarrow \frac{N-1}{N} = \frac{2}{3} = 0{,}66$; $\frac{0{,}158}{\sin(9°)} \simeq 1$ } NON COMPATIBILI!

Per <u>$N=4$</u>, $d = 0{,}73$, compatibile con $0{,}75$!

Valuto il guadagno: per il piano verticale (piano E), $\vartheta_{-3dB} = 18°$, e ok.
Per il piano orizzontale (H), ho:

↳ $N=3$, $d = 0{,}53\lambda \Rightarrow \psi_{-3dB}^{N=3}$ (da fig (6.4)) è $57°$, quindi:

$$57\frac{\pi}{180} = \frac{2\pi}{\cancel{\lambda}} 0{,}53\cancel{\lambda} \sin\vartheta \Rightarrow \vartheta = \arcsin\left(\frac{57\pi}{180}\frac{1}{2\pi \times 0{,}53}\right) = 17{,}38°$$

↳ $\vartheta_{-3dB} = 2 \times 17{,}38°$

| ricorda che nelle formule, tenne quella di G, usi i semiangoli! |

↳ $G = \frac{3E4}{34{,}8 \times 18} = 16{,}8$ dB

Ora: dal grafico 4.20, si è visto che, a 50 km, il campo è, con 1kW di ERP (Equivalent Radiated Power), ossia 0 dBkW, ≈ 43 dBμV/m; ne voglio 70 $\Rightarrow 70 - 43 = \underline{27\text{ dB}}$. Questi van aggiunti nella P_{in}:

↳ $P = 27$ dBkW

In realtà l'antenna ha $G = 16{,}8$ dB; $\Rightarrow 27\text{ dBkW} - 16{,}8 \simeq 10{,}2$ dBkW ≈ 10 kW.

DA FARE IL DISEGNO!

07/02/2008 (N9)

Rifl. parabolica con D = 1m; f/D = 0,4; ε = 0,4 mm RMS f = 15 GHz

Progetto tromba rettangolare, con WR64, sostenuta da 3 supporti circolari a 120° di diametro 0,5 con taper da progettare, ma tale da avere -28 dB di SLL.

1) Calcolare G e ν, con guad. illuminatore $\cos^2\vartheta$, α in modo da avere lo stesso angolo a -6 dB. Lobi laterali e posteriori, 10% della P_{TOT}.
Ipotesi di campo nullo.

2) Propagazione: 40 Km, albero 40 m, ostacolo.

$\hookrightarrow$ Riflettore: $\vartheta = 2\arctan\left(\frac{r}{2f}\right) \Longrightarrow \vartheta_{max} = 2\arctan\left|\frac{0,5}{2\times 0,4}\right| = 64°$

$\alpha f = ?$ $\quad t \approx 14$ dB

$\alpha_s = 2,86$ dB $\longrightarrow \alpha f = t - \alpha_s = 14 - 2,86 = 11,14$ dB.

Sul piano H trovo $u = 1,2$, sul piano E $v = 0,8$. $\vartheta = 64°$

$$\begin{cases} u = 1,2 = \frac{a}{\lambda}\sin\vartheta \Rightarrow a/\lambda = 1,335 \\ v = 0,8 = \frac{b}{\lambda}\sin\vartheta \Rightarrow b/\lambda = 0,89 \end{cases}$$ poi, con $s = \frac{b^2}{8\lambda l_E}$, $t = \frac{a^2}{8\lambda l_H}$ trovo l_E e l_H.

Determinazione del centro di fase

Si parla di tromba rettangolare; si deve fare dunque riferimento alla Fig (2.20).
Consideriamo per esempio il piano E (figura superiore): noto $b/\lambda = 0,89$, so che, dell'intestazione, alle ascisse ho $b/\lambda \sin\vartheta$. Considero l'errore di fase ai bordi del paraboloide: 64°. $\frac{b}{\lambda}\sin\vartheta = 0,8$; $s = \frac{1}{8} \Longrightarrow$ riportando sul grafico, $\Phi \approx 25°$.

Mediante la formula 2.92, si ha:

$\Phi(\vartheta) = \Phi(\phi) + kd(1-\cos\vartheta)$; "d" è l'incognita. $\frac{d}{\lambda} = \frac{\Phi(\vartheta)\ \text{(radianti)}}{2\pi\,(1-\cos(64°))} = 0,1236$

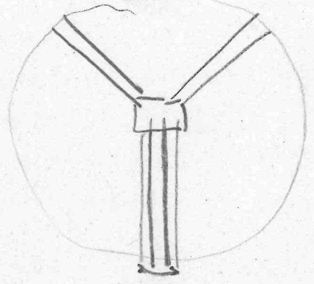
ϕ (uso come rif. 0°!)

Si fa lo stesso sul piano H allo stesso modo, quindi si fa la media dei due "d" e quella è la distanza del centro di fase dall'apertura

Bloccaggio

Il bloccaggio ha vari contributi:

- centrale: la apertura, $(2{,}72 \times 1{,}74)\ cm^2 = 4{,}7\ cm^2$.
- guida: WR64 (WR62?), $0{,}622 \times 0{,}311$ inches^2 → ?
- supporti: $3 \times 0{,}5m \times 0{,}005m = 75\ cm^2$;



Bloccaggio centrale: $\Delta G_{dB} = -8{,}7 \times \left(\frac{d}{D}\right)^2 \cong 0{,}01\ dB$

(formula 2.220); ?

Blocc. stralli, $\approx 0{,}1\ dB$.

Propagazione

$$P_{noise} = 10\log_{10}(300\ MHz) + 10\log_{10}(T_{noise,K}) + \underbrace{10\log(K_B)}_{-198{,}6\ dBm/K/Hz} = -86{,}84\ dBm$$

↳ se voglio un $S/N = 10\ dB$, $-86{,}84 + 10 = \underline{-76{,}84\ dBm}$.

Ora: da Friis,

$$\left|\frac{\lambda}{4\pi R}\right|^2_{dB} = 10\log_{10}(\ ) = -148\ dB;$$

La congiungente è a 40 m; l'ostacolo a 35; ma, per la correzione per curvatura,

$$\Delta h_c = \frac{R^2}{8 \times \frac{4}{3} \times 6380e3} = \frac{(40\ km)^2}{8 \times \frac{4}{3} \times (6380\ km)} \approx 23{,}51\ m$$

questo è di quanto "si abbassano" gli estremi, per la curvatura terrestre

↳ $35m + 23{,}5m \approx \underline{58{,}5\ m}$: 18,5 m sopra la congiungente: da grafico si vedrebbe che ho 20 dB di extra-att.

⟶ $2G_{ant} - F_{reespace} - D_{iffr} = Att$;

12/12/08

Schiera broadside di 4 dipoli, posti su piano di massa alla distanza ottimale, pol. verticale.

Il piano di massa è a $\lambda/4$ dal dipolo; dunque, a $\lambda/2$ dall'immagine.
Usando la Fig. 7.22, ho:

$X_{21} = -j27$; $R_{21} = -13$; $\Longrightarrow$ $Z_{21} = Z_{12} = (-13 - j27)\,\Omega$;

↳ Vorrei un dipolo sippelito: $Z_i = Z_{11} - Z_{12} \Longrightarrow Z_{11} = Z_i + Z_{12} = (50-13) - j27 =$
$= (37 - j27)\,\Omega$

Da Fig. (3.9) (3.12), $\longrightarrow$ @ $37\,\Omega$, $u \approx 1{,}22 \Longrightarrow u = Kl = \frac{2\pi}{\lambda} l = \frac{l}{\lambda} 2\pi$

↳ $\frac{l}{\lambda} = \frac{1{,}22}{2\pi} \simeq 0{,}194$.

In questo punto, $X = 25\,\Omega$;

$X_i = \cancel{j}\Big[\underbrace{120\left(\ln\left(\frac{2l}{a}\right) - 1\right)}_{Z_\infty} \operatorname{ctg} Kl - \underbrace{X(Kl)}_{25\,\Omega}\Big] = \cancel{-j}27\,\Omega$;

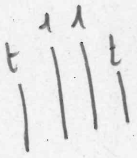
ho che $Kl = 2\pi \times 0{,}194$

$\rightarrow Z_\infty \operatorname{ctg}(Kl) = 52\,\Omega$

↳ $Z_\infty = 141{,}6\,\Omega$.

Vogliamo lobi secondari, nella schiera di 4 elementi, sotto -24 dB; da slide 16-1; 16-2; $\boxed{17\text{-}1;\ 17\text{-}2}$ $\Longrightarrow$ con $T = 7{,}5$ dB, $\approx$ 2, ho qualcosa del genere:

1:2:2:1



$\longrightarrow$ dato N pari (slide) $\quad A(\psi) = 2\sum_{n=1}^{N/2} a_n \cos\frac{(2n-1)}{2}\psi$

$= 2\cos\frac{\psi}{2} + \cos\frac{3\psi}{2} \rightarrow$ per $\psi = \phi$, $2\cos(0) + \cos(0) = 3$

↳ normalizzo al massimo: $\frac{2}{3}\cos\left(\frac{\psi}{2}\right) + \frac{1}{3}\cos\left(\frac{3\psi}{2}\right)$

Consideriamo $\vartheta = 0$ (ricordando che $\psi = kd\cos(\vartheta)$:

↳ per $\vartheta = 0$, $kd\cos\vartheta = \frac{2\pi}{\lambda} 0{,}75\lambda\cos(0) = \pi \times 0{,}75$;

↳ $A = \frac{2}{3}\cos(0{,}75\pi) + \frac{1}{3}\cos(3\pi \times 0{,}75) = 0{,}2357$: questo è nella direzione endfire ciò che si ha.

Gli elementi sono dipoli a mezz'onda (circa), dunque il d. di radiazione è:

$l = \lambda/4$, mezza lunghezza

$$E_\vartheta = F_0 \frac{\cos(kl\cos\vartheta) - \cos kl}{\sin\vartheta} \Longrightarrow kl = \frac{2\pi}{\lambda}\frac{\lambda}{4} = \frac{\pi}{2} \Longrightarrow \frac{\cos(\frac{\pi}{2}\times 1) - \cos(\frac{\pi}{2})}{\sin(\frac{\pi}{2})} = 0.$$

Quindi non si han problemi di grating lobes in pratica.

Propagazione

L'antenna ha $Z_i = 50\,\Omega$, e si usa per ricevere segnali da una stazione con EIRP = 1 dBW, a 1,5 m; se la Rx è a 6,7 m di altezza, a quale distanza la tensione ai morsetti è pari a 40 dBμV?

