

SISTEMI SHORT-RANGE

IDENTIFICAZIONE

A RADIO FREQUENZA

RFID

WIRELESS SENSORS

CARATTERIZZAZIONE DI ANTENNE RICEVENTI

Si ricordi intanto che un'antenna in trasmissione è caratterizzata da una funzione di trasferimento che lega la corrente sull'antenna stessa al campo indotto in zone lontane; l'altrezza efficace

$$\underline{h}(\hat{z})$$

Essa corrisponde alle trasformate spaziali di Fourier delle proiezioni della corrente dell'antenna sul piano normale alle direzione di osservazione.

$$\underline{h}(\hat{z}) = \frac{1}{I_0} \iiint_V \underline{J}_\perp(\underline{z}') e^{j k_0 \hat{z} \cdot \underline{z}'} d\underline{z}'$$

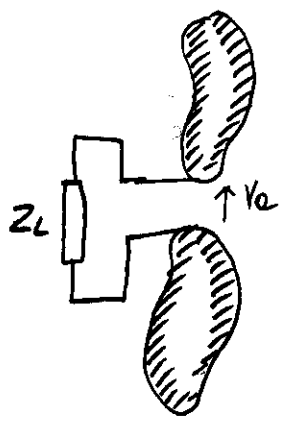
I_0 : corrente ai morsetti.

Il campo indotto da una qualunque antenna in zone lontane si può quindi scrivere come

$$\underline{E}(\underline{z}) = -j z_0 k_0 \frac{e^{-j k_0 r}}{4\pi r} I_0 \underline{h}(\hat{z})$$

Si indicherà ora con h_T l'altrezza efficace in trasmissione

Si consideri ora un'antenna in modalità ricevente, i
 cui morsetti cioè siano terminati su di un carico Z_L
 che rappresenta il ricevitore, o più in generale un utilizzatore



campo incidente

Detto \underline{E}^i il campo incidente sull'antenna,
 si suppone che inizialmente i morsetti
 siano posti a vuoto (in circuito aperto). Ai capi di essi
 verrà indotta una tensione V_a che sarà linearmente
 dipendente dal campo incidente e dalla direzione di
 incidente

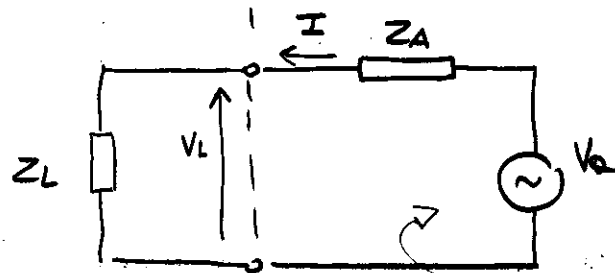
$$V_a = h_R(\theta, \phi) \cdot \underline{E}^i$$

$h_R(\theta, \phi)$ ha il senso di funzione di trasferimento
 ed è chiamata altre efficace in ricezione

Si dimostra con il Teorema di Reciprocità

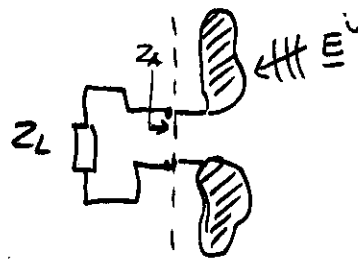
che $h_R = h_T$

L'antenna trasmittente può a questo punto essere descritta con un circuito equivalente di Thévenin



$$Z_L = R_L + jX_L$$

$$Z_A = R_A + jX_A$$



l'antenna è rappresentata con un generatore di tensione (campo incidente) in serie alle sue impedenze interne (impedenza d'antenna)

Analizzando il circuito si ha

$$I = \frac{V_e}{Z_L + Z_A}$$

$$V_L = \frac{Z_L}{Z_L + Z_A} V_e = \frac{Z_L}{Z_L + Z_A} \underline{E}^i \cdot \underline{h}_r$$

La potenza assorbita dalle due impedenze è

$$P_L = \frac{1}{2} R_L |I|^2$$

potenza raccolta dal carico

$$P_A = \frac{1}{2} R_A |I|^2$$

potenza re-inviata dall'antenna

più in dettaglio

$$P_L = \frac{R_L |V_e|^2}{2 |Z_L + Z_A|^2} \equiv \frac{R_L |V_e|^2}{2 |R_L + R_A + j(X_L + X_A)|^2} |V_e|^2$$

Il massimo trasferimento di potenza al carico si ha in condizioni di adattamento coniugato

$$Z_A = Z_L^* \quad \Rightarrow \quad \begin{aligned} R_A &= R_L \\ X_A &= -jX_L \end{aligned}$$

$$P_{L, \max} = \frac{1}{8} \frac{|V_e|^2}{R_A}$$

massima potenza che l'antenna riceve e dipende sul carico (in generale complesso)

Si può quindi definire un

Coefficiente di trasferimento di potenza

$$\tau \triangleq \frac{P_L}{P_{L, \max}} = 4 \frac{R_L \cdot R_A}{|Z_L + Z_A|^2} \leq 1$$

$\tau \rightarrow 1$ nel caso in cui l'impedenza di antenna sia il complesso coniugato dell'impedenza di carico.

Un altro parametro utile e caratteristico la potenza raccolta dall'antenna e' l'area efficace definita in modo che, detta $S(\theta, \phi)$ la densita di potenza incidente (modulo del vettore di Poynting $\mathbf{E} \times \mathbf{H}$ e direzione (θ, ϕ)), la potenza raccolta dall'antenna in condizione di adattamento completo al carico possa essere scritta nelle forme

$$P_{L, max} = S(\theta, \phi) A(\theta, \phi)$$

$A(\theta, \phi)$ e' quindi una nuova funzione di trasferimento dipendente dalla direzione di osservazione. E' inoltre legata all'area efficace:

$$P_{L, max} = \frac{1}{2} \frac{|\underline{E}^i \cdot \underline{h}_R|^2}{|Z_A + Z_A^*|^2} R_A = \frac{1}{2} \frac{|\underline{E}^i \cdot \underline{h}_R|^2}{4 R_A} = S A$$

ma $S(\theta, \phi) = \frac{1}{2 \eta_0} |\underline{E}^i|^2$

$$\Rightarrow \frac{1}{2} \frac{|\underline{E}^i \cdot \underline{h}_R|^2}{4 R_A} = \frac{1}{2 \eta_0} |\underline{E}^i|^2 A$$

$$A = \frac{z_0}{4RA} \frac{|\underline{E}^i \cdot \underline{hr}|^2}{|\underline{E}^i|^2} = \frac{z_0}{4RA} |\underline{hr}|^2 \frac{|\underline{E}^i \cdot \underline{hr}|^2}{|\underline{E}^i|^2 \cdot |\underline{hr}|^2}$$

