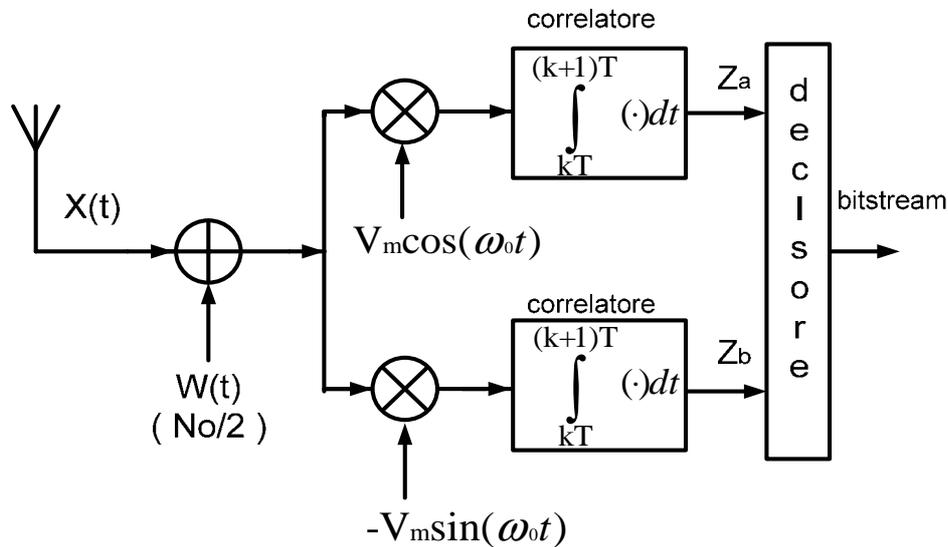


PSK - Probabilità di errore in ricezione

- Fase $+\theta$: "1" logico,
 $-\theta$: "0" logico
- struttura semplificata del ricevitore
- w rumore gaussiano, bianco, a media nulla
- demoduliamo separatamente le componenti in fase e in quadratura



Giuseppe Iannaccone - 2005

PSK - Probabilità di errore in ricezione (II)

- **segnale ricevuto**
$$x(t) = \sum_i V \operatorname{rect}\left(\frac{t - T/2 - iT}{T}\right) \cos(\omega t + \theta_i) =$$

$$= m_c(t) \cos(\omega t) - m_s(t) \sin(\omega t)$$

- **componenti in fase e in quadratura** $\theta = \pm\theta_i$

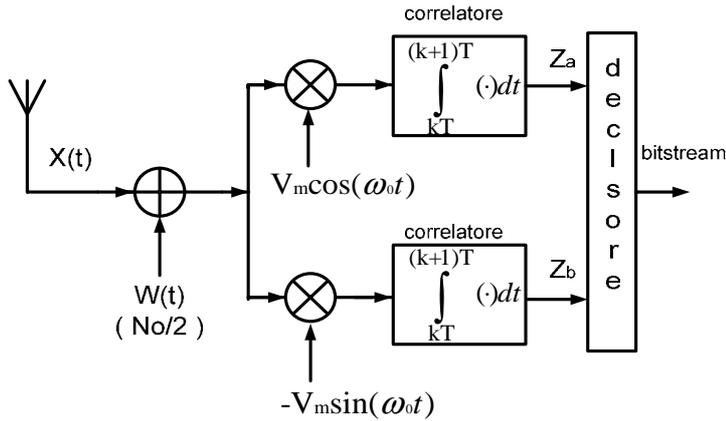
$$m_c(t) = V \sum_i \operatorname{rect}\left(\frac{t - T/2 - iT}{T}\right) \cos(\theta_i)$$

$$m_s(t) = V \sum_i \operatorname{rect}\left(\frac{t - T/2 - iT}{T}\right) \sin(\theta_i)$$

nota: per i valori che puo' assumere θ $m_c(t)$ è una costante

Giuseppe Iannaccone - 2005

PSK - Probabilità di errore in ricezione (III)