Calcolo del guadagno: l'immagine ha un "fattore di schiera" del tipo: (elementi alimentati in opposizione)

$\sin(\frac{\psi_1}{2})$ dove $\psi_1 = kd\sin\vartheta$,

ϑ direzione normale all'asse di schiera.

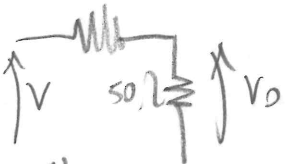
$E_{\vartheta,\text{verticale}} = \frac{\cos(kl\sin\vartheta)}{\cos(\vartheta)}$ (sostituendo $\vartheta \longrightarrow \vartheta + 90°$) anche qui.

Qua, $l = 2h = \underline{\lambda/2} \Longrightarrow \frac{\cos[\pi\sin\vartheta]}{\cos(\vartheta)}$

Si trova $\vartheta_{oriz} = 20°$, $\vartheta_{vert} = 72°$ $\Longrightarrow G = \frac{3E4}{20\times 72} = 13{,}2$ dB

Come si procede?

$ERP = EIRP + G_R = 12\,dB_W = 42\,dB_m$;



Se ho $V_0 = +40\,dB_{\mu V}$, ho allora ciò:

$V = 2V_0 = 2 \times 10^{\frac{+40}{20}} E{-6} = 200\,\mu V$; $P_r = \frac{|V|^2}{4 Z_g} = \frac{|200\,\mu V|^2}{4 Z_g} = 200$ pW

↳ $30 + 10\log_{10}(200\,pW) = -66{,}99$ dBm.

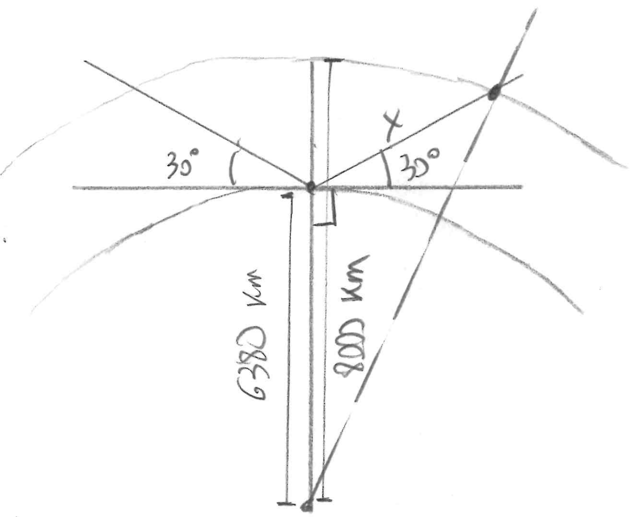
L'eq. "terra piana" (4.9) dice che: $\frac{P_r}{P_t} = G_r G_t \left|\frac{h_1 h_2}{D^2}\right|^2$ EIRP

↳ risolvo rispetto a D^2 e trovo $D \simeq 1800$ m.

16/04/2009

Parte preliminare di propagazione: link budget

Partiamo definendo la geometria del problema:



la distanza minima è:

$X_{min} = 8000 - 6380 = 1620$ Km;

Voglio trovare X_{max}; uso Carnot:

↳ come angolo, conosco il $90° + 30° = 120°$;

ho che:

$$|8000|^2 = |x|^2 + |6380|^2 - 2|x||6380|\cos(120°)$$

↳ con la calcolatrice, $X_{max} = 2595$ Km

Dunque, faccio il link budget: $P_{rx} = EIRP_{tx} + G_r - A_{sp}$

dove $A_{sp} = 20\log_{10}\left(\frac{4\pi X_{max}}{\lambda}\right) = \begin{cases} @\ 2\text{GHz} \Rightarrow -166{,}7\,\text{dB} \\ @\ 1{,}5\,\text{GHz} \Rightarrow -164{,}2\,\text{dB} \end{cases}$

Posso vedere che: $\begin{cases} G_{rx,2GHz} = 16{,}7\,\text{dB} \\ G_{rx,1.5GHz} = 14{,}2\,\text{dB} \end{cases} \Rightarrow$ scelgo il più vincolante: ≈ 17 dB.

Ipotizzo 6dB di incremento del guadagno per la schiera planare (quadrifilar helix), dunque il singolo radiatore ha guadagno richiesto pari a 11 dB, cosa realizzabile con un'elica (soluzione peraltro necessaria, a causa della richiesta di polarizzazione circolare).

Richiedo: $\begin{cases} G = 9\,\text{dB} @\ 1{,}5\,\text{GHz} \\ G = 11{,}5\,\text{dB} @\ 2\,\text{GHz} \end{cases}$ $f = \frac{2+1{,}5}{2} = 1{,}75$ GHz; $\lambda = 0{,}175$ cm

Nell'elica in modo assiale, quella che supporta la pol. circolare, $C = 2\pi r = \pi D \approx \lambda$

↳ $D \simeq \frac{\lambda}{\pi} = 55$ mm. {Nota: E approssimabile con $E_0 \cos^2 \vartheta$}; Trovo α facendo, con la calcolatrice: $\frac{\sqrt{2}}{2}(-3\text{dB}) = \cos^2\left(\frac{68}{2}\right)$ o $\frac{\sqrt{2}}{2} = \cos^2\left(\frac{44}{2}\right)$

La lunghezza dell'elica si progetta chiedendo che $L = 0{,}8\,\lambda_{max} = 16$cm

Uso come angolo $\alpha = 12{,}5° \Rightarrow h = C\tan\alpha = 38{,}8$ mm;

$\rightarrow \frac{160}{38{,}8} = 4{,}2$ spire. Da Fig (3.56), ϑ_{-3dB}, $\lambda_{max} \cong 60°$; $\lambda_{min} \Rightarrow 50°$.

Progetto della schiera planare

La quadrihelix è una 2x2; si vuole dimezzare i θ_{-3dB}, ma evitare nel d. finale, i grating lobes.

- la distanza minima dovrebbe essere $\frac{N-1}{N}\lambda$, $N=2 \Rightarrow 0{,}5\lambda$, ma ciò non dimezza gli angoli (30° circa); per avere 30°, si vuole avere:

- se uso $d=0{,}75\lambda$, ho grating lobes, annullati dal d. di irradiazione dell'elemento.

Studio della ionosfera

L'impulso che si ha è a banda stretta; quella che conta è la velocità di gruppo che si può calcolare come:

$$v_g = \frac{d\omega}{d\beta};$$

essendo la banda stretta, c'è poca dispersività.

$$\varepsilon_r = \sqrt{1-\left(\frac{f}{f_c}\right)^2} = \sqrt{1-\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^2};$$

$$K_0 = \omega\sqrt{\varepsilon_0\mu_0}; \quad K = \sqrt{\varepsilon_0\mu}\sqrt{\omega^2-\omega_0^2} =$$

$$c^{-1}\sqrt{\omega^2-\omega_0^2} \qquad \beta = K$$

$$\hookrightarrow \frac{1}{\frac{d\beta}{d\omega}} = c\sqrt{1-\left(\frac{f_c}{f}\right)^2}$$

Considerando $N = 10^{11}$ elettroni:

$\hookrightarrow f_c \simeq \sqrt{N} = 4\,MHz$; $\Rightarrow$ @ 1,5GHz, 3,56 E-6 / @ 2GHz, 2 E-6 $\left(1-\sqrt{\ldots}\right)$

Da qui,

$$v = \frac{s}{t} \Rightarrow t = \frac{s}{v} = \frac{600\,Km}{3E8} = 2ms;$$

2ms x 3,56 = 7,12 ms / 2ms x 2 = 4ms } ritardi alle 2 frequenze limite.

06/09/2004 N15

Antenna base: antenna con $\vartheta_{-3dB} = 75°$, nel piano orizzontale; $f = 40,5 \div 42,5$ GHz; $G = 17$ dB

Soluzioni per antenna base: <u>apertura</u>, o schiera

Trovo che, se ϑ_H (ϑ sul piano H, quello orizzontale) è $75°$, ho:

$$G = \frac{31000}{\vartheta_E^\circ \vartheta_H^\circ} \Rightarrow \vartheta_E^\circ = 8,25°.$$

Progetto l'apertura: tromba, di sicuro <u>non</u> <u>ottima</u>

Dal grafico (2.19) relativo al piano H, per $\vartheta = 37,5°$, ho:

$$u = 0,62 \Rightarrow u = \frac{a}{\lambda}\sin\vartheta \Rightarrow \frac{a}{\lambda} = 1,02 \approx 1$$

Sul piano E non ho vincoli, dunque la tromba ottima si può fare: $\boxed{s = \frac{1}{4}}$

$$\hookrightarrow G \cong \frac{4\pi}{\lambda^2} a b \Rightarrow \frac{a}{\lambda} \approx 1; \quad \frac{b}{\lambda} \approx \frac{G}{4\pi} = 4$$

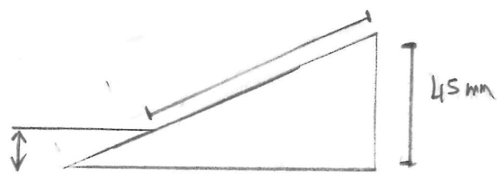
Il suggerimento è tener conto delle perdite:

$$G_{dB} \approx 10,08 + 10\log_{10}\frac{ab}{\lambda^2} \underbrace{-L_e - L_h}_{\approx 1\,dB} \Rightarrow \frac{b}{\lambda} \approx 6,2$$

(più corretto, poiché tengo conto di L_e e L_h (losses)).

<u>Qua</u>, vale la formula della tromba ottima:

$$b = \sqrt{2\lambda l_e}; \longrightarrow l_e = \frac{b^2}{2\lambda} \quad e \quad \lambda = \frac{c}{41,5G} = 7,3 \text{ mm}$$



$\rightarrow l_e = 13,9$ mm;

Uso una WR22 per portare il segnale: $(0,224 \times 0,112)''$; sul piano E, $b' = 0,112 \times 2,54$ cm $= 2,845$ mm; ----

Stazione utente

Il diametro è dato: 30 cm. Voglio SLL < -20 dB, $\nu \approx 45\%$; avrò: $\frac{4\pi^2}{\lambda^2}\nu\left(\frac{D}{2}\right)^2 \cong 38,84$ dB

Basta un Taper di 10 dB, lo faccio di 13 per esser proprio sicuro. Vediamo come agire: <u>scelgo</u> $f/D = 0,4$; ho dunque: $f = 0,4 \times 30 = 12$ cm

$$\vartheta_{max} = 2\arctan\left(\frac{D/2}{2f}\right) = \arctan\left(\frac{30\text{ cm}}{4 \times 12\text{ cm}}\right) = 64°; \Rightarrow d_s = 40\log\sec\left(\frac{64}{2}\right) = 2,60\text{ dB};$$

Ho dunque:

$d_f = T - d_s = 13 - 2{,}67 = 10{,}33$ dB

Questa è l'attenuazione del lobo principale del feed, quando siamo a 64°.