Le quantità $\frac{|\underline{E}^i \cdot \underline{hr}|^2}{|\underline{E}^i|^2 \cdot |\underline{hr}|^2} \triangleq \eta_p \leq 1$

corrisponde proprio al polarization loss-factor PLF
(o efficiente di polarizzazione) e vale al massimo
 $\eta_p = 1$ quando $\underline{E}^i \parallel \underline{hr}^*$ (si ricordino gli
esempi visti nel paragrafo sulla polarizzazione)

$$A = \frac{z_0}{4RA} \eta_p |\underline{hr}|^2$$

Nel caso più generale, cioè in caso di eddlemento
conineto, la potenza raccolta dal cono si
può allora esprimere come

$$P_L = S(\theta, \phi) \underset{\uparrow}{A_e}(\theta, \phi) \eta_p \tau$$

dove adesso A_e indica l'area efficace in caso di
eddlemento di polarizzazione (sintetizzabile quindi
dalla tipologia del campo incidente)

$$A_e = \frac{z_0}{4RA} |\underline{hr}|^2$$

L'area efficace è una grandezza di campo lontano dell'antenna ed è legata al guadagno di queste. Basta infatti ricalcolare il guadagno in funzione dell'antenna efficace

$$G = 4\pi \frac{I(\theta, \phi)}{P_{in}}$$

$$P_{in} = \frac{1}{2} R_A |I_g|^2$$

$$G = 4\pi \frac{r^2 |E|^2}{2 Z_0 \frac{1}{2} R_A |I_g|^2} =$$

$$I = \frac{1}{2 Z_0} r^2 |E|^2$$

↑ intensità di radiazione

$$r^2 |E|^2 = Z_0^2 k_0^2 |I_g|^2 \cdot |h r|^2 \frac{1}{(4\pi)^2}$$

$$= 4\pi \frac{Z_0^2 k_0^2 \frac{|h r|^2 |I_g|^2}{(4\pi)^2}}{Z_0 R_A |I_g|^2} = 4\pi \frac{Z_0 k_0^2 |h r|^2}{(4\pi)^2 R_A}$$

$$G = \frac{Z_0 4\pi^2 |h r|^2}{4\pi R_A \lambda^2}$$

dividendo per A_e si ottiene

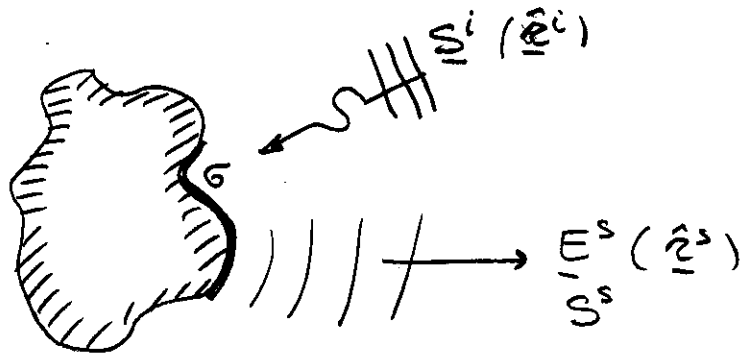
$$\frac{G}{A_e} = \frac{Z_0 \pi |h r|^2}{\lambda^2 R_A Z_0 |h r|^2} 4 R_A = \frac{4\pi}{\lambda^2}$$

$$\Rightarrow G = A_e \frac{4\pi}{\lambda^2}$$

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

Le grandezze A_e , h_e , τ , η_p descrivono compiutamente il segnale e la potenza ricevute da un'antenna. Si vuole ora caratterizzare il campo retrodiffuso.

Si consideri pure il caso generale del campo retrodiffuso da un oggetto sferico che vengono specificati morsetti e campo



Il campo retrodiffuso ("backscattered") E^s in zone lontane è legato linearmente alle densità di potenza incidente tramite la sezione di scattering (RADAR CROSS-SECTION) definita come

"quell'area σ in grado di raccogliere una quantità di potenza

che, retrodiffrusa in maniera isotropa, produce una densità di potenza ^{reimediata} uguale a quella realmente retrodiffusa dall'oggetto fisico!!

in formule:

$$P_c = S^i \sigma$$

potenza raccolta dal target

$$\frac{P_c}{4\pi r^2}$$

potenza re-irradiata isotropicamente
($r \rightarrow \infty$) in zone lontane

$$\frac{P_c}{4\pi r^2} = S^o$$

dalle definizioni di σ
(S^o : dens. pot. scatterata dall'oggetto reale)

$$\Rightarrow \frac{S^i \sigma}{4\pi r^2} = S^o$$

$$\sigma = \lim_{r \rightarrow \infty} \left(4\pi r^2 \frac{S^o}{S^i} \right)$$

o anche

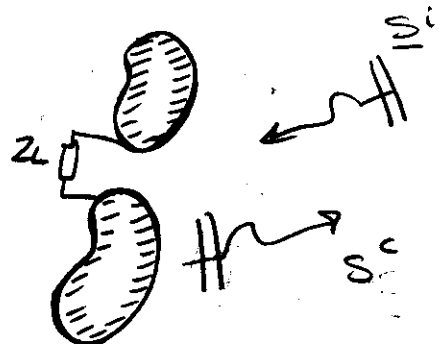
$$\sigma = \lim_{r \rightarrow \infty} 4\pi r^2 \frac{|E^s(\hat{r}^s)|^2}{|E^i(\hat{r}^i)|^2} = \sigma(\hat{r}^s, \hat{r}^i)$$

I campi incidenti e retrodiffusi possono essere osservati
lungo una stessa direzione o lungo direzioni differenti

⊙ r.c.s. monostatico $\hat{r}^s = \hat{r}^i$

⊙ r.c.s. bistatico $\hat{r}^s \neq \hat{r}^i$

Si consideri ora come oggetto
investito da una densità di potenza
un'antenna i cui morsetti siano
connessi ed in campo Z_c complesso



E' possibile esprimere la sezione di scattering in funzione del guadagno dell'antenna e dell'impedenza del carico. Limitandoci al solo caso monostatico

si ha

$$\sigma = \frac{\lambda^2}{4\pi} G^2 |A - \Gamma^*|^2$$

con $\Gamma^* = \frac{Z_L - Z_A^*}{Z_L + Z_A}$

coeff. riflessione generalizzato quando l'impedenza di riferimento e' complessa

A: un parametro complesso indipendente dal carico ma solo delle dimensioni dell'antenna.

Per antenne di dimensioni comparabili con una lunghezza d'onda si puo' approssimare $A \approx 1$ da cui

$$\sigma = \frac{\lambda^2}{4\pi} G^2 |1 - \Gamma^*|^2 = \frac{\lambda^2}{4\pi} G^2 \left| \frac{Z_L + Z_A - Z_L + Z_A^*}{Z_L + Z_A} \right|^2 =$$

$$\sigma = \frac{\lambda^2}{4\pi} G^2 \frac{4 R_A^2}{|Z_L + Z_A|^2}$$

↑
fattore conto dell'adattamento in polarizzazione

La radar cross-section descrive quindi la "visibilità elettromagnetica" di un corpo (applicatore nel controllo Radar del traffico aereo) che può essere modificata (enfaticamente oppure minimamente) variando il coefficiente di impedenza. (sistemi stealth)

A questo punto ci sono tutti gli strumenti per studiare le modalità di collegamento nei sistemi bodycentrici.

