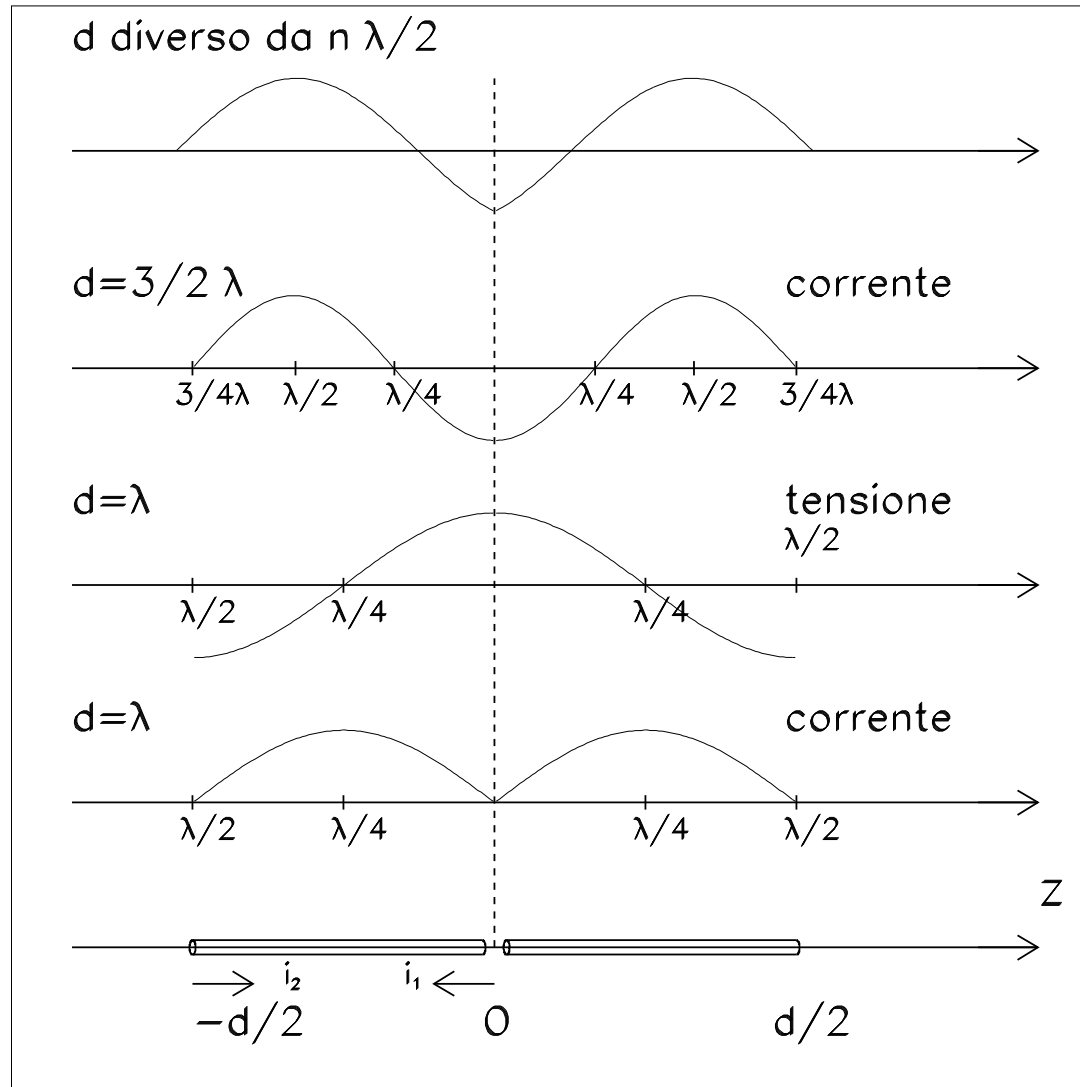
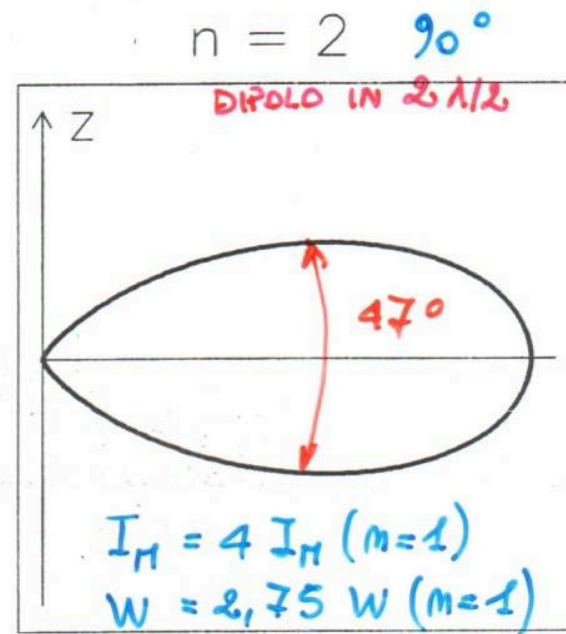
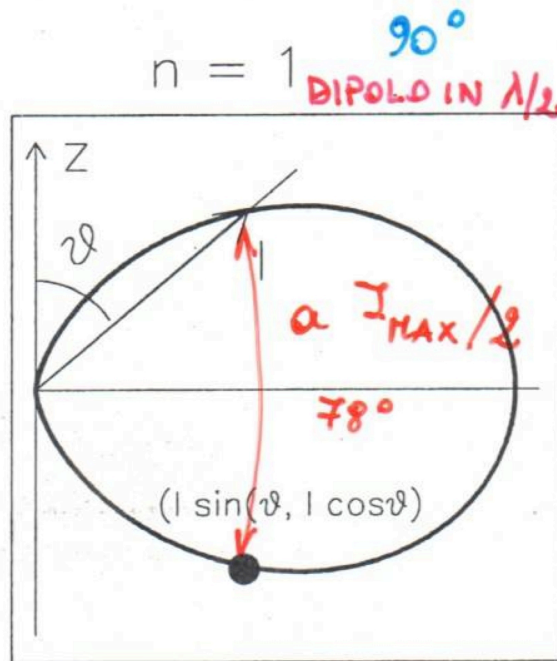