- k costante del mixer ($1/V$)
- il ramo superiore e' inutile (perche' la fase è simmetrica)
- per semplicità supponiamo che T sia multiplo di $1/f_0$

$$Z_a = k V_m \int_0^T m_c(t) \cos^2(\omega_0 t) dt - k V_m \int_0^T m_s(t) \cos(\omega_0 t) \sin(\omega_0 t) dt + n_a =$$

$$= \frac{V k V_m T}{2} \cos(\theta) + n_a$$

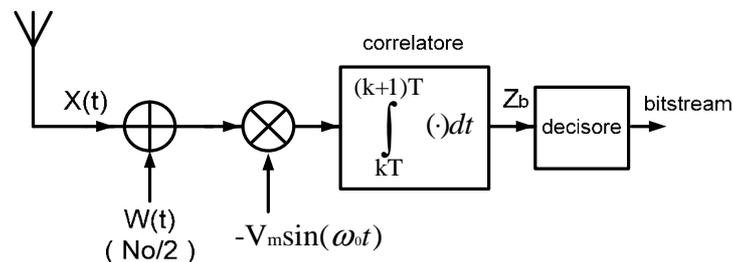
$$Z_b = -k V_m \int_0^T m_c(t) \cos(\omega_0 t) \sin(\omega_0 t) dt + k V_m \int_0^T m_s(t) \sin^2(\omega_0 t) dt + n_b =$$

$$= \pm \frac{V k V_m T}{2} \sin(\theta) + n_b$$

Giuseppe Iannaccone - 2005

PSK - Probabilità di errore in ricezione (IV)

- si puo' quindi semplificare il ricevitore usando solo il ramo inferiore

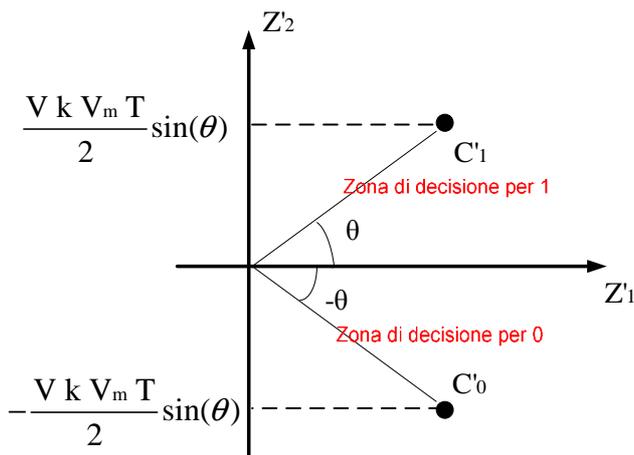


- potenza della componente di rumore (come nel caso della modulazione ASK)

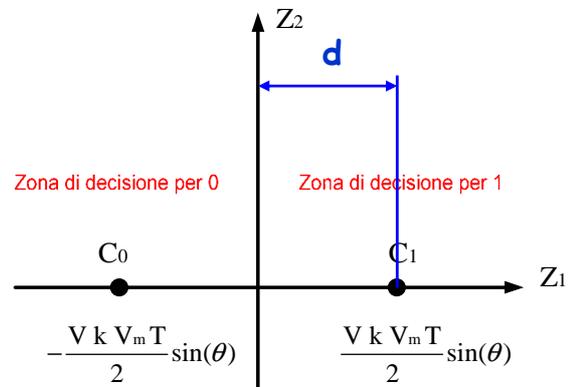
$$\sigma_n^2 = \frac{N_0}{4} k^2 V_m^2 T$$

Giuseppe Iannaccone - 2005

PSK - Probabilità di errore in ricezione (V)



- Rotazione e traslazione rigida



- Costellazione di simboli

Giuseppe Iannaccone - 2005

PSK - Probabilità di errore in ricezione (VI)

- Probabilità di errore sul singolo simbolo (come nel caso ASK)

$$P_e = P_e|_0 = P_e|_1 = \int_0^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_n} \exp\left[-\frac{(Z_1+d)^2}{2\sigma_n^2}\right] dZ_1 =$$

- d è la distanza tra i simboli e l'asse Z_2 . Facciamo il cambio di variabile

$$Y = \frac{Z_1+d}{\sqrt{2}\sigma_n} = \frac{Z_1 + \frac{V k V_m T \sin(\theta)}{2}}{\sqrt{2}\sigma_n}$$

- e otteniamo

$$P_e = \frac{1}{2} 2 \int_{\frac{d}{\sqrt{2}\sigma_n}}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{\pi}} \exp(-Y^2) dY = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{d}{\sqrt{2}\sigma_n}\right)$$

Giuseppe Iannaccone - 2005

PSK-Probabilità di errore in ricezione (VII)

- Sostituendo d e σ abbiamo:

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(|\sin(\theta)| V \sqrt{\frac{T}{2N_0}} \right)$$