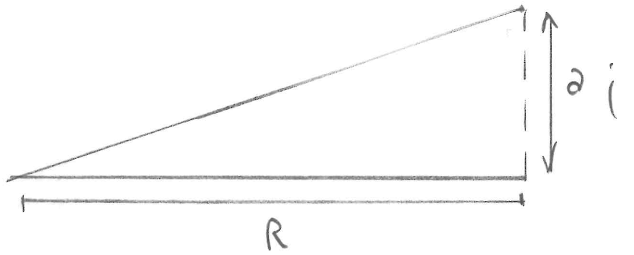
Progetto il feed.

↳ Corrugated horn.

Voglio un errore di fase molto ridotto; uso 0,25, per esempio.

↳ $u = 3{,}07$; $u = \frac{2\pi}{\lambda} a \sin\vartheta$; "a" raggio dell'apertura.

↳ $\frac{a}{\lambda} = 0{,}704$; $a/R = 0{,}224 \Rightarrow \frac{R}{\lambda} = 3{,}143$;



Progetto i "dentini":

- Il solco più grande è $\lambda_{max}/2$: $\longrightarrow \frac{\lambda_{max}}{2} = \frac{1}{2}\frac{c}{40{,}5e9} = 3{,}7$ mm
- Il più piccolo è $\lambda_{min}/4$: $\longrightarrow \frac{\lambda_{min}}{4} = \frac{1}{4}\frac{c}{42{,}5e9} = 1{,}765$ mm
- spessore $\approx \lambda/10$.

Nota "a posteriori": per $\bar{\lambda} = 7{,}2$ mm, ho che d (diametro horn) è:

$d = 0{,}704\lambda = 5{,}1$ mm

Ho che occupa 5 mm su 30 cm: $\frac{D}{d} = 58{,}95$

Potevo <u>tranquillamente</u> usare un taper di 10 dB; è stata una scelta sicuramente conservativa.

Esame Danilo: "12/12/98" (anche se non coincide coi temi)

N17

Progettare un'antenna a 30 GHz con $G = 49$ dB,

Progetto di una antenna Cassegrain

Voglio 49 dB di guadagno; non avendo altre specifiche applico direttamente:

$G = \frac{4\pi^2}{\lambda^2}\left(\frac{D}{2}\right)^2 \nu \longrightarrow$ scegliendo $\nu = 0,5$ (scelta conservativa), $D = 1,269$ m

$\rightarrow$ scelgo 1,5 m (ne avrei scelti 1,3 o 1,4).

Fisso un bloccaggio di 0,1 D, e, per avere (non avendo specifica me la invento) -20 dB di SLL, bastano 10 dB di tapering.

Fisso $f/D = 0,4$; ho:

$\vartheta_{max} = 2\arctan\left(\frac{D/2}{2f}\right) = 2\arctan\left(\frac{D/2}{2 \times 0,4 D}\right) = 2\arctan\left(\frac{1}{4 \times 0,4}\right) = 64°$.

L'att. spaziale è:

$\alpha_s = 2,863$ dB $\Longrightarrow \alpha_{feed} = 7,137$ dB.

Ora: voglio che il feed sia cnattenuato a partire dall'angolo a -7 dB.

Progetto feed: trombino corrugato a 20°.

Vedo, da Fig(2.40), $u = 3,2$;

$u = \frac{2\pi}{\lambda} a \sin\vartheta \Longrightarrow \frac{a}{\lambda} = 1,489$

(dato $\vartheta = 20°$)

So che: $t = \frac{a^2}{2\ell\lambda} = 0,125 \Longrightarrow \frac{(a^2/\lambda)}{2\, s/\lambda} = \frac{\ell}{\lambda} = \frac{1,489^2}{2 \times 0,125} = 8,868$ } occhio: procedimento diverso dal solito uso di 0,224.

Subriflettore

Per un $\vartheta_f = 20°$, voglio avere un $\vartheta_m = 64°$.

$M = \frac{\tan(64°/2)}{\tan(20°/2)} = 3,544$;

Dunque:

$\frac{d}{D}\frac{f}{2c} = \frac{\tan\vartheta_f \tan\vartheta_m}{2\tan\left(\frac{\vartheta_m}{2}\right)(\tan\vartheta_f + \tan\vartheta_m)} \Rightarrow$ dati $\frac{d}{D} = 0,1$, $\frac{f}{2c} = 2,473$

$\rightarrow c = \frac{f}{4,947} \approx \frac{f}{5}$; noto che $e = \frac{c}{a}$, $e = \frac{M+1}{M-1}$, $e = 1,786$;

$a = \frac{c}{e} = \frac{f/5}{1,786} = \frac{f}{8,931} = \frac{0,60}{8,931} = 6,72$ cm.

Danilo - 07/04/09

N18

Progettare una schiera di dipoli su piano di masse tale per cui gli SLL sian a -30 dB, composta da 4 elementi. $\vartheta' = 28°$

Essendo 4 gli elementi, un'idea arguta è usare le slide 16÷17: quelle a distr. simmetrica, scegliendo dal grafico un certo taper.

Si vede che $T \approx 7,5$ dB $\Rightarrow 10^{-\frac{7,5}{20}} = 0,421$

Dunque: t:1:1:t, quindi $A' = 2\cos\left(\frac{\psi}{2}\right) + 2 \times 0,4 \times \cos\left(\frac{3\psi}{2}\right)$; per $\psi = 0$, ho $2 + 0,8 = 2,8$; normalizzando a 2,8, ho:

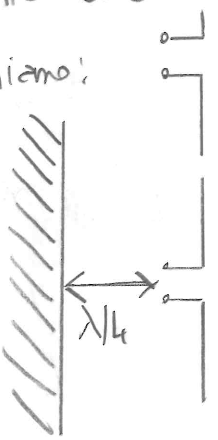
$$A = 0,7\cos\left(\frac{\psi}{2}\right) + 0,2966\cos\left(\frac{3\psi}{2}\right)$$

Questo massimo si ha per $\psi = 0$; noto che: $\psi = Kd\sin\vartheta$ (rispetto alla dir. broadside),

$$\hookrightarrow \psi_0 = 90° \Longrightarrow \frac{\pi}{2} = \frac{2\pi}{\lambda} d \sin(28°) \Rightarrow \frac{d}{\lambda} = \frac{\pi}{2}\frac{1}{2\pi\sin 28°} = 0,533.$$

Progetto della schiera con piano di masse

Ragioniamo:



L'asse del dipolo coincide con quello della schiera di 4 elementi. Il piano E per la schiera è l'asse della schiera; la direzione di irradiazione broadside sarà l'asse dell'altra schiera, ossia la normale all'asse dei dipoli;

Un dipolo irradia come:

$$E = F_0 \frac{\cos(Kl\cos\vartheta - \cos Kl)}{\sin\vartheta} \qquad \text{per } l = \lambda/4 \mapsto F_0 \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2}\cos\vartheta\right)}{\sin\vartheta}$$

per $\vartheta = 0$, ossia verso l'asse, il dipolo non irradia.

Con il piano di massa ereditando le immagini "dipoli elementari all'opposto";

$$A_i(\psi) = \sin\left(\frac{\psi_1}{2}\right), \quad \psi_1 = Kd\cos\vartheta = 2K\frac{\lambda}{4}\cos\vartheta = \frac{\cancel{2}\,2\pi}{\cancel{\lambda}}\frac{\cancel{\lambda}}{\cancel{4}} = \pi\cos\vartheta$$

Per $\vartheta = 0$, nemmeno la schiera fa irradiare.

$$d = \sin\left(\frac{\psi_1}{2}\right)\left[0,7\cos\left(\frac{\psi_2}{2}\right) + 0,2966\cos\left(\frac{3\psi_2}{2}\right)\right]\frac{\cos\left(\frac{\pi}{2}\cos\vartheta\right)}{\sin(\vartheta)}$$

Nota: ψ_2 è rispetto alla dir. broadside della schiera di dipoli, ψ_1 rispetto alla endfire della schiera di schiere.

parte di propagazione

Se, per 1 kW di EIRP, si ha un campo intenso 56 $dB_{\mu V/m}$, ma noi abbiamo

$P_T = 47\ dBm$, $G_T = \frac{30000}{20 \times 120} \cong 11\ dB$, +2 dB per dipolo,

$47\ dBm + 11\ dB + 2\ dB = 60\ dBm = 0\ dBkW$.

Si ha in effetti proprio 1 kW.

Si ricorda che:

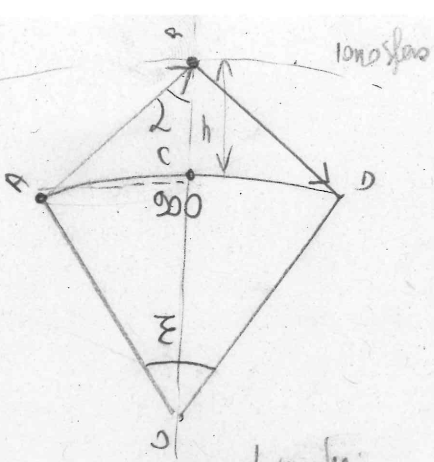
$G = \frac{4\pi}{\lambda^2} A_{eff}$, e che $A_{eq} = \frac{h_{eff}^2 Z_0}{4 R_{irr}} \Longrightarrow G = \frac{4\pi}{\lambda^2} \frac{h_{eff}^2 Z_0}{4 R_{irr}}$

$\rightarrow h_{eff} = \lambda \sqrt{\frac{G\ R_{irr}}{\pi Z_0}}$

$\longrightarrow 10^{\frac{56}{20}} = 398E3\ \mu V = 0{,}4\ V$;

16/02/2006 (N22)

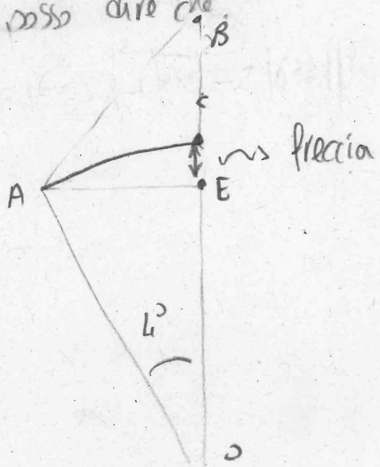
Schema geometrico:



considero plasma freddo, tra 50 e 250 km di altezza, $f = 20$ MHz

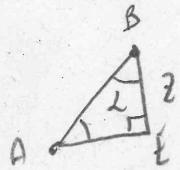
$$\log N = 12\left[1-\exp\left(-\frac{z-50}{20}\right)\right]$$ z "altezza"

Cosa conosco di questo problema? L'arco è lungo 900 km: posso dire che:



$\xi = \frac{900}{6380} = 0{,}141$ rad: $8{,}1°$. Come si procede? Si può vedere che la "freccia" dell'arco sia:

↳ freccia "f" $= 6380\,\text{km}\,(1-\cos\vartheta) = 15{,}85$ km.