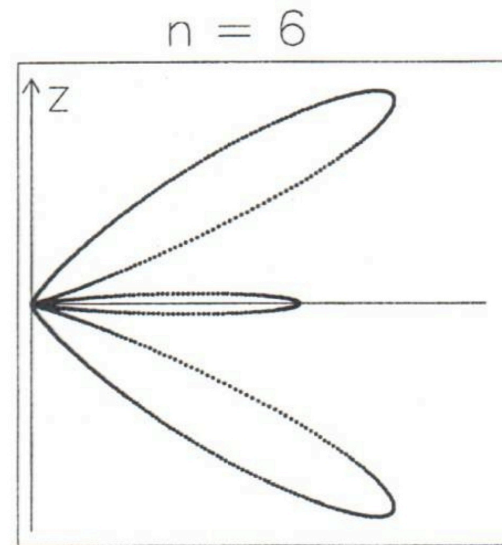
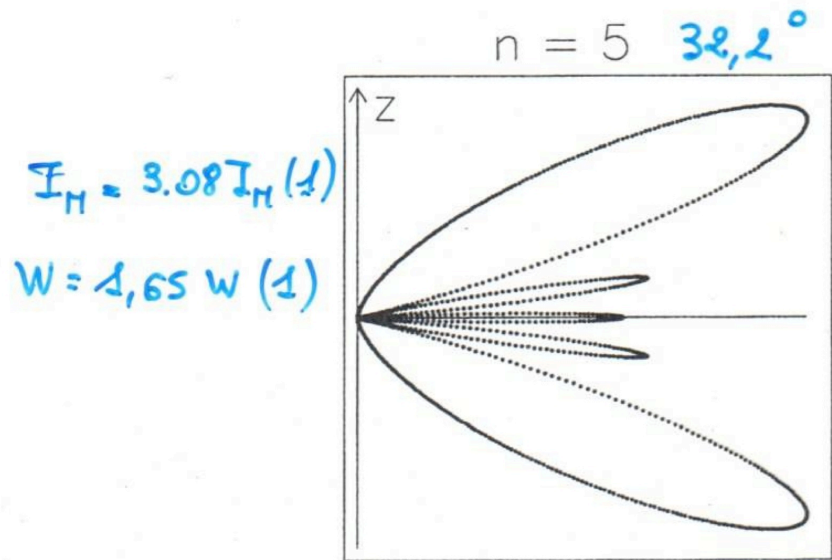
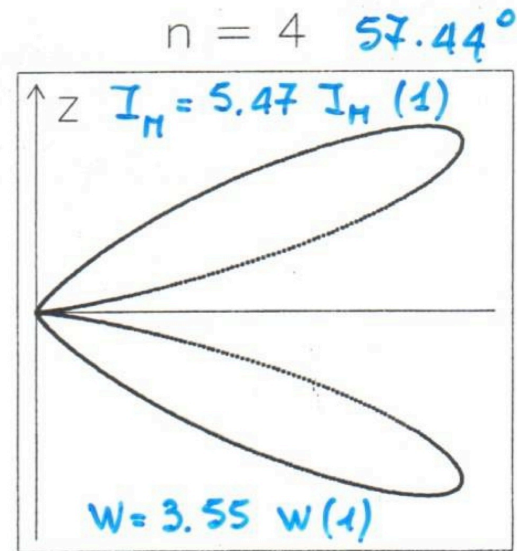
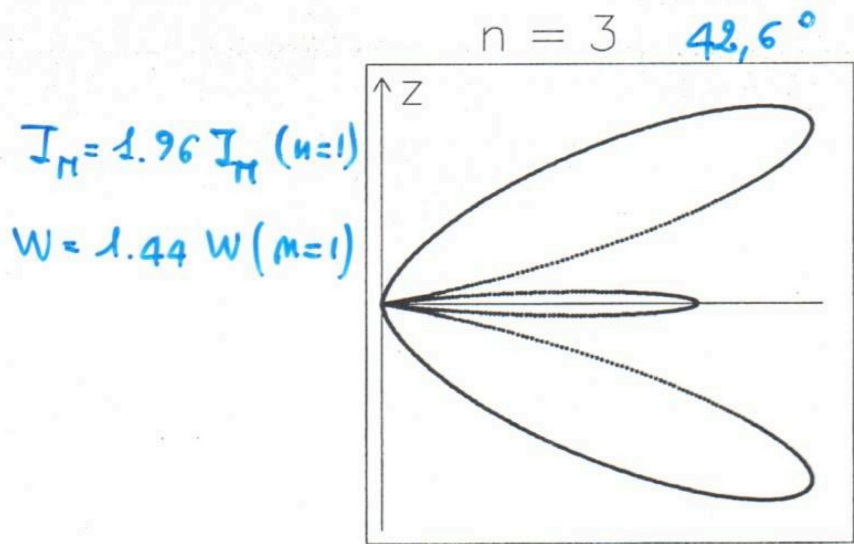
Antenna lineare risonante



Antenna lineare risonante

Diagrammi di irraggiamento





Antenne lineari collineari

EFFETTI APPREZZABILI SE $d \leq 4\lambda$

EFFETTO ANALOGO IN PRESENZA DI TERRENO CONDUTTORE SE ALTEZZA $\leq 2\lambda$ (H.F.)

$f: 3 \div 30 \text{ MHz}$
 $\lambda: 100 \div 10 \text{ m}$
 (ONDE CORTE)

ANTENNE COLLINEARI

IN P' :

$$\vec{E}_A = \vec{E}_{0A} \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{\lambda} r_1\right)$$

$$\vec{E}_B = \vec{E}_{0B} \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{\lambda} r_2 - \beta\right)$$

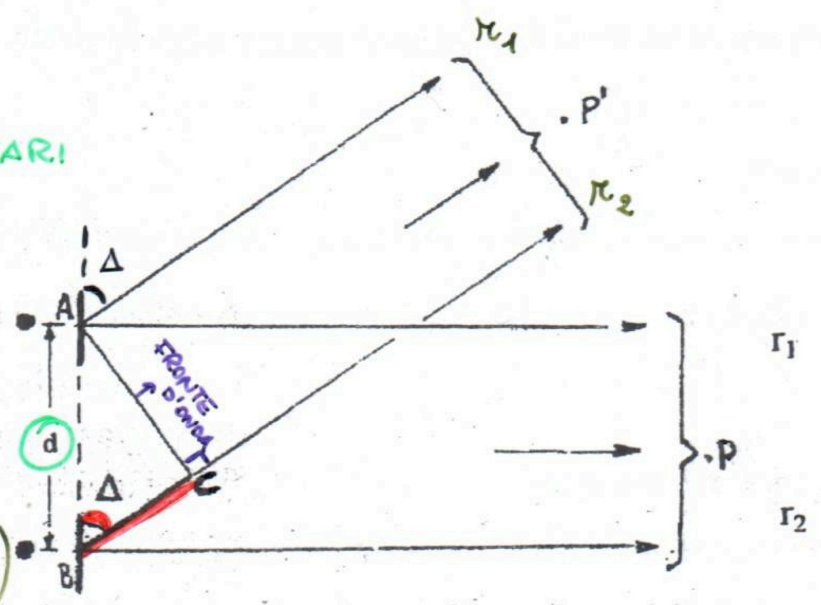


Figura 9-25: Composizione dei campi di due antenne collineari

β = SFASAMENTO DI ALIMENTAZIONE TRA A E B (A COME RIFERIMENTO.)
 DIFFERENZA DI CAMMINO TRA I RAGGI EMESSI DA A E B SE IL FRONTE D'ONDA È IN P' :
 $BC = d \cos \Delta \Rightarrow r_2 = r_1 + d \cos \Delta$