- la potenza media del segnale ricevuto è $P_m = V^2/2$
- la potenza di rumore e', come prima

$$P_N = 2 \frac{N_0}{T} = 2N_0 f_{DR}$$

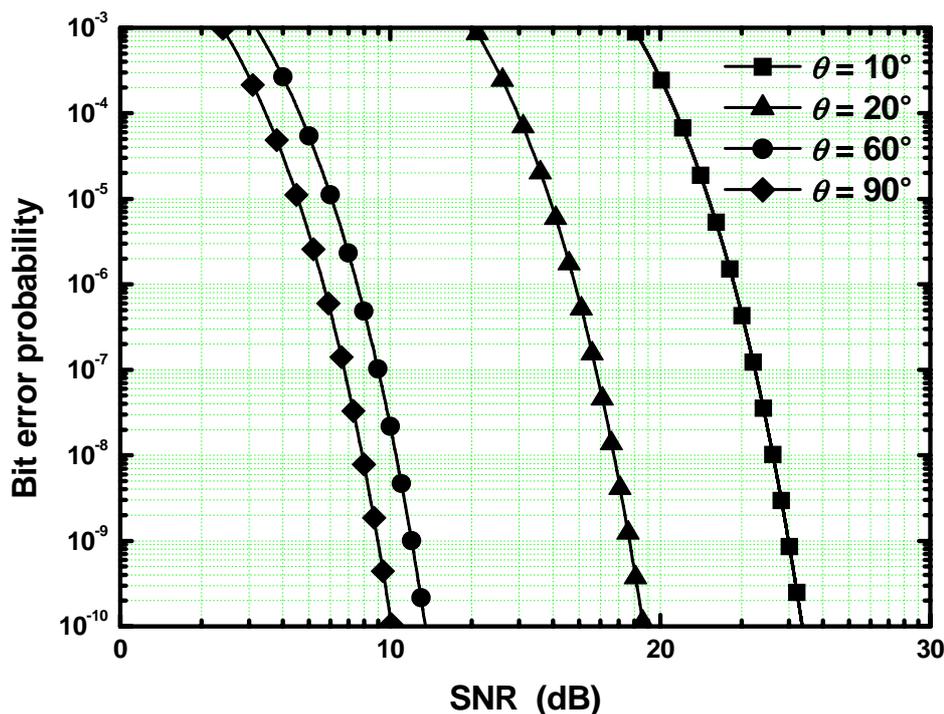
- quindi abbiamo

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(|\sin(\theta)| \sqrt{2SNR} \right)$$

- dove $SNR = P_m/P_N$

Giuseppe Iannaccone - 2005

PSK-Probabilità di errore in ricezione (VIII)



Giuseppe Iannaccone - 2005

PSK-Probabilità di errore in ricezione (VIII)

- Anche in questo caso posso calcolare la "potenza utile"

$$P_u = \langle (x(t) - x_0)^2 \rangle = \left[P_1 (V \cos(\omega_0 t + \theta) - V \cos(\omega_0 t - \theta))^2 + P_0 * 0 \right]$$

$$P_u = \left\langle \left[\frac{1}{2} (2V \sin(\omega_0 t) \sin(\theta))^2 \right] \right\rangle = V^2 \sin^2 \theta$$