Da qui: $\overline{AE} = 449{,}5$ km,

$h = \overline{CB} = \overline{BE} -$ freccia

Da qui posso usare la trigonometria su $A\hat{E}B$, facendo ipotesi su h, ossia su z.

$$\alpha = \arctan\left(\frac{\overline{AE}}{z+f}\right)$$

Poi, si opera così: da $N(z)$ si calcola $f_c = 9\sqrt{N}$

Si recupera la (4.27):

$$f\cos(\alpha) = f_c \implies \text{ricavo } f$$

↑ MUF: Maximum Usable Frequency

A questo punto, si tabula, in modo da cercare il primo valore di MUF maggiore della frequenza $f = 20$ MHz.

Si trova, tabulando: per $h = 140$ km, $N = 735E9 \rightarrow 9\sqrt{N} = 7{,}72$ MHz,

$$\alpha = \arctan\left(\frac{449{,}5}{140+15{,}85}\right) = 70{,}88°$$

Per fare i conti si dovrebbe fare il conto con il modello di ottica geometrica

Le due formule sono:

$$\frac{1}{\rho_{r1}} = \frac{1}{\rho_{i1}} + \frac{2\cos\vartheta_i}{R}$$

$$\frac{1}{\rho_{r2}} = \frac{1}{\rho_{i2}} + \frac{2}{R\cos\vartheta_i}$$

R = raggio ionosfera!

dove:
- ρ_{r1}, ρ_{r2} sono le 2 incognite;
- $\rho_{i1} = \rho_{i2} = \overline{AB}$: l'onda infatti va come $\frac{\exp(-jkR)}{R}$, essendo sferica, dunque l'ampiezza come $\frac{1}{R}$; il raggio di curvatura sarà la distanza tra sorgente e punto di riflessione
- $R = -(6380+140)$ km ($R_{terra}+h$). Segno "−" in quanto la superficie è concava, non convessa come nella dimostrazione!

Rispetto al piano di incidenza, dunque si avrà:

$$\frac{1}{\rho_{r1}} = \frac{1}{\rho_i} + \frac{2}{R\cos\theta_i} = \frac{1}{475{,}8E3} - \frac{2}{(6380+140)E3 \times \cos(70{,}9°)}$$

$$\overline{AB} = \sqrt{\overline{AE}^2 + \overline{BE}^2}$$

$= (858\ \text{Km})^{-1}$, per il piano normale a quello di incidenza:

$$\frac{1}{\rho_{r2}} = \frac{1}{\rho_i} + \frac{2\cos\theta_i}{R} = (499{,}7\ \text{Km})^{-1}$$

Posso usare ora la formula corretta dell'ottica geometrica: "ρ" $= \overline{AB}$

$$\hookrightarrow |E|_{nuovo} = |E|_{riflesso} \sqrt{\frac{\rho_{r1}\,\rho_{r2}}{(\rho_{r1}+\overline{AB})(\rho_{r2}+\overline{AB})}} = 0{,}574$$

Il campo, per arrivare al punto di riflessione, è:

$$E_r = \frac{1}{D}\sqrt{\frac{Z_0 P_t G_t}{4\pi}} = \frac{1}{475{,}8E3}\sqrt{\frac{120\pi \times 20\,kW \times 126}{4\pi}} \approx 0{,}577\ mV/m,$$

$$E_{rx} = 0{,}577\ mV/m \times 0{,}57 = 0{,}329\ mV/m \quad (50{,}35\ dB\mu V/m)$$

Antenne: siamo a basse freq., bassi guadagni, no requisiti di banda: Yagi-Uda.

Dalla tabella si ricavano i valori.

Temi di esame "vari", senza soluzione (V1)

17/07/02

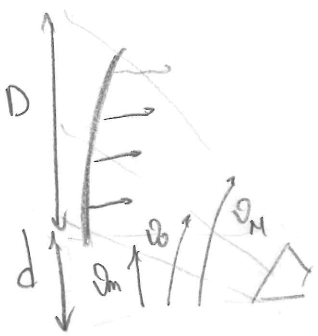
2 antenne offset.

1) uplink, $18{,}3 \div 20{,}2$ GHz, $\vartheta_{-3dB} = 0{,}95^\circ$, $G \geq 40$ dB

prima di tutto, il guadagno: se $G \geq 40$ dB $= 10^4$, ho che:

$$10^4 \leq \frac{4\pi}{\lambda^2} A_{eq} = \frac{4\pi}{\lambda^2} \pi \left(\frac{D}{2}\right)^2 \nu \implies \text{ipotizzo } \nu = 0{,}55, \text{ e ho}$$

$$\hookrightarrow \left(\frac{D}{2}\right)^2 = \frac{10^4 \lambda_{max}^2}{4\pi^2 \nu}$$; la uso poi alla fine.



scelgo per esempio
$d/D = 0{,}1 \implies$ posso calcolare gli angoli!

$\hookrightarrow \vartheta_m : 2f \tan\left(\frac{\vartheta_m}{2}\right) = d$

Richieste: lobi a -20 dB, pol. lineare, bassa pol incrociata.

Guardiamo i SLL; da grafico 2.53, considerando f/D tale per cui $D_{offset} \cong \frac{1}{2} D_{normale}$

$\hookrightarrow f/D_{offset} = 0{,}6$; $f/D_{normale} \simeq 0{,}3$; vorrei $t = 10$ dB.

$$d = 2f \tan\left(\frac{\vartheta_m}{2}\right) \longrightarrow 0{,}1 D = 2f \tan\left(\frac{\vartheta_m}{2}\right) \implies \vartheta_m = 2 \arctan\left(\frac{d}{2f}\right)$$

$$\longrightarrow \vartheta_m = 2\arctan\left(\frac{0{,}1}{2 \times 0{,}6}\right) = 9{,}5^\circ ;$$

$$\vartheta_M = \dots = 85{,}02^\circ$$

$$\vartheta_0 = 2\arctan\left(\frac{d + \frac{D}{2}}{2f}\right) = 2\arctan\left(\frac{0{,}1D + 0{,}5D}{2f}\right) = 53{,}13^\circ$$

Taper; ds:
- @ 85,02, 5,3 dB
- @ 53°, -2 dB
- @ 9,5°, $-0{,}06$ dB

Taper; Δf $\longrightarrow$
- @ 85,02, $10\left(\frac{85{,}02 - 53}{85{,}02 - 53}\right)^2 = 10$;
- @ 9,5, $10\left(\frac{9{,}5 - 53}{85{,}02 - 53}\right)^2 = 18{,}48$ dB

Ipotizzo $\vartheta_{-10dB, feed} = \vartheta_M$; (abbastanza indifferente per ciò)

Ipotizzo $\vartheta_{-10dB} = 9{,}5^\circ$ (rispetto a 53 centrali):

$\hookrightarrow$ @ 9,5°, $10(\dots)^2 = 10$

@ 85,02°, $10\left(\frac{85{,}02 - 53{,}13}{9{,}5 - 53{,}13}\right)^2 = 5{,}342$ dB $\implies$ $t_M \simeq 10{,}64$ dB, $t_m \simeq 10$ dB trovati i taper, le specifiche dovrebbero esser soddisfatte; valuto ν: V2

dalla Fig (2.58), $f/D \approx 0,3$, $T = 10\,dB$, $\nu \approx 0,86$; | D è quello intero; $f/D = 0,6$ in pratica! |

$\hookrightarrow 10000 = \frac{4\pi}{\lambda_{max}^2} \pi \left(\frac{D}{2}\right)^2 \nu \Longrightarrow D = 0,562\ m$.

$\hookrightarrow$ ho bisogno di un illuminatore simmetrico a bassa pol. incrociata:

tromba corrugata.

$\vartheta_{-10dB} = 31,89°$ (questo è il semiangolo); $f = 18,3 \div 20,2\ GHz$.

Da Tromba circolare, ho:

$u = \frac{2\pi}{\lambda} a \sin\vartheta$; a raggio apertura; da grafico 2.49, $u = 4,1$

$\hookrightarrow t = 0,125$; $\lambda = \frac{c}{19,25\,GHz} = 15,6\ mm$;

$\rightarrow \frac{a}{\lambda} = 1,236$; $a = 19,3\ mm$.

$a/R = 0,224 \Longrightarrow R = 86\ mm$

Dimensiono i deviatori:

14/09/01 (4)

V3

Progettare antenna Cassegrain con $f = 23$ GHz; $G > 45$ dB; taper ai bordi del rifl principale a -14 dB.

Sotto il punto di vista del guadagno, basta, supposto $\nu = 0{,}5$, 1m di diametro: si avrebbero:

$$G = 10\log_{10}\left[\frac{4\pi^2}{\lambda^2}\nu\left(\frac{D}{2}\right)^2\right] = 45{,}35 \text{ dB}$$

Ho $f/D = 0{,}3$; posso già conoscere i vari angoli (o, meglio, ϑ_M):

$\hookrightarrow \vartheta_M$: $\frac{D}{2} = 2f\tan\left(\frac{\vartheta_M}{2}\right) \longrightarrow \vartheta_M = 2\arctan\left(\frac{D}{4f}\right) = 79{,}61°$.

Questo è il ϑ_M del paraboloide. $\vartheta_m = \emptyset$ (no offset!)