$$\vec{E}_{P'} = \vec{E}_{0A} e^{j(\omega t - \frac{2\pi}{\lambda} r_1)} + \vec{E}_{0B} e^{j(\omega t - \frac{2\pi}{\lambda} (r_1 + d \cos \Delta) - \beta)}$$

$$= \left[\vec{E}_{0A} + \vec{E}_{0B} e^{-j\left(\frac{2\pi}{\lambda} d \cos \Delta + \beta\right)} \right] e^{j(\omega t - \frac{2\pi}{\lambda} r_1)}$$

FATTORE PROPAGATIVO DI A

AMPIEZZA

COSTANTE

FISSO, COMUNE AI 2 RAGGI; $||^2 = 1$

$$\vec{E}_{P'} = \left[\vec{E}_{0A} + \vec{E}_{0B} \cos\left(\frac{2\pi}{\lambda} d \cos \Delta + \beta\right) - j \vec{E}_{0B} \sin\left(\frac{2\pi}{\lambda} d \cos \Delta + \beta\right) \right] e^{j(\omega t - \frac{2\pi}{\lambda} r_1)}$$

Re E_p

Im E_p

$$|\vec{E}_{P'}|^2 = (\text{Re } E_p)^2 + (\text{Im } E_p)^2$$

$$= \left[E_{0A} + E_{0B} \cos\left(\frac{2\pi}{\lambda} d \cos \Delta + \beta\right) \right]^2 + \left[E_{0B} \sin\left(\frac{2\pi}{\lambda} d \cos \Delta + \beta\right) \right]^2$$

$$= E_{0A}^2 + E_{0B}^2 \cos^2\left(\frac{2\pi}{\lambda} d \cos \Delta + \beta\right) + 2 E_{0A} E_{0B} \cos\left(\frac{2\pi}{\lambda} d \cos \Delta + \beta\right) + E_{0B}^2 \sin^2\left(\frac{2\pi}{\lambda} d \cos \Delta + \beta\right)$$

$$= E_{0A}^2 + E_{0B}^2 + 2 E_{0A} E_{0B} \cos\left(\frac{2\pi}{\lambda} d \cos \Delta + \beta\right)$$

DA CUI:

FASE:

$$\varphi = \arctan \frac{-E_{OB} \sin \left(\frac{2\pi}{\lambda} d \cos \Delta + \beta \right)}{E_{OA} + E_{OB} \cos \left(\frac{2\pi}{\lambda} d \cos \Delta + \beta \right)}$$

FASE DI

E_P

RISPETTO A \vec{E}_A

E, POICHÉ PER IPOTESI $E_{OA} = E_{OB}$, MODULO:

$$|\vec{E}_P| = E_{OA} \sqrt{2} \sqrt{1 + \cos \left(\frac{2\pi}{\lambda} d \cos \Delta + \beta \right)}$$

$$= E_{OA} \sqrt{2} \cdot \sqrt{2} \cos \left[\frac{1}{2} \left(\frac{2\pi}{\lambda} d \cos \Delta + \beta \right) \right]$$

BISEZIONE

$$= E_{OA} 2 \cos \left[\frac{\pi}{\lambda} d \cos \Delta + \beta/2 \right]$$

SE $\beta = 0^\circ$ (ALIM. IN FASE)

$$\begin{cases} P: \Delta = \frac{\pi}{2} & E_P = 2 E_{OA} \cos \left[\frac{\pi}{\lambda} d \cos \frac{\pi}{2} + 0^\circ \right] = 2 E_{OA} \\ P': & E_{P'} = 2 E_{OA} \cos \left[\frac{\pi}{\lambda} d \cos \Delta \right] = 0 \text{ se } d \cos \Delta = \underline{(2u+1) \lambda/2} \end{cases}$$

$d \cos \Delta = 2m \frac{\lambda}{2}$ ($\Delta = \frac{\pi}{2}$ $d \cos \Delta = 0 \lambda/2$)

INTERFERENZA

SE $\beta = -\pi$ rad (ALIM. IN CONTROFASE)

P: $\Delta = \frac{\pi}{2}$ $E_P = 2E_{0A} \cos \left[\frac{\pi}{\lambda} d \cos \left(\frac{\pi}{2} \right) - \frac{\pi}{2} \right] = 0$; di $\cos \Delta = \frac{2m\lambda}{2}$ $\Delta = \pi/2$

P': $E_{P'} = 2E_{0A} \cos \left[\frac{\pi}{\lambda} d \cos \Delta - \frac{\pi}{2} \right] = 2E_{0A}$ se $d \cos \Delta = \frac{(2m+1)\lambda}{2}$.

- L'EFFETTO DIPENDE DA β E DALLA DIREZIONE DI OSSERVAZIONE, Δ
- L'INTERFERENZA TRA LE DUE ANTENNE MODIFICA SOSTANZIALMENTE IL SOLIDO DI IRRACCIAMENTO E LO MODULA IN FUNZIONE DEL VALORE DI $\left[\frac{\pi}{\lambda} d \cos \Delta + \beta/2 \right]$:

$$d \cos \Delta = \begin{cases} (2m+1) \lambda/2 \\ 2m \lambda/2 \end{cases} \begin{cases} \beta = 0^\circ & E_P = 0 & \text{INT. DISTRUTTIVA} \\ \beta = \pi \text{ rad} & E_P = 2E_{0A} & \text{INT. COSTRUTTIVA} \\ \beta = 0^\circ & E_P = 2E_{0A} & \text{INT. COSTRUTTIVA} \\ \beta = \pi \text{ rad} & E_P = 0 & \text{INT. DISTRUTTIVA} \end{cases}$$

AI FINI PRATICI $m=0$

N.B. E_{0A} MANTIENE LA DIPENDENZA ANGOLARE TIPICA DELL'ANTENNA SINGOLA.
(DIAGRAMMA DI IRRADIAZIONE VS I o VS E : $I = 1/\mu_0 c \frac{1}{2} [E_0(\theta)]^2$.)

EFFETTO DEL SUOLO CONDUTTORE: ANTENNA IMMAGINE.