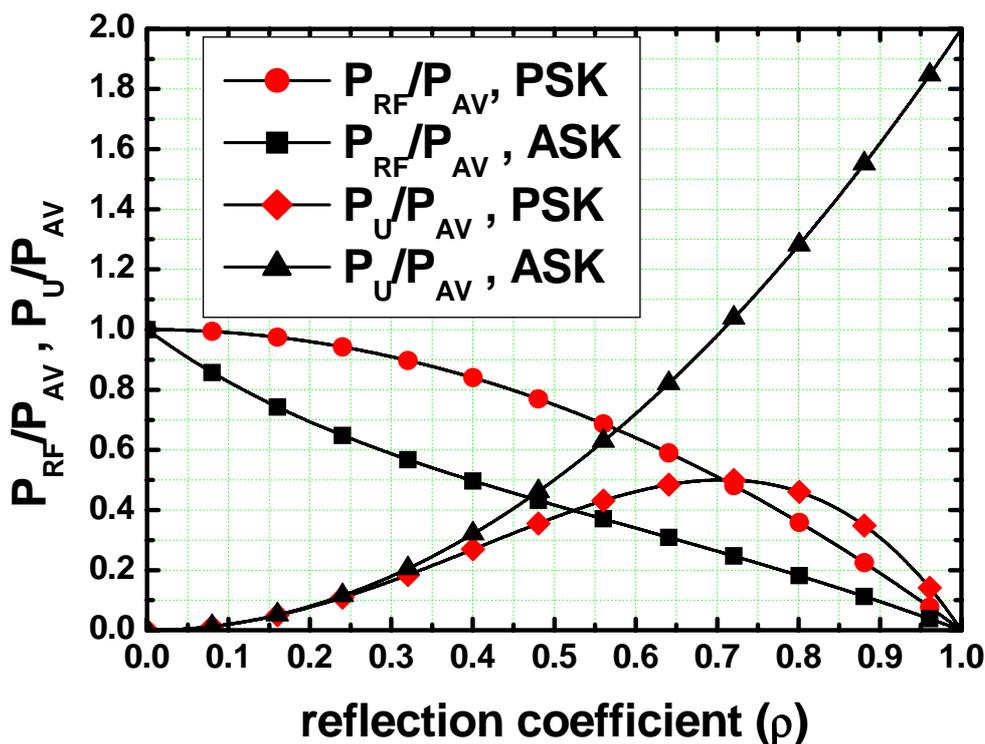
- da cui ottengo, di nuovo

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(|\sin(\theta)| V \sqrt{\frac{T}{2N_0}} \right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} (\sqrt{SNR_u})$$

- dove $SNR_u = P_u/P_N$. Notare che e' esattamente la stessa espressione del caso ASK

Giuseppe Iannaccone - 2005

Confronto tra le modulazioni ASK e PSK (II)



- A Parità di P_{RF} , la PSK consente una P_u maggiore.
- In generale il ricevitore ASK puo' essere piu' semplice (non coerente)
- A volte, anche per la modulazione ASK e PSK uso un ricevitore coerente.

Giuseppe Iannaccone - 2005

Esempio Numerico (I)

- Consideriamo un Transponder
 - frequenza 900 MHz ($P_{EIRP}=500\text{mW}$),
 - consumo DC 5 μW
 - efficienza raddrizzatore + regolatore 20%
 - antenna dipolo $\lambda/2$ ($G=1.64$)
- Vogliamo una portata di 4 m
$$S = \frac{P_{EIRP}}{4\pi R^2} \quad P_{AV} = A_E S = \frac{\lambda^2}{4\pi} G_R S = \frac{c^2}{4\pi f^2} G_R S = 36.1\mu\text{W}$$
- P_{RF} minima = 5 $\mu\text{W}/20\% = 25\mu\text{W} < P_{AV}$
- $P_{RF}/P_{AV} = 25/36.1 = 0.69$ da cui
 - $\rho_{ASK}=0.2 \rightarrow P_u = 2.9 \mu\text{W}$
 - $\rho_{PSK}=0.55 \rightarrow P_u = 15 \mu\text{W}$

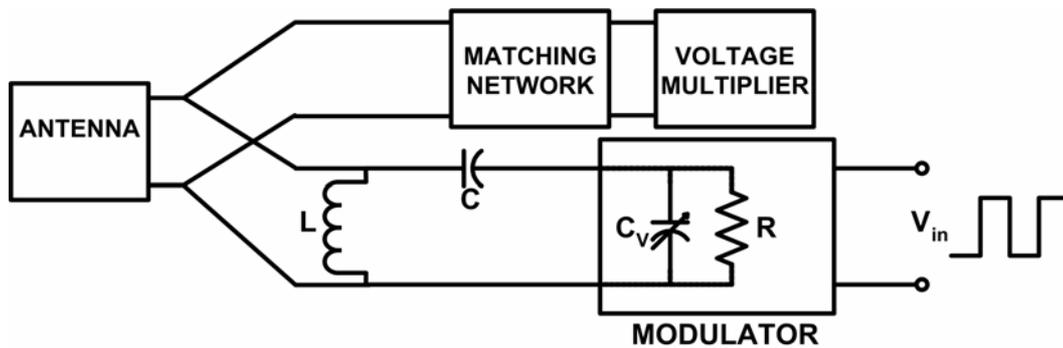
Giuseppe Iannaccone - 2005

Esempio Numerico (II)