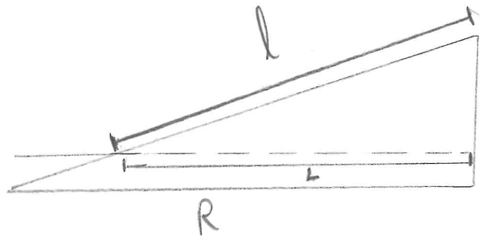
Chiedere tapering di -14 dB ai bordi del rifl principale significa far coincidere il ϑ_M del subriflettore con il suo angolo a -14 dB! Ciò andrà a "riflettersi" sul feed.

Progetto del feed

Come feed voglio una tromba corrugata, centro di fase nel vertice del paraboloide (sarà a distanza "f" dal subriflettore). Non ho particolari pretese sul feed, dunque scelgo di minimizzare l'errore di fase: l'angolo a -14 dB con err. di fase 0,125 sarà (Fig. (2.39)) $\Longrightarrow$ $u = \frac{2\pi}{\lambda} a\sin\vartheta = 4{,}125$

Scelgo $\vartheta = 30° \Rightarrow \frac{a}{\lambda} = \frac{4{,}125}{2\pi \times 0{,}5} = 1{,}313$;

da fig (2.40), $a/R = 0{,}224 \Longrightarrow R = \frac{a}{0{,}224} = 5.862$;



Usando "t" (errore di fase):

$$t = \frac{a^2}{2\ell\lambda} \longrightarrow \frac{\ell}{\lambda} = \frac{(a/\lambda)^2}{2t} = \frac{(1{,}313)^2}{0{,}25} = 6{,}896$$

LINEA DI ACCESSO?
DIMEI WR42 ...

Solchi ---

progetto del subriflettore

A questo punto, sappiamo che:

$\vartheta_M = 79{,}61°$;

$\vartheta_f = 30°$.

Posso fissare $d = 0{,}1\,D$ (per il bloccaggio)

$\hookrightarrow \frac{d}{D} \; \frac{f}{2c} \; \frac{\tan \tan}{\dots} = $ Fig (2.90).

con la formula $M = \frac{\tan\left(\frac{\vartheta_m}{2}\right)}{\tan\left(\frac{\vartheta_f}{2}\right)}$, $M \approx 3{,}11$!

$M \approx 3{,}5$

$\frac{d}{D} \; \frac{f}{2c} \approx 0{,}3 \Rightarrow \frac{f}{2c} \simeq 3 \Rightarrow \frac{f}{c} \simeq 6 \longrightarrow \boxed{c \simeq \frac{f}{6}}$

Sapendo che:

$e = \frac{M+1}{M-1} = 1{,}8 \Rightarrow e = \frac{c}{a} \longrightarrow a = \frac{c}{e} = \frac{f}{1{,}8 \times 6} = \frac{f}{10{,}8}$

14/02/2022 (2) V3

Progettare lente a 18 GHz, $G = 32$ dB, $\varepsilon_r = 4$, Taper $= -15$ dB.
Calcolare $\nu = \nu_{spill}\,\nu_{apertura}$, campo $[\cos(\vartheta)]^2$ (feed), l'apertura è una parabola al quadrato su piedistallo.

Parto dalla sup di uscita: $G = \frac{4\pi}{\lambda^2}\nu\pi\left(\frac{D}{2}\right)^2 \Rightarrow \left(\frac{D}{2}\right)^2 = \frac{\lambda^2 G}{4\pi^2\nu}$ $\nu = 0{,}5$ per ipotesi

$\rightarrow D = 0{,}2987 \simeq \underline{0{,}3\,m} = 30$ cm.

$\varepsilon_r = 4 \Rightarrow n = \sqrt{\varepsilon_r} = 2$;

$\hookrightarrow n\cos\vartheta - 1 = \emptyset \longrightarrow \vartheta_a = 60°$.

RICORDARE? (VOL?)

Uso $\vartheta_{feed} \simeq 2/3\,\vartheta_a = 40°$; questo sarà ϑ_{-15dB} per il feed.

Formula (2.297): $\vartheta_M = 40°$

$$r = \frac{f(n-1)}{n\cos\vartheta - 1} \Rightarrow r(\vartheta_M) = \frac{D}{2}\frac{1}{\sin(\vartheta_M)} = 0{,}233\,m;$$

$\hookrightarrow f = 0{,}233 \times \frac{n\cos\vartheta_M - 1}{n-1} = 0{,}124$ m $= 12{,}4$ cm

Questo è il fuoco della lente. Posso calcolare lo spessore: (vedi X4)

$$0{,}124 \times \frac{(2-1)}{2\cos(40)-1} - 0{,}124 = 10{,}9 \text{ cm} \quad \text{(spessore lente)}.$$

Progetto del feed:
Uso tromba corrugata a minimo errore di fase, ϑ_{-15dB}: da figura 2.39

$\hookrightarrow u = \frac{2\pi}{\lambda} a \sin\vartheta = 4{,}125$; $\vartheta = 40°$

$\longrightarrow \frac{a}{\lambda} = \frac{u}{2\pi\sin 40} = 1{,}021$;

e così via.

Devo fare gli integrali, per fare quei conti! =C

21/02/2000 - (10)

V6

Riflettore a 1,5 GHz con illuminatore la schiera di 2 elementi, diagramma simmetrico.

I dipoli son lunghi 10 cm ⟹ il piatto è lungo 20 cm (d = 20 cm)

Abbondo: 30 cm e son sicuro

$G = 35$ dB; in G devo tener conto:

- del bloccaggio: $\Delta G_{dB} = -8,7 \left(\frac{d}{D}\right)^2 \gamma$
- dell' ν_{fuoco}: $\nu_{fuoco} = 0,9$;
- del $\cos^2$: $\alpha = 2 \Rightarrow \nu = 0,67$ (tabella p.28)
- dell'errore rms: $\nu_\varepsilon = \exp - \left|\frac{4\pi\varepsilon}{\lambda}\right|^2 = 0,939$;

$\rightarrow \nu = 0,566$

$$G = 35\,dB = 10^{\frac{35}{10}} = \nu \frac{4\pi^2}{\lambda^2} \left(\frac{D}{2}\right)^2 \longrightarrow D \simeq 5,5\ m.$$

+1

Da grafico (2.64), vedo che, dato che $d/D = 0,055$, mi basta $t = 13$ dB, con $f/D = 0,3$; posso completare il progetto, determinando i dati del feed:

$\alpha_s = 40 \log \sec \left(\frac{\theta_M}{2}\right)$ dove $\theta_M = 2 \arctan \left(\frac{D}{4f}\right) = 79,6^\circ$;

$\alpha_s = 4,6$ dB;

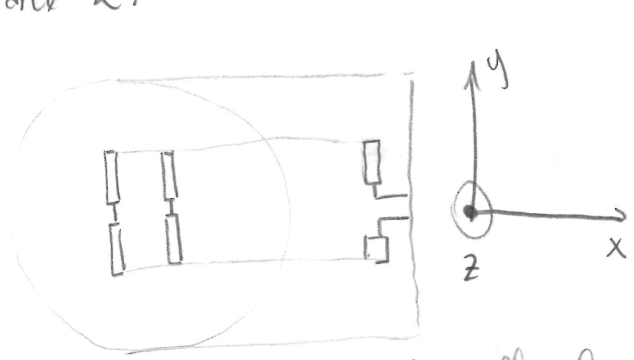
↳ $\alpha_{feed} = 13\,dB - 4,6\,dB = 8,42$ dB

Il feed da progettare dovrà esser tale da avere 8,42 dB di riduzione del main beam, a 79,6°.

ALMO? :)

Parte 2:

(V7)



Ragioniamo: i dipoli, dal piano di massa, distano $h = \lambda/4$: si ricordi che h è presa lungo l'asse z.
I due dipoli affiancati su x e disposti con l'asse lungo y, saran una prima schiera; la seconda è quella lungo z.

Dal momento che la schiera in z è composta da due coppie di bipoli alimentati in opposizione di fase,

$A_z(\psi_1) = \sin\left(\frac{\psi_1}{2}\right)$, $\psi_1 = 2kh\cos\vartheta$;

La schiera in x, invece, composta dai 2 dipoli alimentati allo stesso modo, è:

$A_x(\psi_2) = \cos\left(\frac{\psi_2}{2}\right)$, $\psi_2 = kd\cos\vartheta_2$

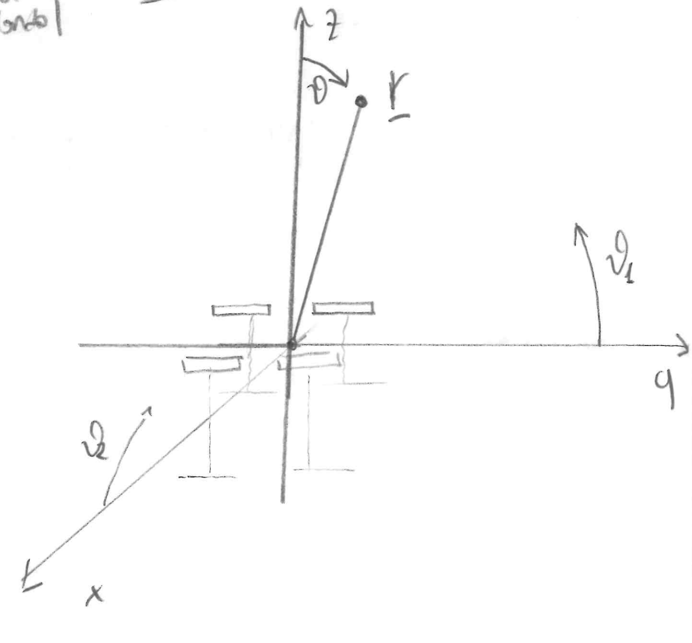
Infine c'è il nostro bravo elemento irradiante, dipolo elettrico, che sarà:

$$F = \frac{jZ_0 I_0 \exp(-jkR)}{R}\left[\frac{\cos(kl\cos\vartheta_1) - \cos(kl)}{\sin(\vartheta_1)}\right]$$

dove $kl = \frac{2\pi}{\lambda}\frac{\lambda}{2}\frac{1}{2} = \frac{\pi}{2}$

$2l = \frac{\lambda}{2} \Longrightarrow$ (dipolo a mezz'onda) $\Longrightarrow \cos(kl) = \cos\left(\frac{\pi}{2}\right) = \phi$;

$$\hookrightarrow F = F_0 \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2}\cos(\vartheta_1)\right)}{\sin(\vartheta_1)}$$