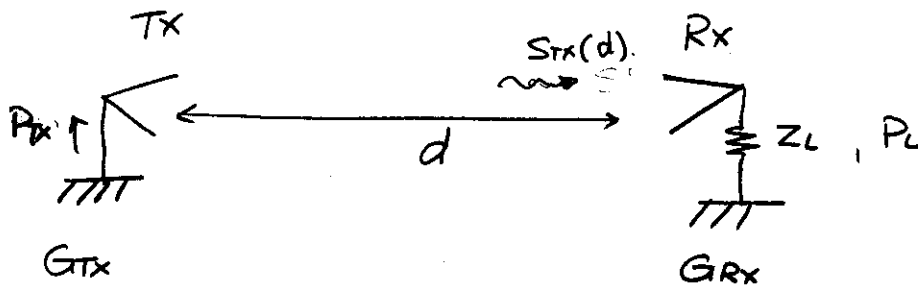
RADIO-COLLEGAMENTO

LINK SIMMETRICO

(TAG Attivi)

- Wireless sensor networks
- terminali mobili
- medium-range e long-range devices

Un link di comunicazione di questo tipo in cui si realizza che tag trasmettono e ricevono può essere descritto dall'equazione di Friis. (formule del radio collegamento), nell'ipotesi di spazio libero



La densità di potenza che incide sull'antenna ricevente è data da

$$S_{rx}^i = \frac{1}{2Z_0} |E_{rx}^i|^2 = \frac{1}{2Z_0} d^2 |E_{tx}^i|^2 \frac{1}{d^2} = \frac{I_{rx}}{d^2}$$

intensità di radiazione

L'intensità di radiazione si può ricavare dal guadagno dell'antenna trasmittente

$$G_{TX} = 4\pi \frac{I_{tx}}{P_{TX}} \Rightarrow S_{TX}(d) = \frac{P_{TX} G_{TX}}{4\pi d^2}$$

$$P_{TX} = G_{TX} = \text{EIRP [W]} \text{ (Effective radiated isotropic power)}$$

La potenza raccolta dal ricevitore può essere scritta
a partire dall'area efficace

$$P_{Rx} = S_{Tx}(d) A_{Rx} \eta_p \tau$$

↙ perdite per disadattamento di impedenza
 ↗ perdite per depolarizzazione

sostituendo i vari termini si ha

$$P_{Rx} = \frac{P_{Tx} G_{Tx}}{4\pi d^2} \frac{G_{Rx}}{4\pi} \lambda^2 \eta_p \tau$$

$$\frac{P_{Rx}}{P_{Tx}} = G_{Tx} \cdot G_{Rx} \tau \eta_p \left(\frac{\lambda}{4\pi d}\right)^2$$

FORMULA DI
FRIIS
 $\propto \left(\frac{d}{\lambda}\right)^{-2}$

La quantità $\tilde{G}_{Rx} \triangleq G_{Rx} \cdot \tau$ è detta

GUADAGNO REALIZZATO
DEL RICEVITORE

ed è direttamente proporzionale alla quantità di potenza raccolta. Un'antenna ed il suo guadagno può essere fortemente degradate da un pessimo adattamento e viceversa. E' lo guadagno da massimizzare per avere un buon ricevitore.

Il termine $(\lambda/4\pi d)^2$ descrive l'attenuazione del radio collegamento nello spazio libero. In caso di ambienti reali questo termine va sostituito da un fattore di attenuazione che tenga conto del multipath.

La massima distanza di un radio collegamento è imposta dalla quantità di potenza P_{TX} trasmessa e dalla sensibilità del ricevitore, cioè la minima potenza $P_0 = P_{RX}$ che permette di comprendere il contenuto delle comunicazioni.

$$d_{max} = \sqrt{\frac{G_{TX} P_{TX} \tilde{G}_{RX} \eta_P}{P_0}} \left(\frac{\lambda}{4\pi} \right)$$

o anche

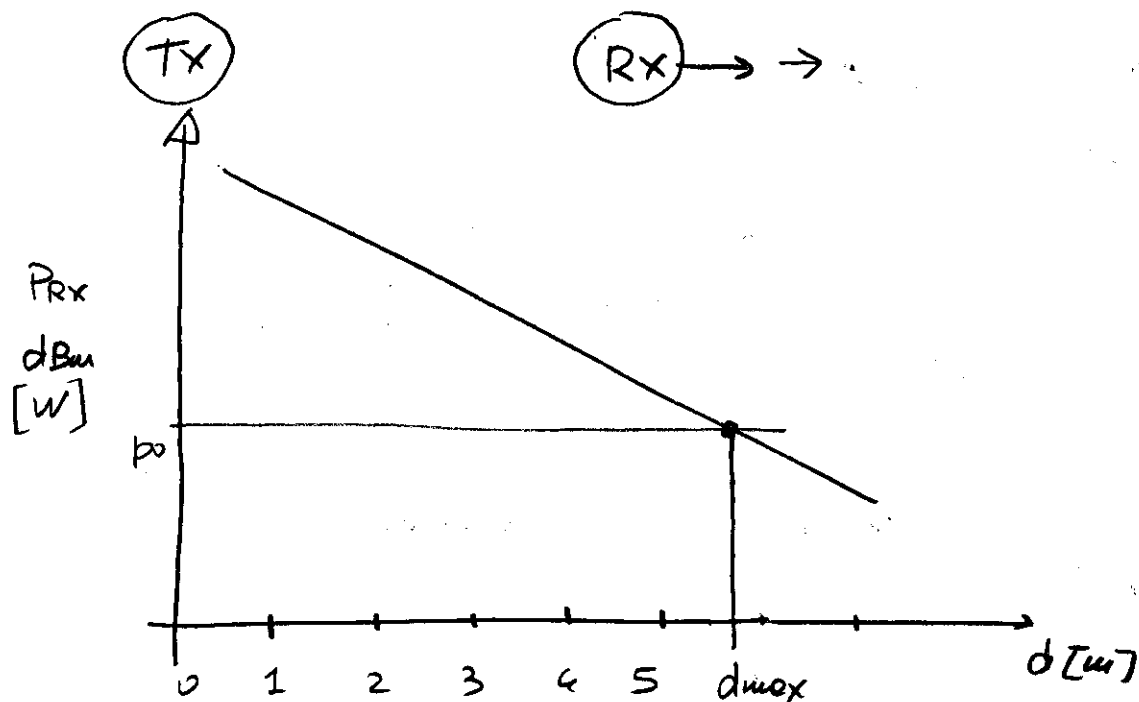
$$d_{max} = \frac{\lambda}{4\pi} \sqrt{\frac{EIRP_{TX} \cdot \tilde{G}_{RX} \eta_P}{P_0}}$$

valori tipici di sensibilità (in inglese "sensitivity") di un buon ricevitore sono dell'ordine di

$$-100 \div -80 \text{ dBmW}$$

↑

mobile
phone



Per aumentare la lunghezza del collegamento, essendo imposti vari limiti sulle potenze irradiate, bisogna migliorare il guadagno realizzato dal sistema nonché ridurre la minima potenza di segnale intellegibile (aumentare la sensibilità)