SE IL SUOLO È CONDUTTORE ALLA f UTILIZZATA \rightarrow EFFETTO IMMAGINE (BASSE f)

SE $\frac{d}{2} \leq 2\lambda$ (DISTANZA DAL SUOLO: H)

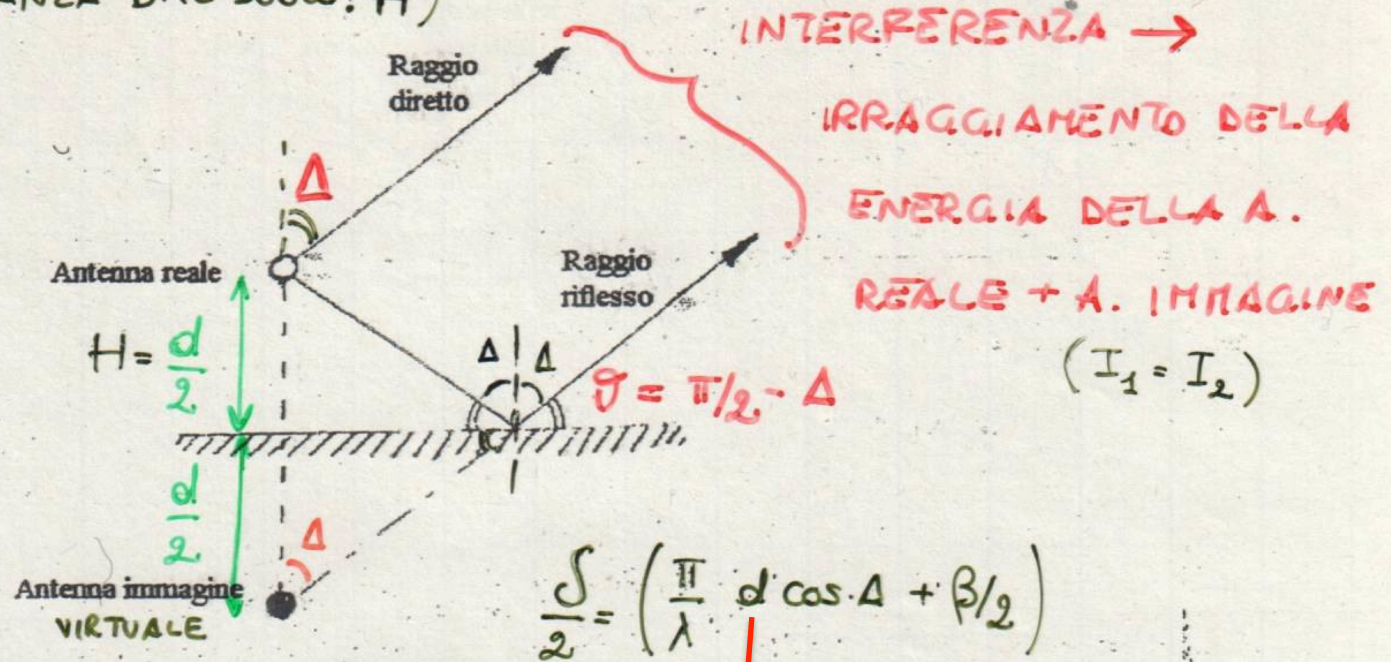


Figura 9-27: Antenna in presenza di suolo conduttore (con evidenziazione dell'effetto "immagine")

$$d = 2H$$

1) ANTENNA VERTICALE $\beta = 0$

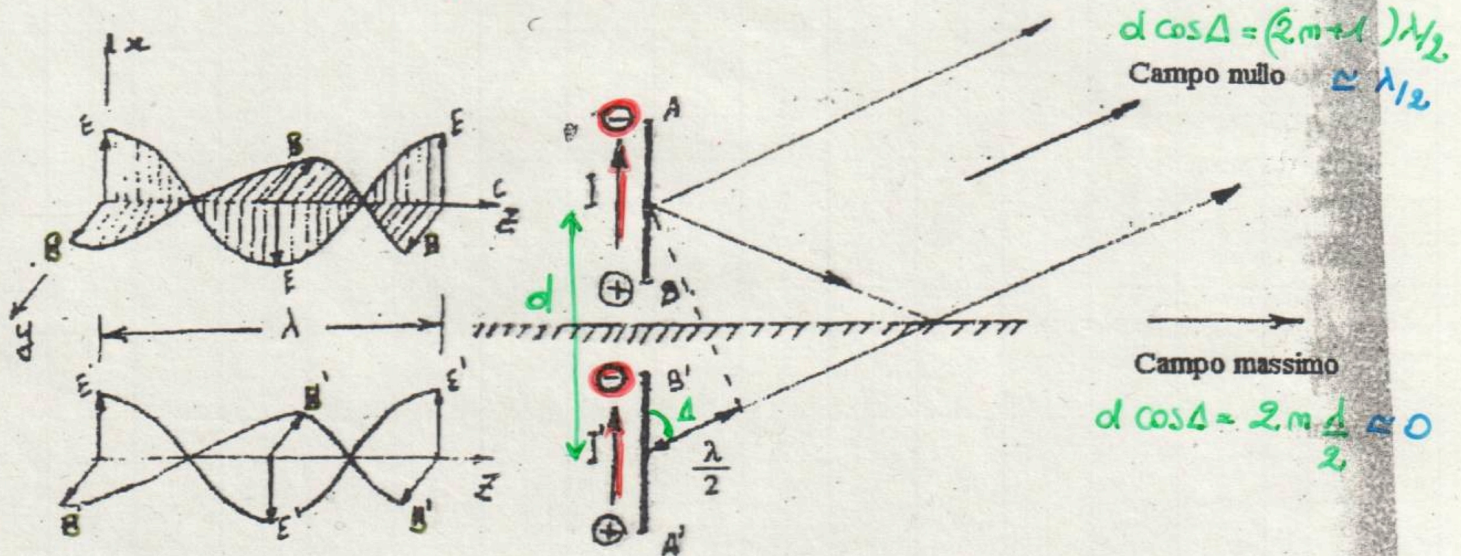


Figura 9-28: Antenna verticale in presenza di suolo perfettamente conduttore (dallo schizzo si rileva come le correnti siano in fase, con propagazione privilegiata per onda di superficie).