Abbiamo 3 angoli ϑ_i: $\vartheta, \vartheta_1, \vartheta_2$:

- ϑ_2 "parte" da $\hat{x}$ per rappresentare $\underline{r}$;
- ϑ_1 "parte" da $\hat{y}$;
- ϑ da $\hat{z}$ (è il "ϑ" classico)

Come noto dalla teoria,

$\hat{r} = \sin\vartheta\cos\varphi\,\hat{x} + \sin\vartheta\sin\varphi\,\hat{y} + \cos\vartheta\,\hat{z}$

dove:

$\hat{r}\cdot\hat{z} = \cos\vartheta$; ($\vartheta$ è come detto quello "classico");

$\hat{r}\cdot\hat{x} = \cos\vartheta_2 = \sin\vartheta\cos\varphi$; $\Longrightarrow$ da qui, posso scrivere il fattore di schiera come:

$\hat{r}\cdot\hat{y} = \cos\vartheta_1 = \sin\vartheta\sin\varphi$; $\nearrow$ ($\sin\vartheta_1 = \sqrt{1-\cos^2\vartheta_1}$)

$$\hookrightarrow A(\vartheta,\varphi) = \sin(kh\cos\vartheta)\cos\left(\frac{kd}{2}\sin\vartheta\cos\varphi\right)\cos\left(\frac{\pi}{2}\sin\vartheta\sin\varphi\right)\frac{F_0}{\sqrt{1-\sin^2\vartheta\sin^2\varphi}}$$

Per vari valori di φ, ho i tagli del d. di irradiazione. (18)

Come si fa a imporre la simmetria? Considero il taglio $\varphi = \frac{\pi}{2}$:

$$A\left(\vartheta, \frac{\pi}{2}\right) = \frac{F_0}{\cos\vartheta} \sin(kh\cos\vartheta) \cos\left(\frac{\pi}{2}\sin\vartheta\right) = 0{,}4 \quad (-8\,dB)$$

qua l'unica incognita è ϑ; lo prendo, lo sostituisco nel taglio per $\varphi = 0$, e:

$$\hookrightarrow A(\vartheta_{8dB}, 0) = F_0 \cos\left(\frac{kd}{2}\sin\vartheta\right) \sin(kh\cos\vartheta) = 0{,}4$$

e da qui "d" è l'unica incognita.

Progetto del dipolo

Prendo col righello la misura del ROS sulla cds, la porto sulle ordinate e vedo che, per ROS = 1,4, $|x| < 0{,}35$; si ha: (vedi 28)

$$\hookrightarrow X \simeq -\cot\left(\frac{2\pi l}{v_f} f\right)$$

alla risonanza:

$$\approx Z_{0a} \tan\left(\frac{2\pi l}{v_f}\Delta f\right)$$ dove $\Delta f = 75$ MHz. Per $\Delta f \to 0$, si ha:

$$\hookrightarrow \simeq Z_{0a} \frac{2\pi l}{v_f}\Delta f \Rightarrow \lambda_0 = \frac{v_f}{f_0} \; ; \; l = \frac{\lambda_0}{4} \Rightarrow \frac{\cancel{2}\pi}{\cancel{v_f}} \frac{\cancel{v_f}}{\cancel{4}_{2} f_0}\Delta f = \frac{\pi}{2}\frac{\Delta f}{f_0}$$

$$\hookrightarrow x = \frac{Z_{0a}}{Z_{0l}} \frac{\pi}{2} \frac{\Delta f}{f_0} \longrightarrow Z_{0a} = \frac{2 \times Z_{0l} f_0}{\pi \Delta f} =$$ (ipotizzo $50\,\Omega$ di Z_{0l})

$$\hookrightarrow Z_{0a} = 222\,\Omega.$$

Questa poi si progetta come:

$$Z_{0a} = 120\left[\ln\left(\frac{2l}{a}\right) - 1\right] \longrightarrow \frac{2l}{a} = \text{snellezza} = 17{,}3.$$

Devo progettare la "l" <u>giusta</u>: non $\lambda/2$!

Ho: (formula 3.12)

$$\hookrightarrow \underset{\substack{\downarrow \\ 222\,\Omega}}{Z_{0a}} \cot(kl) = X(kl) \to$$ vedi (20)

Poi più o meno (fatto male), 0,91 di $\lambda/4$;

Trovo "a" e il progetto è finito.

03/02/1999 (14) | 29/01/2003 (V8)

Segue/interpreto la soluzione. {Da p. 554 Orefice (a matita), o da Orefice-Aperture, a matita p.27, a ≡ L. (o slide 5-1 aperture)}

$$\boxed{\frac{L}{\lambda} = \frac{50^\circ}{\vartheta^\circ_{3dB}} = 20}$$; poiché $d/\lambda = 0{,}7$, $\lambda = \frac{c}{f} = 3{,}2\,cm$,

$\hookrightarrow N = \frac{20}{0{,}7} \simeq 29$ elementi

$L = 64\,cm$ (λ è la λ_0 non la λ_g).

d/λ è dato dal "buon senso" (propagazione del modo);

Si ha, nei suggerimenti, la formula:

$$g = 0{,}131 \frac{\lambda_g}{\lambda} \frac{\lambda^4}{a^3 b} \left[\frac{\sin\vartheta \cos\left(\frac{\pi\lambda}{2\lambda_g}\sin\vartheta\right)}{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_g}\right)^2 \sin^2\vartheta} \right]^2$$

data dal testo. Approssimo a:

$$\simeq 0{,}131 \frac{\lambda_g}{\lambda}\frac{\lambda^4}{a^3 b}\sin^2\vartheta$$

$$\Rightarrow \vartheta \simeq 8{,}456^\circ.$$

Ciascuna fessura è una piccola tromba. Ho bisogno di una tromba ottima nel piano H, dunque $t = 0{,}375\,\lambda \left(\frac{3}{8}\right)$

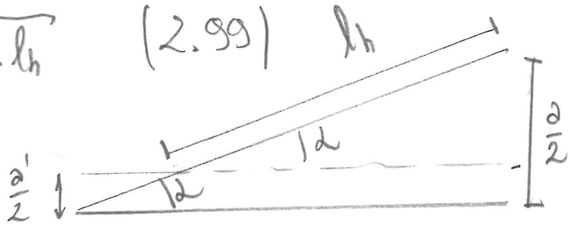
Recupero, p. 44 (Orefice-Aperture), Fig. (2.19) (relativa a piano H),

$u = \frac{a}{\lambda}\sin(\vartheta) = ?$; ϑ_{-3dB} su piano $H = 23^\circ$,

$$\hookrightarrow \frac{a}{\lambda}\sin\left(\frac{23^\circ}{2}\right) = \frac{a}{\lambda}\sin(11{,}5^\circ) \simeq 0{,}7$$ (da Fig. 2.19, chiedendo $\frac{3}{8}$ come errore di fase e angolo a 3dB)

$\hookrightarrow \frac{a}{\lambda} = 3{,}51$, $a = 11{,}2\,cm$.

La tromba ottima dice che, sul piano H, $a = \sqrt{3\lambda \ell_h}$ (2.99)



$\hookrightarrow a^2 = 3\lambda\ell_h \Rightarrow \frac{1}{3}\left(\frac{a}{\lambda}\right)^2 = \frac{\ell_h}{\lambda} \rightarrow \ell_h = 13{,}14\,cm.$

L'inclinazione sul piano verticale è 23°, al fine di "traslare il fascio";

16/07/2001 (21) (V10)

Dimensionamento elemento irradiante (patch)

$f = 1{,}9$ GHz, $\varepsilon_r = 2{,}33$, $h = 3{,}2$ mm

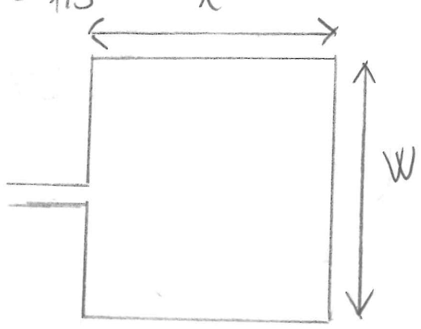
Metodo (validato da confronto con applet):

Calcolo ε_{eff}; serve un w/h, e per stimarlo uso una lunghezza "fittizia": $\lambda_0/2$. L'ordine di grandezza sarà di sicuro quello.

$\lambda_0 = \frac{c}{f} = 15{,}8$ cm; $w \approx \frac{\lambda_0}{2} = 79$ mm; $\frac{w}{h} \approx 24{,}67$

Uso la formula:

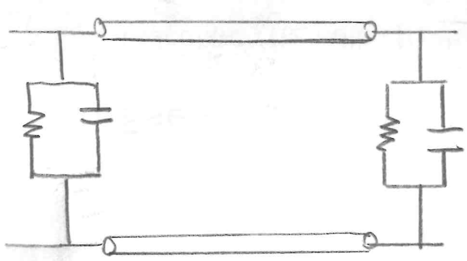
$$\varepsilon_{eff} = \frac{2{,}33+1}{2} + \frac{\frac{2{,}33-1}{2}}{\sqrt{1+\frac{10}{24{,}67}}} = 2{,}226 \longrightarrow \sqrt{\varepsilon_{eff}} = 1{,}5$$



$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\varepsilon_{eff}}} = 0{,}106 \text{ m} \longrightarrow \lambda_g/2 = 52{,}92 \text{ mm}$$

Questo è il progetto di w e l!