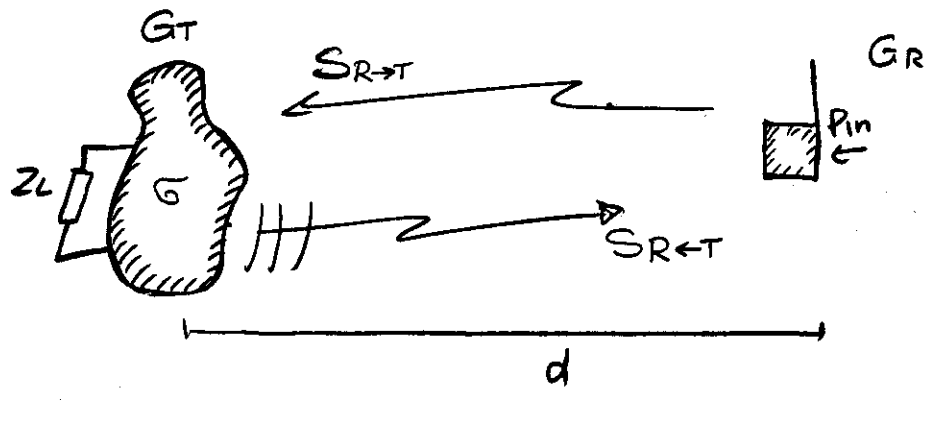
LINK ASIMMETRICI (Tag passivi)

- sistemi RFID
- passivi
- semi attivi
- $f > 300 \text{ MHz}$
(UHF)

In queste configurazioni il reader funge da trasmettitore e ricevitore, mentre il tag esplica la sola funzione di retro-diffondere, eventualmente modulandolo, il segnale di interrogazione del reader.

Link diretto : READER \rightarrow TAG (Friis)

Link inverso : TAG \rightarrow READER (Radar)



G_R : guadagno Reader
 G_T : guadagno tag

Ci si muove sempre nell'ipotesi di Spazio libero.

La densità di potenza incidente sul tag è data da

$$S_{R \rightarrow T}^m(d) = \frac{1}{2Z_0} |E_{R \rightarrow T}(d)|^2 = I_{R \rightarrow T}(d) \frac{1}{d^2}$$

con $I_{R \rightarrow T}(d)$ intensità di radiazione prodotta dal reader e valutata sul tag

$$\text{ma } I_{R \rightarrow T} = \frac{P_{in} G_R}{4\pi}$$

$$\Rightarrow S_{R \rightarrow T}(d) = \frac{P_{in} G_R}{4\pi d^2}$$

Sia σ la radar cross-section del Tag, la densità di potenza re-immediata verso il radar sarà

$$S_{R \leftarrow T}(d) = \frac{\sigma S_{R \rightarrow T}(d)}{4\pi d^2}$$

La potenza infine raccolta dal radar (nell'ipotesi di perfetto adattamento di impedenza sul radar) è pertanto

$$P_{R \leftarrow T} = A_{e,R} S_{R \leftarrow T}(d) \eta_P$$

↑ area efficace del radar

sostituendo i vari termini si ottiene

$$P_{R \leftarrow T} = \frac{P_{in} G_R A_{e,R} \sigma \eta_P}{(4\pi d)^2} \quad \text{Equazione del Radar}$$

può essere anche riscritta diversamente ricordando che

$$A_{e,R} = \frac{G_R}{4\pi} \lambda^2$$

$$\sigma = \frac{G_T^2}{4\pi} \lambda^2 \frac{4 R_a^2}{|Z_L + Z_A|^2} \eta_P$$

quindi, in definitiva

$$P_{R\leftarrow T} = \frac{P_{in} G_R G_T \lambda^2 G_T^2 \lambda^2}{4\pi (4\pi d^2)^2 4\pi} \frac{4 R_A^2}{|Z_L + Z_A|^2} \eta_P^2$$

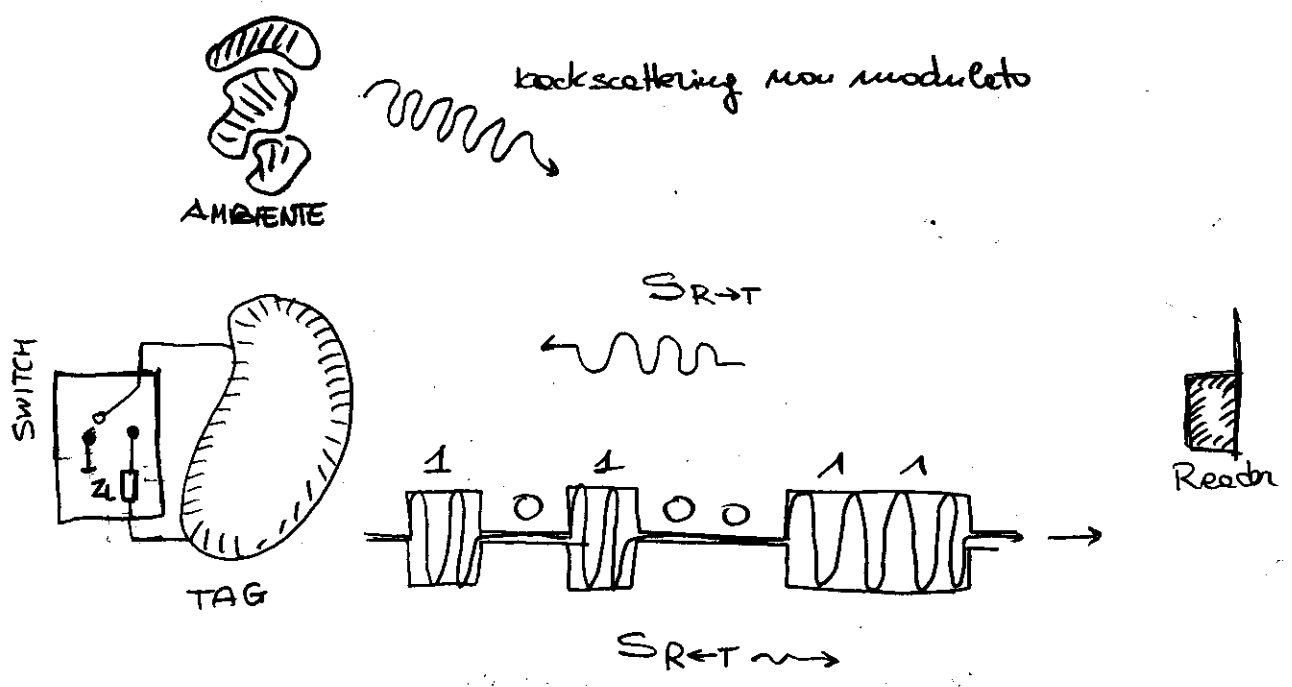
$$P_{R\leftarrow T} = \left(\frac{\lambda}{4\pi d}\right)^4 P_{in} G_R^2 G_T^2 \frac{4 R_A^2}{|Z_L + Z_A|^2} \eta_P^2 \propto \left(\frac{d}{\lambda}\right)^{-4}$$