(E DIRETTA)

2.) ANTENNA ORIZZONTALE: $\beta = \pi (-\pi)$

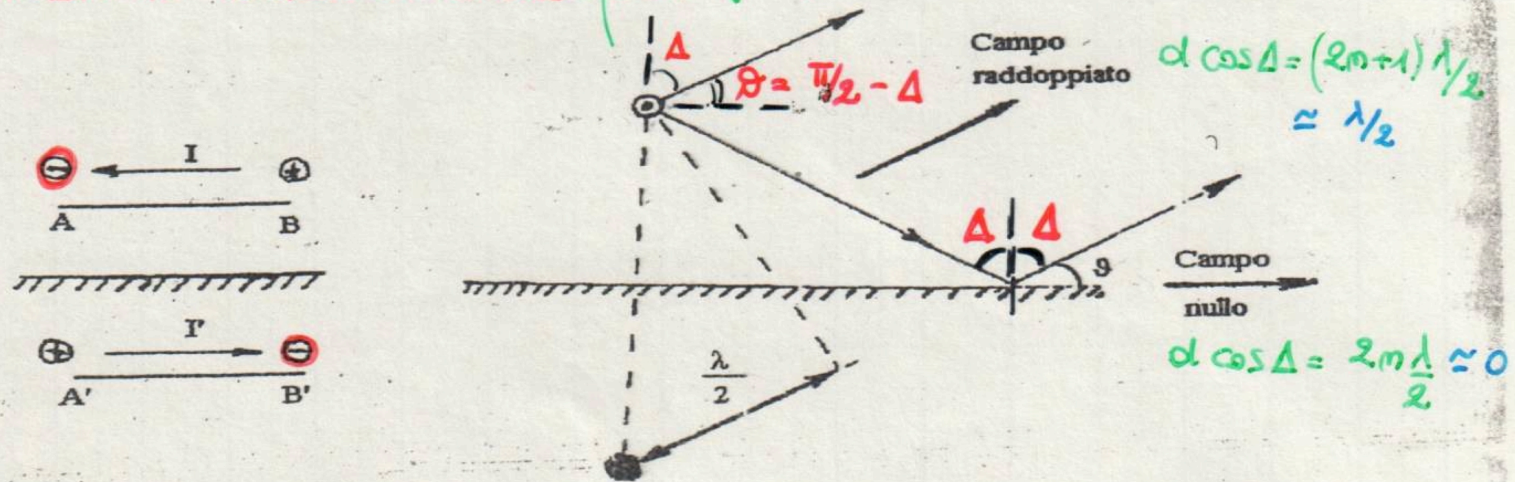


Figura 9-29: Antenna orizzontale in presenza di suolo perfettamente conduttore (dal disegno si evince che le correnti sono in controfase, con propagazione per onda ionosferica)

ANTENNE VERTICALI VICINE AL SUOLO

- CONDUTTORE VERTICALE, ESTREMO INFERIORE COLLEGATO A TERRA ATTRAVERSO IL GENERATORE
- GRANDI DISTANZE CON ONDE LUNGHE

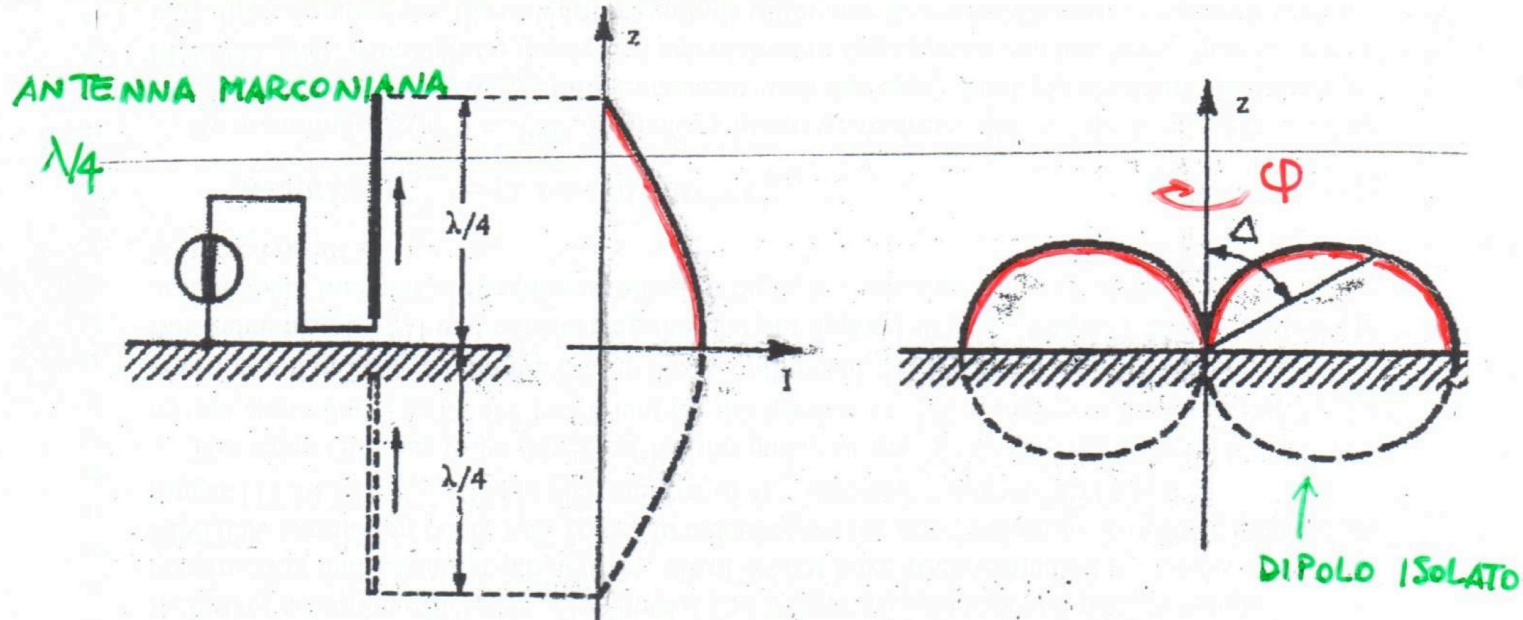


Figura 9-42: Antenna marconiana in $\lambda/4$ e relativo diagramma d'irradiazione

- A. + IMMAGINE = DIPOLLO $\lambda/2$ LONTANO DAL SUOLO
IRRAGGIAMENTO MAX A $\Delta = 90^\circ$ (PIANO ORIZZONTALE), SIMMETRIA CIRCOLARE
- $\frac{P}{\Omega}$ DISTRIBUITA SU UNA SEMISFERA $\rightarrow P_t = \frac{1}{2} P_t \lambda/2$
CIOÈ LA A. MARCONIANA EROGA METÀ DELLA POTENZA DEL DIPOLLO IN $\lambda/2$
PER PRODURRE LA STESSA I (E) ALLA STESSA DISTANZA. \rightarrow **Guadagno G**