- Consideriamo un Transponder
 - frequenza 2.45 GHz ($P_{EIRP}=500\text{mW}$),
 - consumo DC 5 μW
 - efficienza raddrizzatore + regolatore 20%
 - antenna dipolo $\lambda/2$ ($G=1.64$)
- Vogliamo una portata di 1.5 m
$$S = \frac{P_{EIRP}}{4\pi R^2} \quad P_{AV} = A_E S = \frac{\lambda^2}{4\pi} G_R S = \frac{c^2}{4\pi f^2} G_R S = 34.4\mu\text{W}$$
- P_{RF} minima = 5 $\mu\text{W}/20\% = 25\mu\text{W} < P_{AV}$
- $P_{RF}/P_{AV} = 25/34.4 = 0.73$ da cui
 - $\rho_{ASK}=0.18 \rightarrow P_u = 2 \mu\text{W}$
 - $\rho_{PSK}=0.52 \rightarrow P_u = 13.8 \mu\text{W}$

Giuseppe Iannaccone - 2005

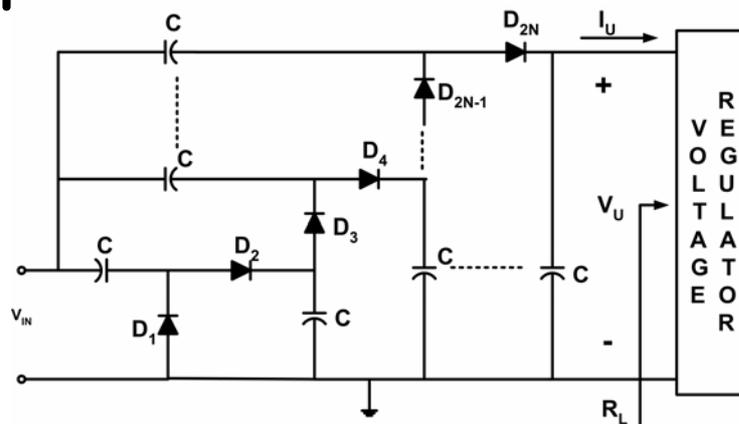
Schema a blocchi della sezione RF nel caso di modulazione PSK



- Il gruppo LC prima del modulatore serve a far vedere $\pm j\Delta X$ in parallelo alla impedenza resistiva che offre la rete di adattamento del moltiplicatore di tensione

Giuseppe Iannaccone - 2005

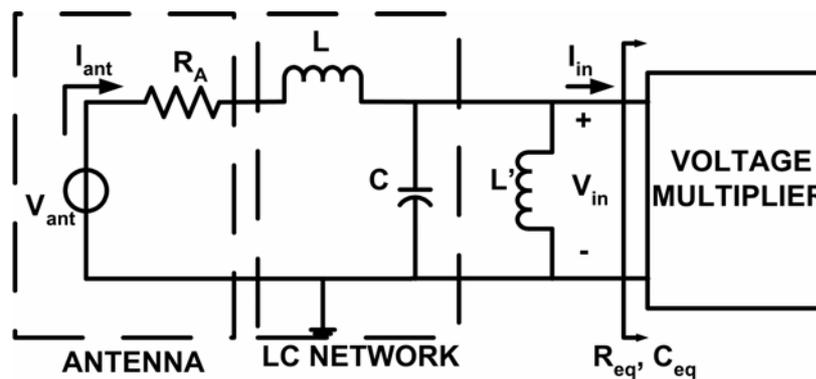
Moltiplicatore di tensione + regolatore



- Se possibile, diodi Schottky (minore V_γ)
- A regime, la caduta di tensione su ogni diodo è $V_d = \pm V_0 \cos(\omega_0 t) - \frac{V_U}{2N}$
- Trade-off nella scelta di N (fattore di moltiplicazione - consumo)
- A parità di V_U per $N=1$ si ha portata massima.
- Dobbiamo comunque avere $V_{IN} > 2 V_\gamma$

