

LINK DI TELEMETRIA IN CAMPO VICINO

Nelle telemetrie del Corpo Umano che coinvolge sensori wireless impiantati, la presenza delle forti perdite dei tessuti biologici limita fortemente le distanze di lettura. In molti casi è necessario posizionare l'antenna di interrogazione direttamente a contatto della pelle o nelle sue immediate vicinanze.

In queste condizioni non è più lecito assumere il modello propagativo dello spazio libero in quanto l'antenna interrogante ed il trasponder sono elettromagneticamente accoppiati.

Ciò significa che l'impedenza d'ingresso di ogni antenna è dipendente anche dalla presenza dell'altro, come pure le caratteristiche di radiazione.

Di conseguenza non è più possibile analizzarle, a rigori, separatamente.

È allora necessario individuare uno diverso schema matematico che permetta di valutare le caratteristiche del radio collegamento in queste condizioni.

Esempi

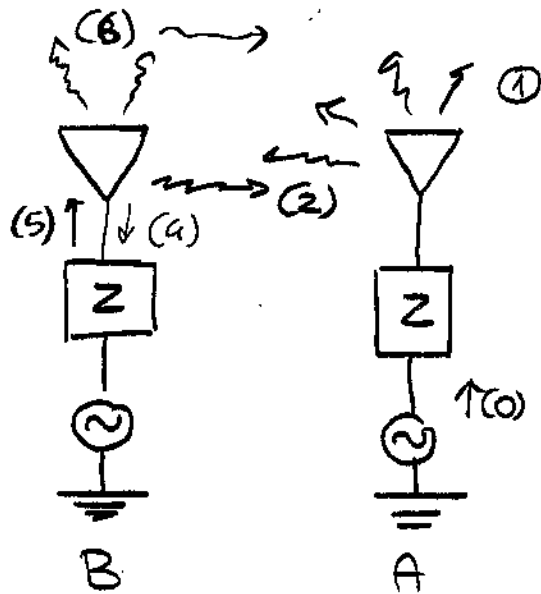
- Link transcutaneo
- Through-the-Body Link

NOTA

il limite di campo lontano è $r > \frac{2D^2}{\lambda}$
 D - dimensione dominante dell'antenna.

Meccanismo di Coupling tre Antenne

Supponiamo di alimentare l'antenna A. Parte del campo da essa irradiato finisce sull'antenna B che a sua volta crea backscattering verso l'antenna A.



Il campo re-irradiato comprende due contributi:

- i) riflessione istantanea dell'antenna (2)
→ modo strutturale
- ii) re-irradiazione dovuta alle correnti indotte su B⁽⁴⁾ che oltre al suo campo, viene da esso nuovamente riflesso campo l'antenna B⁽⁵⁾ e che quindi produce irradiazione come se tale antenna fosse alimentata (6)
→ modo Antenna

L'irradiazione da modo Antenna è ritardato nel tempo da quella strutturale (nel primo caso il segnale deve fare il giro dell'elittanza e tornare sull'elemento radiante prima di produrre irradiazione)

In regime armonico questi fenomeni sono ciclici e difficilmente distinguibili, specialmente in tone vicino.

Se poi anche l'antenna B è alimentata, si ha un comportamento reciproco specularmente che si somma al precedente.

Di conseguenza, l'irradiazione dell'antenna A (per ex.) è dovuta alle seguenti correnti:

- 1) correnti eccitate su A dalle proprie alimentazioni
- 2) correnti indotte su A dal backscattering di B (modo strutturale e modo antenna)
- 3) correnti indotte dall'alimentazione di B.

L'accoppiamento dipende pertanto da

- i) caratteristiche dell'antenna ricevente
- ii) la mutua distanza e orientazione
- iii) tipologia del segnale trasmesso
- iv) mezzo interposto

Valgono le seguenti definizioni per un sistema accoppiato

IMPEDENZA PASSIVA

Impedenza d'ingresso dell'antenna n -ma in presenza di tutte le altre porte di alimentazione (chiuso sul carico del generatore)

IMPEDENZA ATTIVA

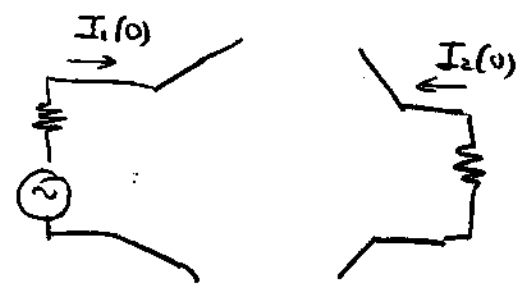
Impedenza d'ingresso dell'antenna n-ma in presenza di tutte le altre, ciascuna connessa al proprio generatore

Le due impedenze sono in generale anche molto differenti, e a loro volta differiscono dall'impedenza d'ingresso dell'antenna isolata.