Dimensiono il modello a linee di tx:



dove

$$G = \frac{4\pi}{377}\left(\frac{w}{\lambda_0}\right)^2 \approx \frac{1}{90}\left(\frac{w}{\lambda_0}\right)^2 = \frac{1}{90}\left(\frac{l}{2\sqrt{\varepsilon_{eff}}}\right) = 1{,}25 \text{ mS}$$

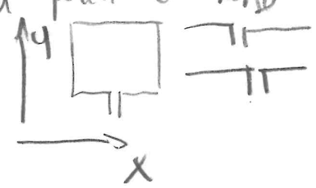
$Z_0 = 120\pi$

$$C_S = \frac{\Delta l \sqrt{\varepsilon_{eff}}}{c\, Z_0} \quad \text{dove} \quad \begin{array}{l} c = 3E8 \text{ m/s} \\ Z_0 = 120\pi\,\Omega \\ \Delta l \approx 0{,}412\,h \end{array} \longrightarrow \Rightarrow Z_{00} = \ldots$$

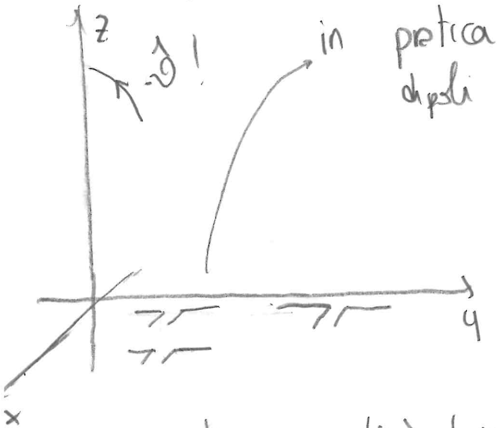
$= 17{,}39$ fF

Progetto della schiera

Non ho particolari richieste sui SLL: posso avere alimentazione uniforme.
Voglio pol. verticale: la linea di alimentazione dei patch è verso "l'alto"
lossia i patch sono così direzionati:



Cosa significa ciò? È come avere ciò:



in pratica, è come avere dei dipoli magnetici diretti con l'asse lungo y.
Un dipolo magnetico irradia verso $\hat{e}_\varphi$, il campo elettrico dunque verso $\hat{e}$; quindi, in questo così scelto sistema di riferimento, $\hat{e}$ del sistema con dipolo riferito a $\hat{z}$, è $-\hat{\vartheta}$.

Questa schiera irradierà broadside e per come son orientati gli assi (y verso il "lato lungo"), la direttività sarà massima lungo il piano verticale.
L'irradiazione è di tipo broadside: $\Phi = 0$

$\hookrightarrow d = \frac{N-1}{N} \frac{\lambda}{1+\sin\vartheta} = \frac{N-1}{N}\lambda = \lambda\frac{7}{8} = 0{,}875\lambda$

Dunque: $d_{y\,max} = 0{,}875\lambda \implies 0{,}875 \times \frac{c}{1{,}9\,GHz} = 0{,}1382\ m$;

$8 \times 0{,}1382 = 1{,}105\ m$

Ho poi 4 di queste colonne; la scansione deve essere fino a 30° (rispetto alla dir. broadside): $\vartheta_s = 15°$

$\hookrightarrow d = \frac{N-1}{N}\frac{1}{1+\sin(15°)} = \lambda\frac{3}{4}\frac{1}{1+\sin(15°)} = 0{,}5958\lambda$

Questa, per $\vartheta_s = 15°$ e 4 elementi, è la massima distanza accettabile
Devo progettare la scansione: è noto che $\vartheta_{3dB} \approx 0{,}88\frac{\lambda}{L}$; $L = 4\,d_{max} \implies 0{,}88 \times \frac{\lambda}{4\,d_{max}} = 0{,}3693$ ($\underline{\underline{\text{IMPRECISO}}}$: $\boxed{\text{N PICCOLO}}$)

$\psi = kd\sin\vartheta = \frac{2\pi}{\lambda}d\sin\vartheta = 2\pi\frac{d}{\lambda}\sin\vartheta = 2\pi \times 0{,}5958\sin\vartheta$

Nota: ϑ è $\frac{1}{2}\vartheta_{3dB}$!

So che:
$\sin\vartheta_s \approx \vartheta_s = -\frac{\Phi}{kd} \implies$ Faccio gli incrementi finiti, e trovo: $\longrightarrow \Delta\vartheta_s \approx \frac{\Delta\Phi}{kd} = \frac{\Delta\Phi}{\frac{2\pi}{\lambda}d}$
(Taylor 1)

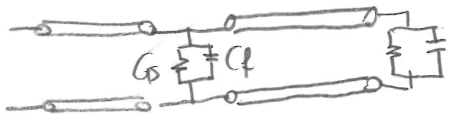
ma $\Delta\Phi = \frac{2\pi}{2^B} \longrightarrow \Delta\vartheta_s = \frac{\cancel{2\pi}}{2^B}\frac{\lambda}{\cancel{2\pi}d} = \frac{\lambda}{2^B d} = \frac{1}{2^B}\frac{1}{0{,}5958} = \frac{1{,}678}{2^B}$

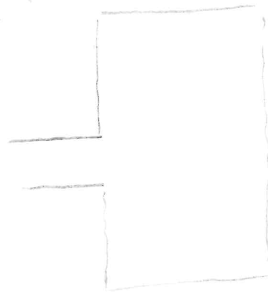
se chiedo $2 \times 0{,}1875 = \frac{1{,}678}{2^B} \longrightarrow 2^B = > \boxed{B = 21}$

16/07/2021 (21) (V10)

Dimensionamento elemento irradiante **OLD** **DISORDINATO**

Ricordo che $f = 1{,}9\ GHz$; ho un substrato $\varepsilon_r = 2{,}33$, $h = 3{,}2\ mm$. Si può usare il modello delle linee di trasmissione.





dove $G_S = \frac{4\pi}{3 Z_0}\left(\frac{w}{\lambda}\right)^2 \approx \frac{1}{90}\left(\frac{a}{\lambda}\right)^2$

$B_S = \omega C_S$ $\quad C_S = \frac{\Delta l}{v Z} = \frac{\sqrt{\varepsilon_{eff}}\,\Delta l}{c Z_{0\infty}}$

$c = 3E8\ m/s$

$\frac{\Delta l}{h} \simeq 0{,}412 \Rightarrow \boxed{2\Delta l \approx h}$ $\quad \underline{Z_0 = 120\pi\ \Omega}$

(Vero??)

Dimensionare significa trovare i parametri del modello

$\hookrightarrow Z_{0\infty} = \frac{Z_0}{\sqrt{\varepsilon_{eff}}}$; $\varepsilon_{eff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2}\left(1 + \frac{10h}{w}\right)^{-\frac{1}{2}}$ (o meglio, vedi grafico!)

patch quadrati, $\lambda_0 = 15{,}7\ cm \rightarrow w \approx \frac{\lambda_0}{2}$ (simile, ordine di grandezza, essendo ε_{eff} abbastanza costante)

$\hookrightarrow \varepsilon_{eff} \simeq 1{,}5$; $\sqrt{\varepsilon_{eff}} \approx 1{,}2$

λ_g: $K_0 = \frac{2\pi f}{c} = \frac{2\pi}{\lambda} = \omega\sqrt{\varepsilon\mu} \Longrightarrow \lambda_g \approx$

$\quad \hookrightarrow K_{eff} = K_0\sqrt{\varepsilon_{eff}}$; $\rightarrow \lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\varepsilon_{eff}}} \longrightarrow \lambda_g \simeq 12{,}9\ cm$;

$\lambda_g/2 \cong 6{,}5\ cm$.

$\hookrightarrow \Delta l \simeq 0{,}412\,h = 1{,}32\ mm$; $\quad G \approx \frac{1}{90}\left(\frac{a}{\lambda}\right)^2 \approx \frac{1}{90}\left(\frac{1}{\sqrt{\varepsilon_{eff}}}\right)^2 = 7{,}4\ mS$;

$C_S = \frac{\Delta l\sqrt{\varepsilon_{eff}}}{c\, Z_{0\infty}}$; $\quad Z_{0\infty} = \frac{Z_0}{\sqrt{\varepsilon_{eff}}} = 314\ \Omega$; $\longrightarrow$???

$C_S \approx 16{,}82\ pF$.

Come lo farei io:

1) Calcolare con formula la ε_{eff};

2) Calcolare $Z_{0\infty}$ alla buona, ma dicendo $\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\varepsilon_{eff}}}$;

3) $\Delta l \cong 0{,}412\,h$;

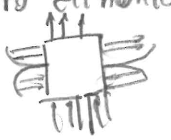
4) Determinare G e C.

V11

Progetto colonna: 8 elementi, e non ho particolari richieste, dunque la faccio uniforme.

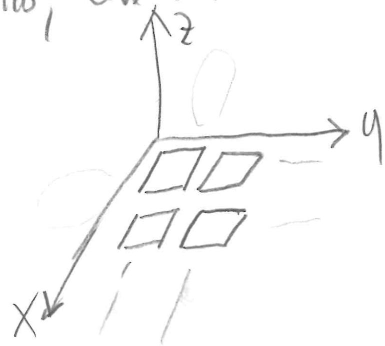
$$|A|_{colonna} = \frac{1}{N} \left| \frac{\sin\left(N \frac{\psi}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\psi}{2}\right)} \right|$$ (questa è la forma).

Se la pol. è verticale, dovrò alimentare i patch "verso l'alto":



$\uparrow \underline{E}$.

Massima direttività nel P.O.: la parte lunga è verso l'alto; deve essere una schiera endfire (la verticale, la colonna):



$$d = \frac{N-1}{N} \frac{\lambda}{1+\sin\vartheta_s} \qquad \vartheta_s = 90° \text{ (angolo rispetto broadside)}$$

$$\hookrightarrow \frac{N-1}{N} \frac{1}{1+1} = \frac{N-1}{2N} = \frac{d}{\lambda} \Rightarrow d_{max_y} = 0{,}4375\,\lambda$$

Qual è il fattore di schiera?

$$|A_{col}| = \frac{1}{8} \left| \frac{\sin\left(8 \frac{\psi_1}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\psi_1}{2}\right)} \right|$$ e ψ_1? È noto che $\psi_1 = K d_y \sin\vartheta \sin\varphi$

Volendo il max per $\vartheta = 0°$ (endfire),

$$\vartheta_{max} = \vartheta|_{\psi=0} \Rightarrow \vartheta_{max} = \arccos\left(-\frac{\Phi}{Kd}\right)$$

$$\hookrightarrow \boxed{\Phi = -K d_y} = -\frac{2\pi}{\lambda} \cdot 0{,}4375\lambda = \underline{-157{,}5°}.$$ In questo modo la singola schiera verticale è endfire verso $\hat{y}$!

$d = 0{,}4375\lambda \approx 0{,}5526$ m;

Progetto riga: schiera che, nel piano orizzontale $(\hat{x})$, possa far scansione fino a 30°.

NON SO COME FARE!