DIAGRAMMI DI IRRAGGIAMENTO

$h < \frac{\lambda}{2}$: MAX PER $\Delta = 90^\circ$, LUNGO IL SUOLO

AL CRESCERE DI h
AUMENTA LA
DIREZIONALITA'
E CRESCE G_0

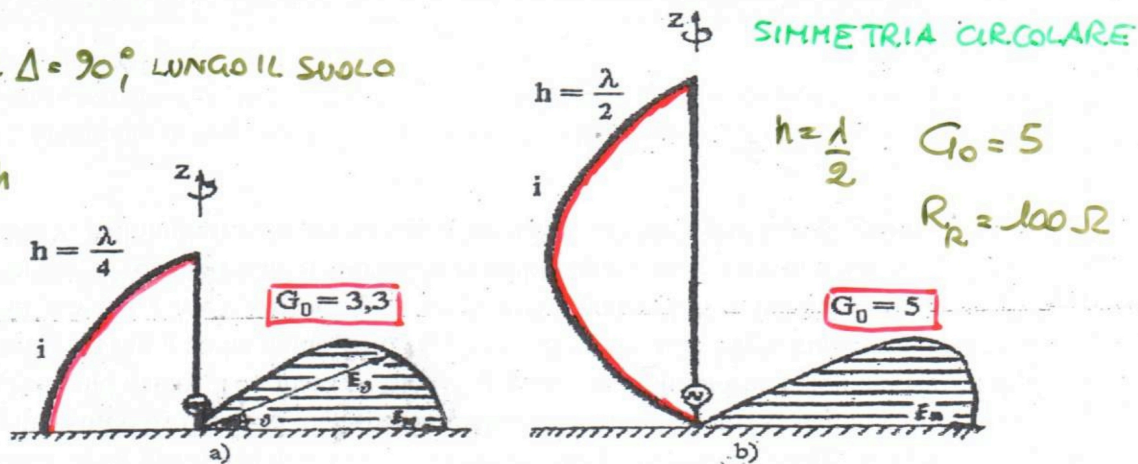


Figura 9-43: Diagramma d'irradiazione per antenne verticali: a) marconiana classica; b) in $\lambda/2$

LOBI SECONDARI

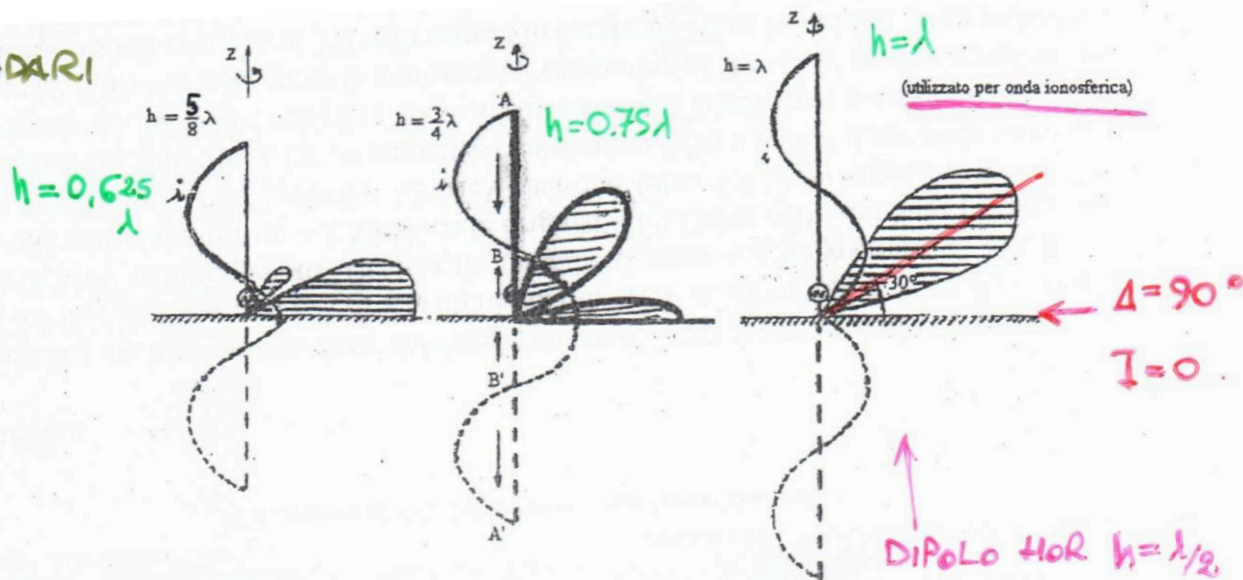


Figura 9-45: Diagrammi d'irradiazione di antenne verticali per valori di $h > 0.5\lambda$

1) CORTINA DI DIPOLI AD IRRAGGIAMENTO LATERALE (VHF).
30-300 MHz
BROADSIDE

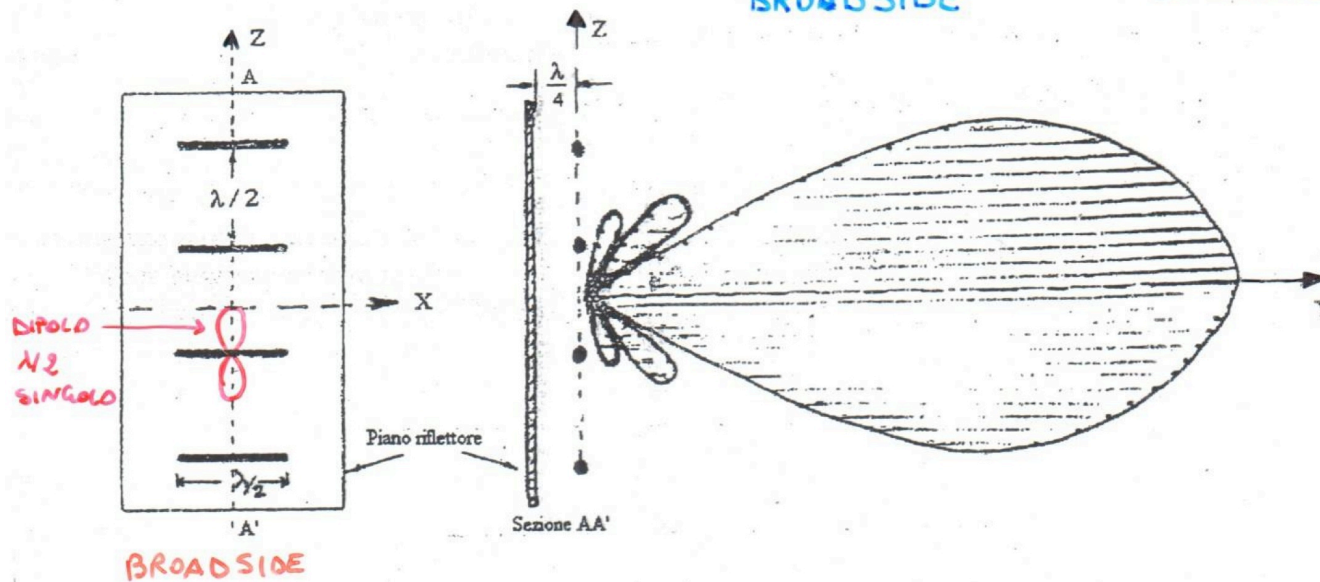


Figura 9-55: Antenna a cortina di dipoli con schermo riflettente e relativo diagramma d'irradiazione

- SERIE DI DIPOLI A $\lambda/2$, PARALLELI, INCOLONNATI SU UN PIANO, DISTANZA $\lambda/2$, ALIMENTAZIONE IN FASE, STESSA ω .
- SCHERMO METALLICO RIFLETTEnte, IL PIANO DIPOLI, DISTANZA $\lambda/4$.