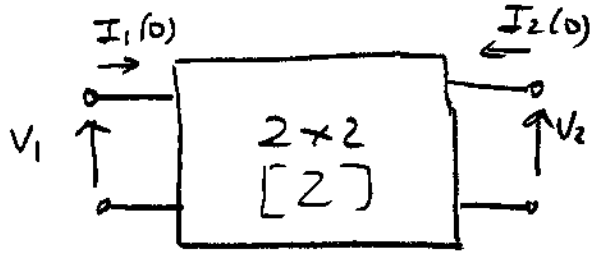
Dipendentemente dal tipo di rete bisognerà adattare l'impedenza passiva o attiva.

RAPPRESENTAZIONE CON RETE MULTIPOSTA

Concentrandoci sulle coppie di antenne si va ad osservare solo quello che succede ai loro morsetti, usando tensione e corrente come grandezze di interfaccia.



Si perviene quindi ad un modello di rete a due porte che stabilisce una relazione lineare tra le grandezze di interfaccia.



→ Matrice di Impedenza

$$(\Delta) \begin{cases} V_1 = Z_{11} I_1(0) + Z_{12} I_2(0) \\ V_2 = Z_{21} I_1(0) + Z_{22} I_2(0) \end{cases}$$

La rete è reciproca quindi $Z_{12} = Z_{21}$

Autoimpedenza $Z_{ii} = \frac{V_i}{I_i(0)} \Big|_{I_j(0)=0}$

impedenza d'ingresso alla porta #i quando la porta #j è in circuito aperto

Impedenza mutua $Z_{ij} = \frac{V_i}{I_j(0)} \Big|_{I_i(0)=0}$

impedenza d'ingresso alla porta #i quando sulle porta #j scorre la corrente $I_j(0)$

Questa rappresentazione matriciale differisce dalla precedente integro differenziale perché vede solamente le correnti ai morsetti e non nella restante parte del filo.

L'impedenza totale d'ingresso alla porta #1 si ottiene come

$$Z_{s,m} = \frac{V_1}{I_1(0)} = Z_{11} + Z_{12} \left(\frac{I_2}{I_1} \right)$$

Espressione generale dell'impedenza d'ingresso

e quindi dipende da entrambe le correnti

dipos paramita

Caso #2 in corto circuito ($V_2=0$)

$$(V_2=0)$$

allora $I_2(0) = - \frac{Z_{21}}{Z_{22}} I_1(0)$

$$Z_{s,m} = \frac{V_1}{I_1} \quad Z_{s,m} = Z_{11} - \frac{Z_{12}^2}{Z_{22}}$$

(ho usato la reciprocità) $Z_{12} = Z_{21}$



queste è la grandezza che deve essere considerata per l'adattamento

Caso circuito aperto

$$I_2(0) = 0$$

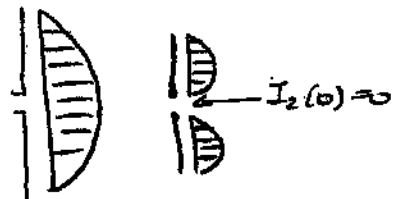
ne consegue banalmente che

$$Z_{1, in} = Z_{11}$$

che non significa che il

dipolo #1 non sente l'effetto del

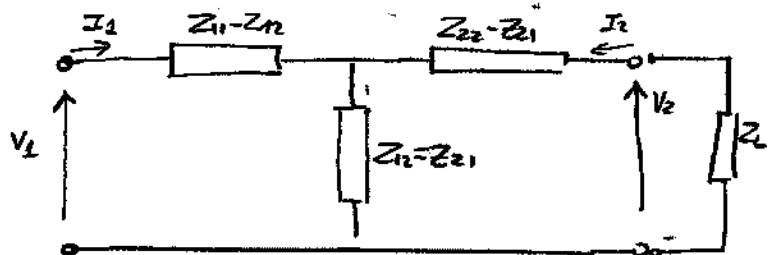
dipolo #2. (è fatto che abbiamo
entrambe lunghezze $\leq \lambda/2$) \triangle



Caso #2 chiuso su carico Z_L

conviene considerare la relazione e T della matrice
di impedenza

Calcolo per esercizio
l'impedenza d'ingresso
del primo dipolo



\triangle NOTA

In generale $Z_{11} \neq Z_{3, in}$ (isolato), cioè l'impedenza d'ingresso
del dipolo isolato, perché sarebbe $I_2(0) = 0$ sul secondo
dipolo (perente) scome comunque corrente che modifica la
distribuzione di campo. Si può approssimare