Potenza di backscattering
in modalità monostatica

La potenza raccolta dal radar può essere modulata
variando l'impedenza del carico. Una tipica modulazione
è quella binaria

- stato 0 $Z_L = \infty$ (circuito aperto) $\Rightarrow P_{R\leftarrow T} = 0$
- stato 1 $\left\{ \begin{array}{l} Z_L = 0 \\ \text{oppure} \\ Z_L = Z_A^* \end{array} \right.$
 - (corto circuito) \Rightarrow
 - $P_{R\leftarrow T} = \left(\frac{\lambda}{4\pi d}\right)^4 P_{in} G_R^2 G_T^2 \frac{4 R_A^2}{|Z_A|^2} \eta_P^2$
 - $P_{R\leftarrow T} = \left(\frac{\lambda}{4\pi d}\right)^4 P_{in} G_R^2 G_T^2 \eta_P^2$
indipendente dall'impedenza dell'antenna

Si ottiene in questo caso una modulazione di backscattering



La commutazione è svolta da una logica di controllo che consuma una potenza P_T che viene prelevata direttamente dal segnale che proviene dal reader.

La potenza raccolta quindi dal cono dell'antenna, e che può essere usata per alimentare la logica di controllo, è data dalle formule di Friis che viene di seguito riscritte con formalismo misto

$$P_{R \rightarrow T} = P_{in} G_R \tilde{G}_T \eta_P \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2$$

↑ potenza raccolta dal cono del tag

Tipicamente la sensibilità del reader è molto migliore della sensibilità dello switch posto sul tag, e di conseguenza il collo di bottiglia nello stabilire il radiocollegamento è dato proprio dal link diretto

Reader → Tag

La mancanza di una fonte di alimentazione locale sul tag fa sì che i sistemi passivi abbiano una distanza di lettura molto inferiore a quelle dei sistemi attivi (cioè provvisti di una fonte locale di alimentazione).

	d_{max}
• sistemi passivi	1m - 10m
• Sistemi attivi	~ 100m Km

LOGICA DI MODULAZIONE DI BACKSCATTERING

La logica che si occupa di controllare lo switch di impedenza di carico del TAG è contenuta in un modulo che svolge complessivamente le seguenti funzioni:

FRONT-END ANALOGICO

1. Energy Scavenging / Harvesting

raccolge e conserva l'energia proveniente dal reader eseguendone una conversione da AC → DC. L'energia è immagazzinata in un condensatore.

2. Data Access

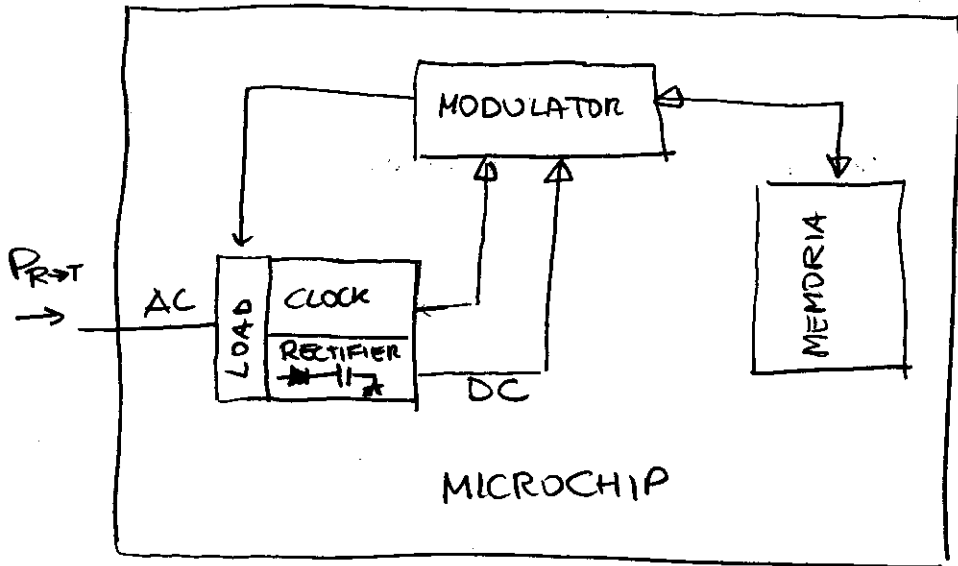
accede ad un banco di memorie per leggere il codice identificativo del TAG.

MODULI DIGITALI

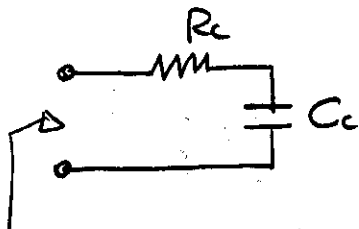
3. Data Modulation

usa il codice binario identificativo del TAG per controllare lo switch di impedenza con una frequenza di clock che viene estratta dalla portante emessa dal reader.

Tutte queste funzionalità vengono eseguite da un microchip grande come un gravello di sabbia.



Da un punto di vista circuitale, il microchip è equivalente al seguente circuito a radiofrequenza



$$Z_L = R_c - j \frac{1}{\omega C_c}$$

$$X_c = \frac{1}{\omega C_c} \sim 100 - 200 \Omega$$

$$R_c \sim 10 - 50 \Omega$$

C_c : accumulo di energia

Per ottenere il massimo trasferimento di potenza dall'antenna verso il chip deve essere

$$R_A = R_c \quad \text{pochi ohm}$$

$$X_A = -X_c \quad \text{induttiva}$$

CARATTERIZZAZIONE SPERIMENTALE DI UN TAG PASSIVO

Come si è detto, la grandezza che caratterizza abbastanza compiutamente un tag passivo è il guadagno realistico

$$\tilde{G}_{TAG} = G_T \cdot \tau \quad (\theta, \phi, f)$$

che risulta dipendente dall'angolo di osservazione e dalla frequenza. Può essere facilmente misurato con un normale reader tramite il metodo del TURN-ON.

Si era trovato che in condizioni di spazio libero la potenza raccolta dal microchip, è data da

$$P_{R \rightarrow T} = P_{in} G_R \tilde{G}_T \eta_P \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2$$

Fissate le distanze tra reader e tag, si suppone di incrementare la potenza in ingresso all'antenna del reader P_{in} partendo da $P_{in} = 0$ fino a che il tag non inizi a rispondere. Il minimo valore di potenza P_{in} per il quale si ha risposta dal tag è detto

Potenza di turn-on $P_{in}^{TO} = \min\{P_{in}\}$

In queste particolari condizioni la potenza raccolta dal microchip del tag è proprio data da

$$P_{R \rightarrow T} = P$$

cioè pari alla sensibilità del tag (fornita dal costruttore del chip).