IRRAGGIAMENTO

- X: NULLO (ASSE DEL DIPOLO)
- Z: NULLO (DIPOLI IN FASE, DISTANZA $\lambda/2$: OPPOSIZIONE, ELISIONE A 2 A 2)
- Y: MASSIMO (DIPOLI IN FASE \rightarrow CAMPI SOMMATI).
- SCHERMO: IRRAGGIAMENTO RADDOPPIATO (SFASAMENTO ONDA RIFLESSA $\frac{2\pi}{\lambda} \left(\frac{\lambda}{4} + \frac{\lambda}{2} + \frac{\lambda}{4} \right) = 2\pi$, LEGGERO ASSORBIMENTO).

2) CORTINA DI DIPOLI CON IRRAGGIAMENTO DI ESTREMITÀ

VHF : SERIE DI DIPOLI IN $\lambda/2$ PARALLELI, SULLO STESSO PIANO, DISTANTI $\lambda/4$, ALIMENTATI IN RITARDO DI 90° LUNGO y .

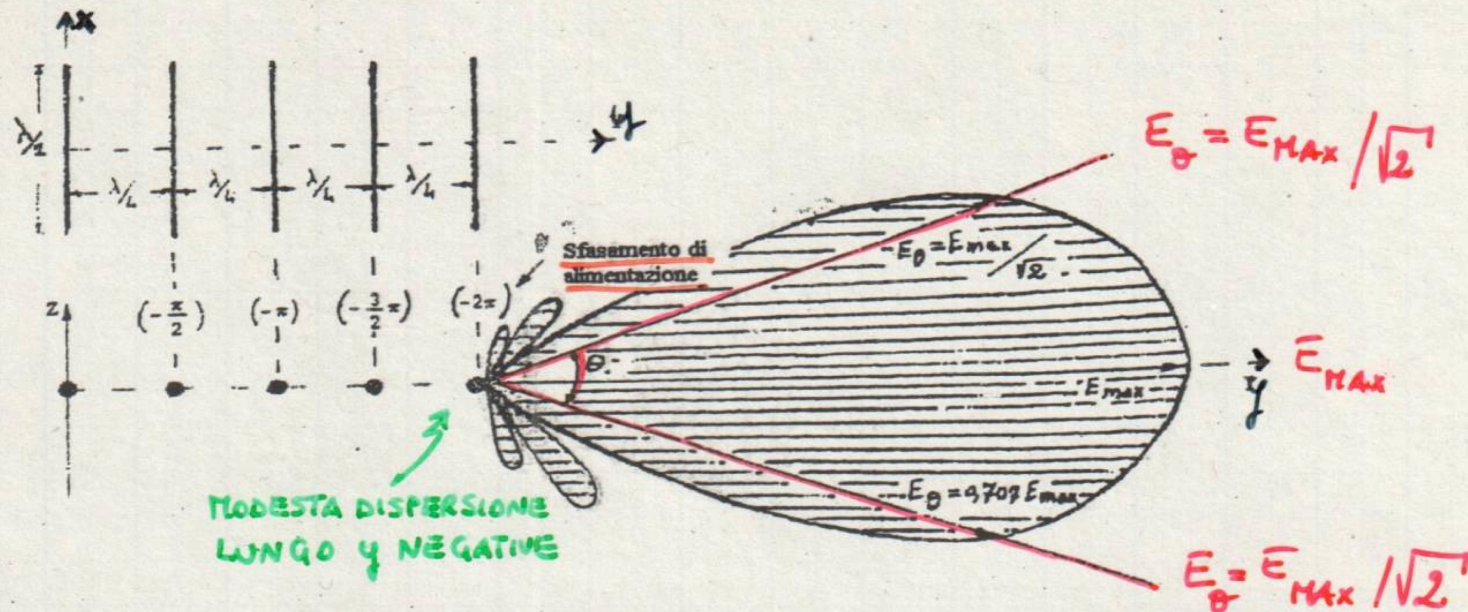
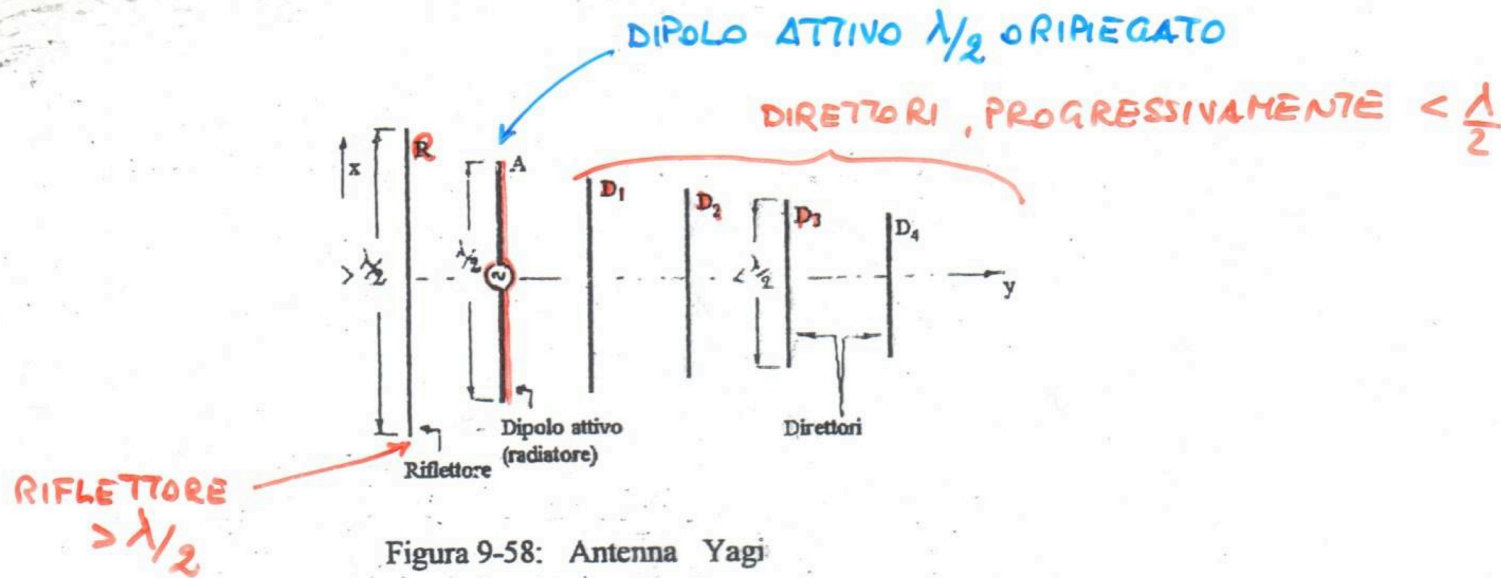