13/02/01 - 23 - Schiere a fessure in guida

V12

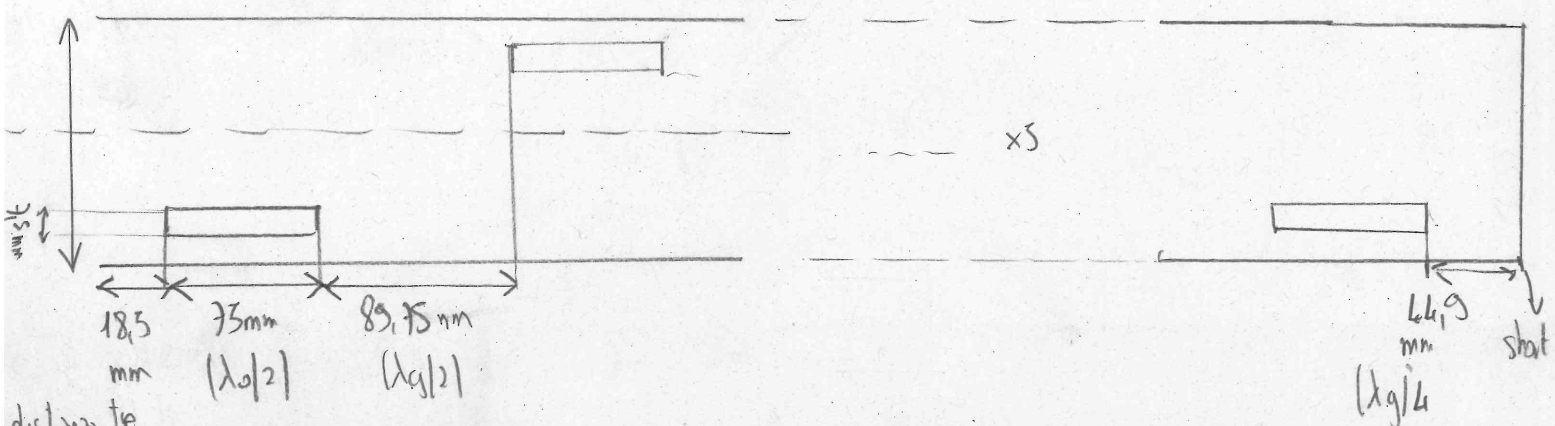
Prima di tutto, dalla teoria (quaderno), so che ciascuna fessura è lunga $l \approx \lambda_0/2$; w di solito si sceglie così: $w \approx \frac{l}{10}$.

Ho alimentazione uniforme: g_i è $\frac{1}{N}$ (in modo da vedere $g_{in} = 1$ in ingresso).

Se $f = 2\,GHz$, $\lambda_0 = 15\,cm$; come guida, non sapendo che fare, uso una WR430 (o WR510 volendo), dunque con $a = 10{,}9\,cm$, $b = 5{,}46\,cm$

Per questa guida eccitata al TE_{10}, ho: $f_c = \frac{c}{2a} = 1{,}373\,GHz$; $\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\varepsilon_r - \left(\frac{f_{c0}}{f}\right)}} = 0{,}1795$

Uso 5 elementi:



distanze tra bordo e inizio guida) : se voglio che il centro sia a 56 mm, il bordo è a 56 mm $- \lambda_0/4$ (metà della fessura).

Domande:

1) C'è qualcosa di giusto? Io non ho usato la (6.90) in pratica! io vorrei che $g_i = \frac{1}{5}$, ma ... dove lo impongo fisicamente? Io ho fatto tutto $\lambda_0/2$ e boh...

2) Come faccio a capire come progettare la guida? Io ho scelto quella compatibile...

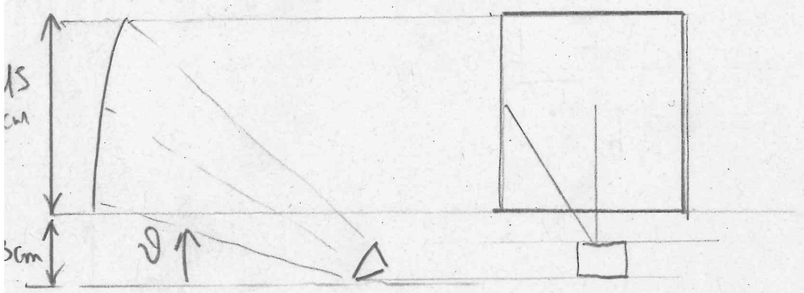
3) Dalla (6.90) sembra che le fessure debbano essere diverse; come faccio a farle uniformi?

NON SEI PER NIENTE CONVINTO.

16/07/2001 (5) V13

Dal problema ho che:

$D = 15$ cm (lato del quadrato) ; $f = 15$ cm ; $d = 3$cm ; $f = 4{,}1$ GHz (pol. verticale)



$\hookrightarrow f/D = 1$;
$d/D = 3/15 = 1/5 = 0{,}2 = d/f$;

Ragionando, si ha la solita formula di partenza (credo):

$$r = 2f \tan\left(\frac{\vartheta}{2}\right) \Longrightarrow \vartheta = 2\arctan\left(\frac{r}{2f}\right)$$

$$\vartheta_m = 2\arctan\left(\frac{d}{2f}\right) = 11{,}42^\circ ; \qquad \vartheta_0 = 2\arctan\left(\frac{d + \frac{D}{2}}{2f}\right) = 2\arctan\left(\frac{0{,}2f + 0{,}5f}{2f}\right) =$$

$$\vartheta_M = 2\arctan\left(\frac{d+D}{2f}\right) = 61{,}9^\circ ; \qquad = \underline{38{,}58^\circ}$$

Questo, per il piano verticale; per il piano orizzontale,

Progettiamo ora il trombino: sul piano verticale, vogliamo un taper di +10 dB; questo vuol dire che:

$\vartheta_{v\,max} = 23{,}35^\circ$ $\qquad \alpha_{sm} = -0{,}09$ dB

$\vartheta_{v\,min} = 27{,}16^\circ$ $\qquad \alpha_{sM} = 2{,}68$ dB

$$\hookrightarrow \bar{\vartheta} = \frac{23{,}35^\circ + 27{,}16^\circ}{2} \approx \underline{25{,}26^\circ}.$$

Con questo, simmetrizzo un po'. Altrimenti, ancora meglio,

$\vartheta_{-10dB} = \underline{27{,}16^\circ} \Longrightarrow$ taper simmetrico e a -10 dB!

(però un po' a tentoni).

Da grafico 2.10 su piano E

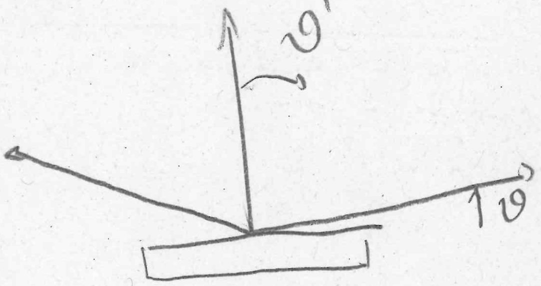
$\hookrightarrow \frac{b}{\lambda} \sin\vartheta = 0,738 \,;\quad \vartheta = 27,16^\circ$

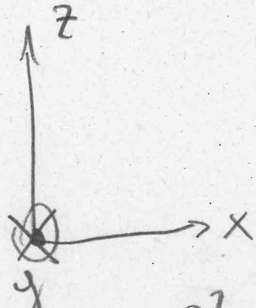
$\hookrightarrow \boxed{\frac{b}{\lambda} = 1,617}$ con $s = \frac{L}{8}$;

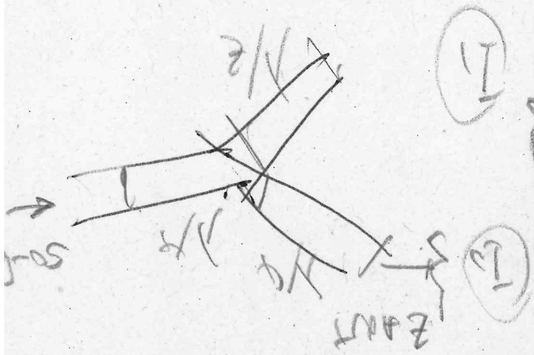
Posso usare la $s =$

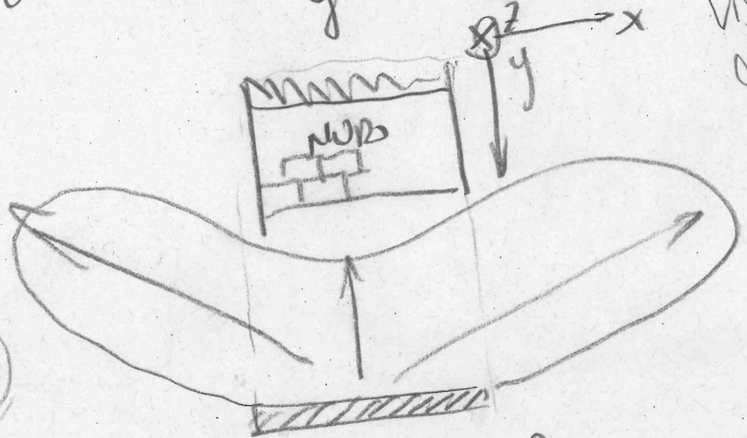
Serve l'altro angolo!

Mantenere i rapporti I_0 e I_1 al dimezzare.









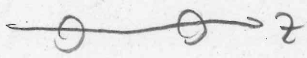
vista da dietro...

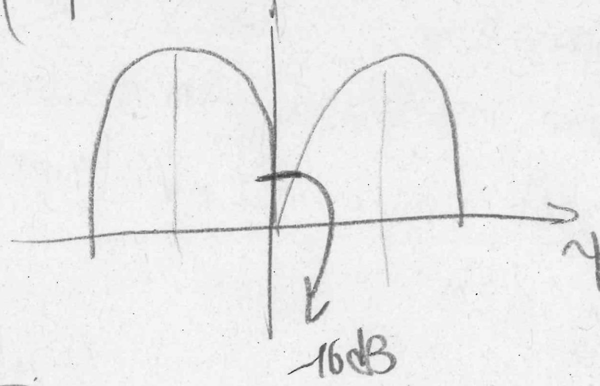
Schiera " quasi - endfire "? Di dipoli $\lambda/2$?

Proviamo a capire:

$\sin\left(\frac{\psi}{2}\right)$ se $\psi = 0$, campo 0, poi, 2 Lobi.

$\psi = kd\cos\vartheta$





Vorrei che, per $\boxed{\vartheta = 0^\circ}$ sin: -16 dB

$\sin\left(\frac{1}{2}kd\cos\vartheta\right)$ $\vartheta = 0$ $\sin\frac{1}{2}kd$

$\vartheta = 90$ 0

Dividere per portare a 1 a 2 parti aggiustando le fasi quindi cambiandola

Lunghezza della linea!