Giuseppe Iannaccone - 2005

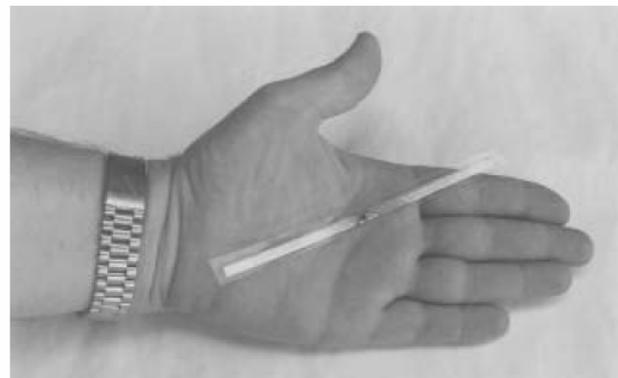
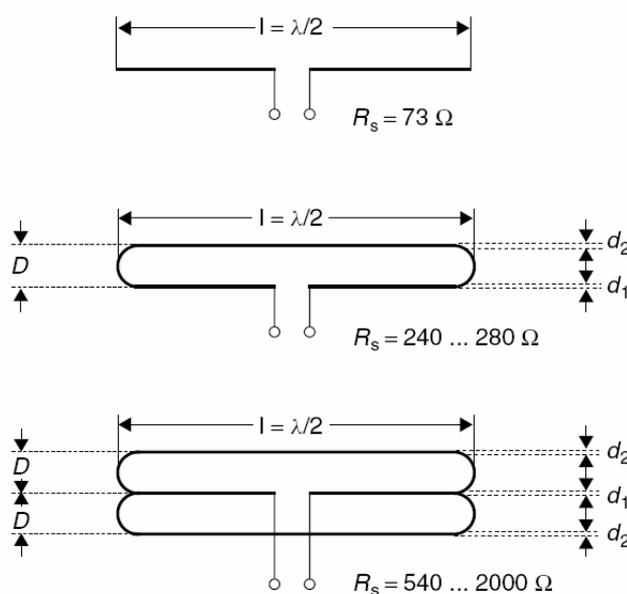
Quasi-adattamento del moltiplicatore di tensione



- R_{eq} e C_{eq} sono non lineari
 - C_{eq} è la capacità parallelo di tutti i diodi [$C_{eq}(V)$]
 - per R_{eq} prendiamo l'impedenza equivalente ai fini della potenza dissipata (10-1000 K Ω).
- L compensa $\langle C_{eq} \rangle$
- C e L' risuonano alla frequenza di trasmissione e servono ad attenuare le armoniche superiori (in particolare la terza)

Giuseppe Iannaccone - 2005

Antenne a dipolo



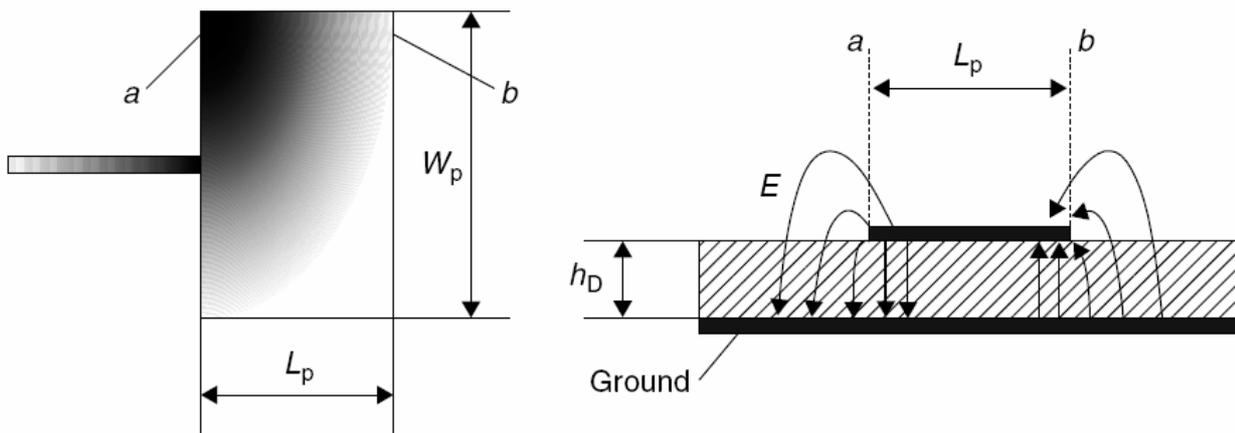
$$R_r = 73.2 \Omega \cdot \left(\frac{\lg \left(\frac{4D^2}{d_1 \cdot d_2} \right)}{\lg \left(\frac{2D}{d_2} \right)} \right)^2$$

$$R_r = 73.2 \Omega \cdot \left(\frac{\lg \left(\frac{4D^3}{d_1^2 \cdot d_2} \right)}{\lg \left(\frac{D}{d_2} \right)} \right)^2$$

- $G = 1.64$, B aumenta con d,

Giuseppe Iannaccone - 2005

Antenne Patch



- Tecnologia PCB
- L_p determina la frequenza di risonanza: $L_p = \lambda/2 - h_D$
- W_p determina la resistenza d'antenna
- polarizzazione lineare parallela a L_p
- possibilità di pol. circolare (due emettitori sfasati in spazio e fase di 90 gradi)

Giuseppe Iannaccone - 2005