L'equazione di Friis si può allora invertire per calcolare \tilde{G}_T

$$\eta_p \tilde{G}_T = \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right)^2 \frac{P_{in}}{P_{in} \cdot G_R} \quad \forall \{\theta, \phi, f\}$$

Se il reader è posto in addeamento di polarizzazione con il tag si può assumere $\eta_p = 1$. Diversamente se il tag ha polarizzazione lineare e l'antenna del reader ha polarizzazione circolare si può allora porre $\eta_p = 1/2$.

Questo misura deve essere ripetuta al variare dell'angolo di osservazione e al variare della frequenza.

È inoltre necessario minimizzare le interazioni con l'ambiente

- di prove $\sim 0.5 - 1 \text{ m}$
- pannelli assorbenti

In condizioni di tunu-on è utile conoscere la potenza raccolta dal nodo (P_{RET}) e quella di tunu-on nel modo seguente

$$\frac{1}{2} \frac{\sqrt{P_{RET} \cdot P_{IN}^{TO}}}{P_T} = \eta_{\%}$$

Essendo al tunu-on è $P_T \equiv P_{RET} = P_{IN}^{TO} G_R G_T \eta_P \left(\frac{\lambda}{4\pi d}\right)^2$

$$\begin{aligned} \eta_{\%} &= \frac{1}{2} \frac{\sqrt{\left(\frac{\lambda}{4\pi d}\right)^4 P_{IN}^{TO} G_R^2 G_T^2 \frac{4 R_A^2}{|Z_L + Z_A|^2} \eta_P^2 \cdot P_{IN}^{TO}}}{P_{IN}^{TO} G_R G_T \eta_P \left(\frac{\lambda}{4\pi d}\right)^2 \frac{4 R_A R_L}{|Z_A + Z_L|^2}} \\ &= \boxed{\frac{1}{2} \frac{|Z_A + Z_L|}{R_L} \equiv AID} \end{aligned}$$

ANALOG IDENTIFIER

non dipende dalla distanza, né dall'orientamento
ma solo dall'adattamento di impedenza

Nel caso in cui l'antenna del tag ed il microchip
siano in adattamento completo ($Z_A = Z_L^*$)

allora $Z_A + Z_L \equiv 2R_L \Rightarrow \boxed{AID = 1}$

Questa grandezza porta quindi informazioni sull'adattamento
e ha anche implicazioni in applicazioni sensistiche come
si vede in seguito

COMUNICAZIONE PER ACCOPIAMENTO INDUTTIVO

A frequenze di qualche decine di MHz o centinaia di kHz, le antenne del Reader e del Tag dovrebbero essere molto grandi per stabilire un radiocollegamento basato su propagazione di onde elettromagnetiche.

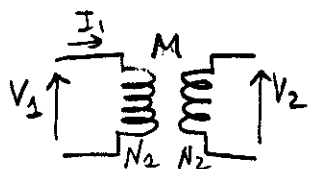
Si sfrutta invece il fenomeno dell'accoppiamento magnetico (detto anche accoppiamento induttivo).

Il modello che viene di seguito descritto è la base dei dispositivi RFID in bande LF (125 kHz) ed HF (13,56 MHz), nonché i cariche batterie wireless di prossima generazione.

In questi casi le antenne sono piccoli loop, spesso costituiti di più spire.

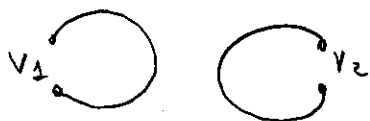
Il trasferimento di tensione tra il reader ed il tag viene ottenuto tramite accoppiamento induttivo tra i due loop. Tutte le interazioni di interesse avvengono nel campo vicino. (Non in zone propagative)

Come in un trasformatore convenzionale, dove la tensione nell'avvolgimento primario è trasferita in quello secondario, allo stesso modo la tensione sul loop del meter viene trasferita nel loop del teg e viceversa



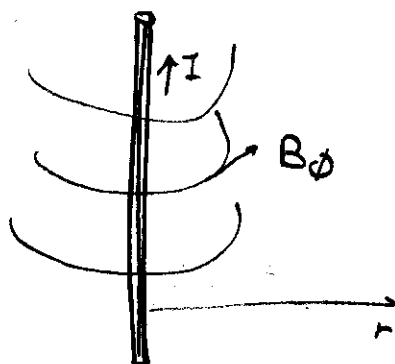
$$\frac{V_1}{V_2} = \frac{N_1}{N_2}$$

$$V_2 = -M \frac{dI_1}{dt}$$



In base alla legge di Ampere, un corrente che attraversa un filo rettilineo, per esempio infinito, produce un campo di induzione magnetica

$$\underline{B} = \frac{\mu_0 I}{2\pi r} \hat{\phi}$$

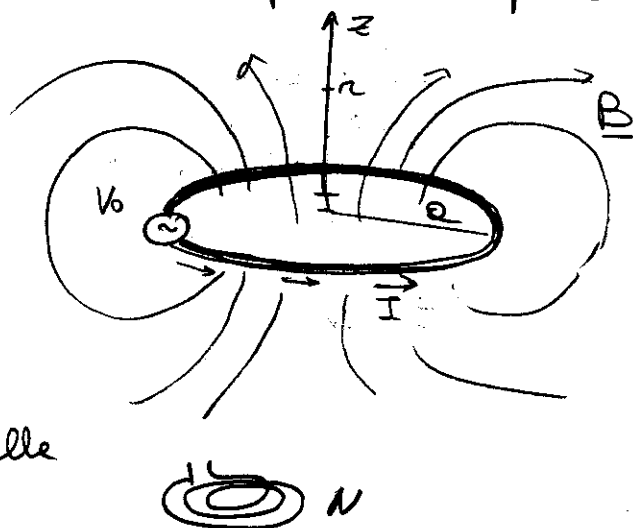


Se il conduttore forma una spira (loop) il campo di induzione magnetica in zone vicine può essere espresso come segue

$$B_z = \frac{\mu_0 I N a^2}{2(a^2 + r^2)^{3/2}}$$

lungo l'asse delle spire

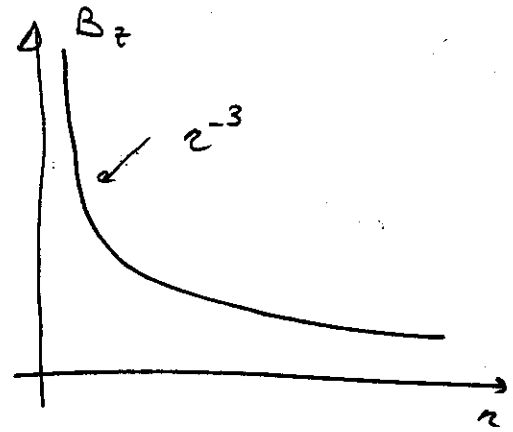
N : # degli avvolgimenti delle spire



e distanza $r^2 \gg a^2$ l'espressione precedente si semplifica

$$B_z \approx \frac{\mu_0 N I a^2}{2} \left(\frac{1}{r^3} \right) \quad r \gg a$$

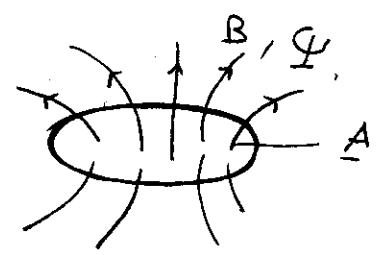
Il campo induttore magnetico si ottiene quindi con la 3^a potenza della distanza, e cioè con legge molto più ripida del campo elettrico nella regione di propagaione.