Figura 9-57: Allineamento endfire con propagazione nel verso in cui le fasi delle correnti ritardano (modello teorico per la realizzazione di antenne a cortine di dipoli ad irradiazione di estremità).

- LUNGO y I CAMPI SONO IN FASE E SI SOMMANO (LUNGO $-y$ SI ANNULLANO)
 $\lambda/2$

ANTENNA YAGI

VHF, TELEVISORI



- DISTANZA TRA I DIPOLI VARIABILE CON IL NUMERO COMPLESSIVO DEI COSTITUENTI (COMPENSAZIONE IMPEDENZA MUTUA TRA CONDUTTORI AFFIANCATI): $\Delta \Phi = 45^\circ (\lambda/8)$

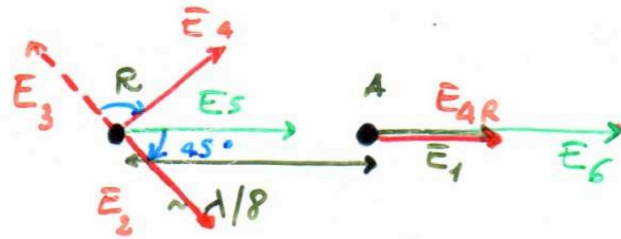
- $L_R = L_A + 5\%$; $L_{D1} = L_A - 5\%$; $L_{D_i} = L_{D_{i-1}} - 5\%$

- VARIANDO L_i e DISTANZE VARIA LA DIRETTIVITÀ E LA BANDA DI OPERAZIONE.

RIFLETTORE

A EMETTE \vec{E}_1 $\left\{ \begin{array}{l} \rightarrow \text{COLLEGAMENTO} \\ \rightarrow \text{OPPOSTA} \end{array} \right.$

(A \simeq DIPOLLO ISOLATO)



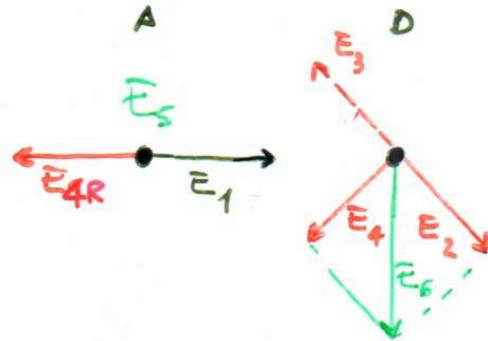
\rightarrow COLLEGAMENTO

FASORI: VETTORI "DI FASE"
NO DIREZIONE DI
PROPAGAZIONE!

- \vec{E}_1 ARRIVA SU R ($\lambda/8$) SFASATO DI $\pi/4$: \vec{E}_2
- \vec{E}_2 INDUCE SU R UN CAMPO UGUALE e SFASATO DI π : \vec{E}_3 (F.E.M.)
- $L_R > \lambda/2$: EFFETTO CAPACITIVO \rightarrow RITARDO DI $\pi/2$: \vec{E}_4
- \vec{E}_4 ARRIVA SU A ($\lambda/8$) SFASATO DI $\pi/4$: IN FASE CON \vec{E}_1 : $\vec{E}_6 = 2\vec{E}_1$ COLL.
 $\vec{E}_5 = \sqrt{2}\vec{E}_1 \nearrow$ COLL.
 $\hookrightarrow \vec{E}_4 + \vec{E}_2$ SU R

DIRETTORI

NELLA DIREZIONE DI COLLEGAMENTO



- E_1 ARRIVA SU D ($\lambda/8$) IN RITARDO DI $\pi/4$: E_2
- E_2 INDUCE SU D E_3 (UGUALE INTENSITA', FASE OPPOSTA) (F.E.M.)
- $L_D < \lambda/2$: EFFETTO INDUTTIVO \rightarrow ANTICIPO DI $\pi/4$: E_4
- E_4 ARRIVA SU A ($-\pi/4$) IN OPPOSIZIONE RISPETTO A E_1 : $E_5 = E_1 + E_4 = 0$
- E_4 SU D SI SOMMA A $E_2 \rightarrow E_6 = \sqrt{2} E_1$
+ RIFLETTORE: $2\sqrt{2} E_1$
- OGNI DIRETTORE CONTRIBUISCE CON $\sqrt{2} E_6$ $2^{\wedge} D \rightarrow E_7 = \sqrt{2} E_6$
TEORICO!

SPETTRO E.M. ONDE RADIO

<u>DENOMINAZIONE</u>	<u>FREQUENZA</u>	<u>λ</u>	
VLF	< 30 KHz	> 10 Km	
LF	30 - 300 KHz	10 - 1 Km	RADIO A.M.
MF	300 - 3000 KHz	1000 - 100 m	
HF	3 - 30 MHz	100 - 10 m	TV
VHF	30 - 300 MHz	10 - 1 m	RADIO F.M.
UHF	300 - 3000 MHz	1 - 0,1 m	
SHF	3 - 30 GHz	0,1 - 0,01 m	MICROONDE

Modi di propagazione

- ONDA DI SUPERFICIE < 30 MHz SUOLO
- ONDA SPAZIALE (DIRETTA, RIFLESSA, DIFFRATTA) VHF, UHF, SHF TROPOSFERA
 $h < 10$ Km
- ONDA IONOSFERICA < 40 MHz IONOSFERA
 50 Km $< h < 500$ Km

→ ONDA E.M. = VETTORE DI INFORMAZIONE

ANTENNA = TRASDUTTORE

ENERGIA ELETTRICA \rightleftharpoons ENERGIA E.M.

INFORMAZIONE : A.M., F.M.