Quando due loop sono in zone di prossimità, la loro interazione (trasferimento di energia) segue la legge di Faraday.

" in campo magnetico variabile nel tempo che esocetene in percorso conduttore chiuso, induce una tensione attorno al loop detta FORZA ELETTROMOTRICE INDOTTA (ELF) "

In particolare, la tensione indotta è uguale alla derivata nel tempo del flusso del campo magnetico che attraversa l'area delle spire



$$V \equiv EMF = -N \frac{d\psi}{dt}$$

$$\psi = \iint \underline{B} \cdot \underline{ds}$$

flusso del campo magnetico

\underline{ds} :

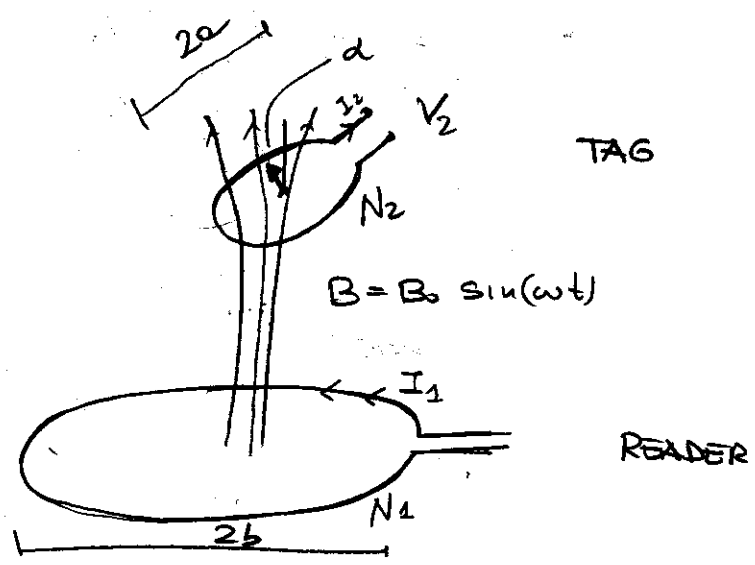
elemento di superficie orientato secondo la normale



Il segno (-) indica che le forze elettromotriche indotte sul loop generano una corrente secondaria che è sua volta eccitata in campo magnetico che tende ad opporsi al campo magnetico inducente.

Il prodotto scalare $\underline{B} \cdot \underline{ds}$ tiene conto della specifica orientazione tra il loop del reader e quello del tag.

L'interazione migliore si ha quando il coil ricevente è ortogonale alle linee di forza del campo magnetico inducente.



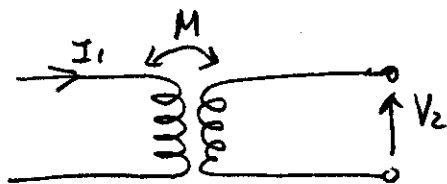
Si consideri ora un sistema Reader/Tag, emettendo per ipotesi che i due loop siano paralleli (max coupling) $\Rightarrow d=0$

$$\begin{aligned}
 V_2 &= -N_2 \frac{d\psi_{21}}{dt} = -N_2 \frac{d}{dt} \iint B \, ds \\
 &= -N_2 \frac{d}{dt} \left[\iint \frac{\mu_0 I_1 N_1 a^2}{2(a^2 + r^2)^{3/2}} \, ds \right] \\
 &= - \left[\frac{\mu_0 N_1 N_2 a^2 (\pi b^2)}{2(a^2 + r^2)^{3/2}} \right] \frac{dI_1}{dt}
 \end{aligned}$$

Si pone $M \triangleq \frac{\mu_0 N_1 N_2 a^2 (\pi b^2)}{2(a^2 + r^2)^{3/2}}$

Induttanza mutua
tra i due
loop

$$V_2 = -M \frac{dI_1}{dt}$$



L'interazione è quindi
rappresentabile con
un trasformatore di
impedenza.

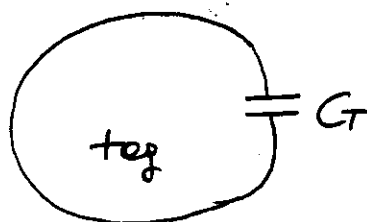
La corrente sul coil primario (reeder) produce un
flusso magnetico che a sua volta causa una corrente
di induzione sul loop secondario.

L'induttanza mutua è dipendente dalle distanze ($\propto \frac{1}{r^3}$)
e dalle dimensioni dei due loop.

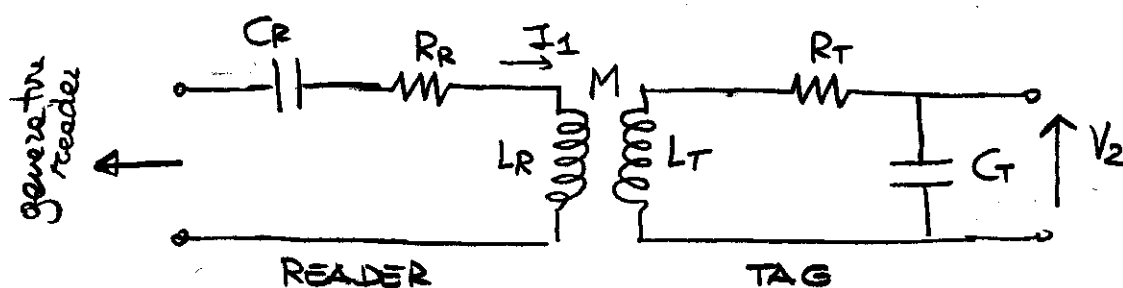
L'accoppiamento risulta tanto maggiore ed efficace quanto più il loop ricevente è prossimo alle risorse.

Siccome un loop piccolo ha una impedenza d'ingresso induttiva, bisogna aggiungere un condensatore di tuning.

Le stesse cose vale per il loop del reader



Il modello circuitale pertanto diventa



Il condensatore di tuning del loop ricevente va scelto in modo tale che la frequenza di risonanza del loop così costituito corrisponda alla frequenza di lavoro

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_T \cdot C_T}}$$

Le tensioni raccolte dal tag ricevente, tenendo
 ora anche conto della mutua orientazione tra
 le due morse (angolo α) e delle
 presenza dei componenti di sistema, può essere
 scritte nella forma generale seguente

$$V_2 = N_2 j\omega B_0 S \cos\alpha \cdot Q \quad \left. \vphantom{V_2} \right\} \text{nel dominio} \\ \text{dei fasori}$$

S : area del loop ricevente

B_0 : ampiezza del campo induzione magnetica
 sul loop ricevente (supposto costante entro
 l'area concatenata del loop)

Q : fattore di qualità del circuito ricevente

L'induzione di tensione (e quindi la trasmissione
 di potenza) tra i due loop sarà più elevata
 per Q alti e loop grandi.

Un circuito con Q elevato ha poor banda stretta
 e quindi va trovato il giusto compromesso.

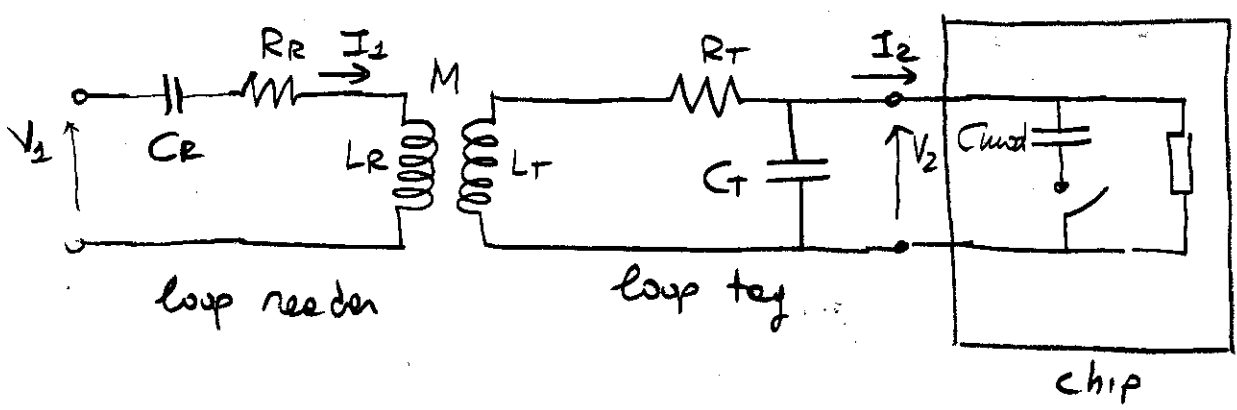
In questo modo nasce il Cirk diretto, il
 marchio del loop ricevente si ottiene quando la

tensione indotte ed i suoi capi superano un certo valore. (sensibilità del chip) $V_2 > V_{Th}$

Si descrive ora il link inverso, nel quale avviene lo scambio di informazioni tra tag e reader.

A tal fine nel microchip è presente un condensatore aggiuntivo che può essere connesso in parallelo al condensatore di tuning per mezzo di uno switch digitale controllato dal modulatore che eccita il codice del chip all'interno del suo banco di memoria.

Il circuito completo è il seguente



Quando l'interruttore è aperto, la tensione V_1 ai capi del loop del reader è

$$V_1^{(0)} = \frac{1}{j\omega C_R} I_1 + j\omega L_R I_1 + R_R I_1 - j\omega M I_2^{(0)}$$

stato '0'

\downarrow
 $I_2^{(0)}, I_1^{(0)}$
 $V_1^{(0)}$

Poiché il sistema è stato sintonizzato alle frequenze di lavoro, (si trova così in risonanza) allora

$$V_0^{(0)} = R_R I_1^{(0)} - j\omega M I_2^{(0)} \quad \text{Tensione nello stato (0)}$$

Quando l'interruttore è invece chiuso la frequenza di risonanza del loop ricevente sarà cambiata

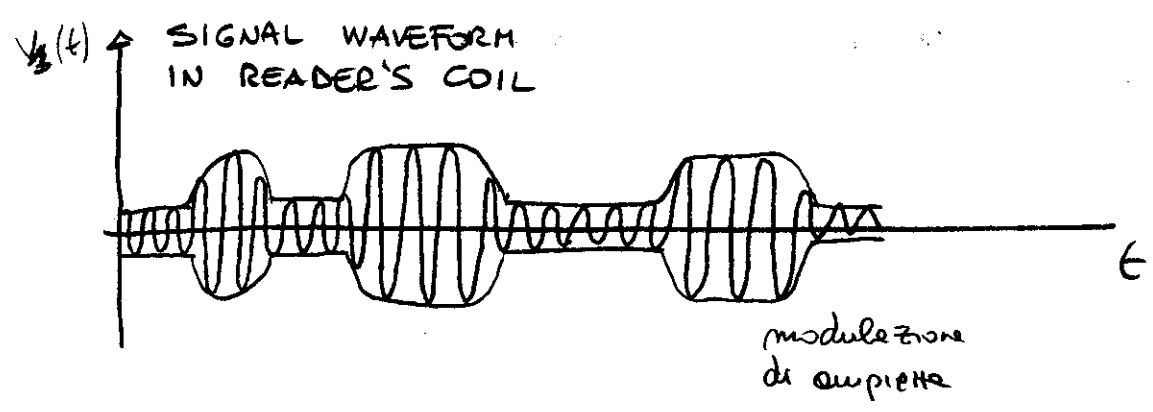
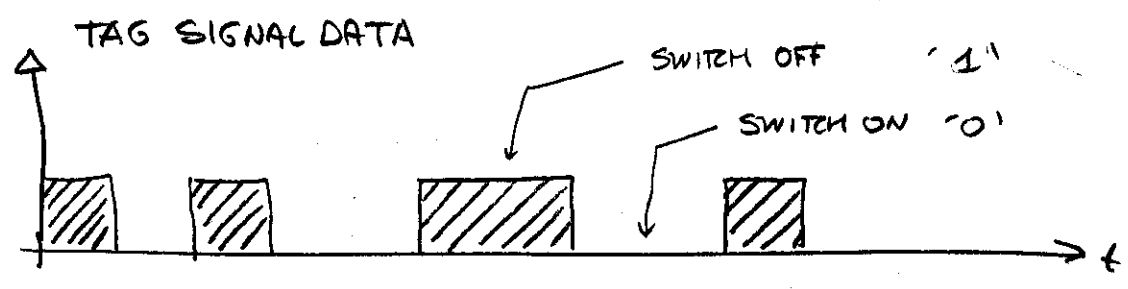
$$f_1 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_T \cdot (C_T + C_{mod})}}$$

e quindi la corrente I_2 sarà di conseguenza cambiata e la tensione sul loop del ricevitore sarà diventata

$$V_I^{(1)} = R_R I_1^{(1)} - j\omega M I_2^{(1)} \quad \text{stato (1)}$$

In altri termini, modificando lo stato del selettore (cambiando di conseguenza la capacità di accoppiamento del loop ricevente) ci sarà una modulazione del segnale di tensione sul loop intersigente.

Si parla di modulazione capacitiva.



Il segnale di tensione sul loop del reader è più alto nel caso in cui l'interruttore sia aperto (circuiti eccitati).

Data l'elevata attenuazione del campo magnetico con la distanza, la massima distanza di lettura è dell'ordine di

$$1 \text{ cm} \div 1 \text{ m.}$$

→
 sistemi quasi
 contatti.
 (Near Field Communication)
 NFC