$Z_{11} \approx Z_{3, in}$ (isolato) quando il perente è lungo $\leq \lambda/2$
e i due dipoles sono separati almeno $\lambda/5$

$$Z_{in} = Z_{11} - Z_{12} + Z_{12} \parallel (Z_{22} - Z_{21} + Z_L)$$

$$= Z_{11} - Z_{12} + \frac{Z_{12}(Z_{22} - Z_{21} + Z_L)}{Z_{12} + Z_{22} - Z_{21} + Z_L} =$$

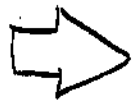
$$= Z_{11} + Z_{12} \left(-1 + \frac{Z_{22} - Z_{21} + Z_L}{Z_{22} + Z_L} \right)$$

$$= Z_{11} + Z_{12} \frac{-Z_{22} - Z_L + Z_{22} - Z_{21} + Z_L}{Z_{22} + Z_L}$$

$$= Z_{11} - \frac{Z_{12} \cdot Z_{21}}{Z_{22} + Z_L} = \underbrace{Z_{11} - \frac{Z_{12}^2}{Z_{22} + Z_L}}_{= Z_{in}(i)}$$

Problema

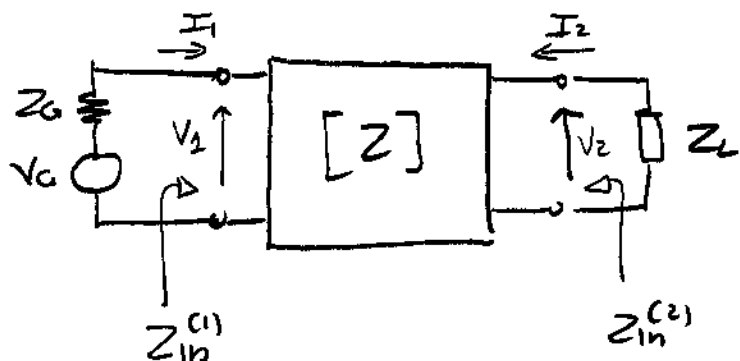
- 1) Esprimere la potenza raccolta sul carico (ex. chip) dell'antenna 2 in funzione della potenza che viene erogata dall'antenna 1.
- 2) Rappresentare l'impedenza d'ingresso che includano gli effetti dell'accoppiamento
- 3) Individuare le condizioni per avere il massimo trasferimento di potenza



GUADAGNO DI
TRASDUZIONE

(Equivalente
della Formula
di Friis nel
campo vicino)

Si riporta della rete a due porte che descrive un trasmettitore ed un ricevitore

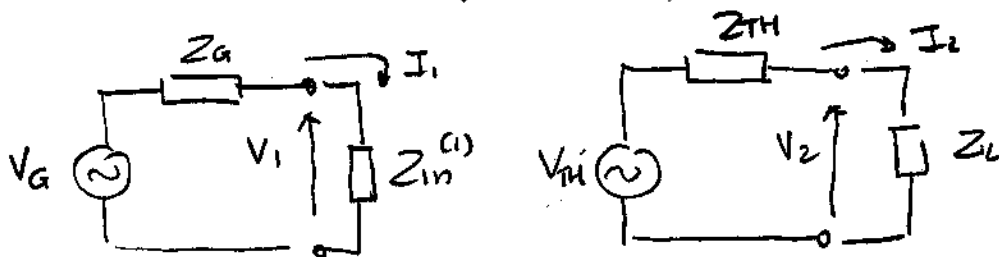


Le impedenze d'ingresso possive sono esprimibili come

$$Z_{in}^{(1)} = Z_{11} - \frac{(Z_{12})^2}{Z_{22} + Z_L}$$

$$Z_{in}^{(2)} = Z_{22} - \frac{(Z_{21})^2}{Z_{11} + Z_G}$$

Possiamo decomporre la rete in due circuiti equivalenti di Thevenin in ingresso ed in uscita



Determiniamo le grandezze di Thevenin per l'uscita

$$Z_{TH} \equiv Z_{in}^{(2)} \quad (\text{impedenza in de porte 2 quando il generatore } V_G \text{ \u00e8 corto circuitato})$$

$$V_{TH} \equiv V_2 \quad \text{per } I_2 = 0$$

$$\equiv Z_{21} I_1 + Z_{22} I_2 \equiv Z_{21} I_1$$

Si ricorre I_1 del circuito d'ingresso

$$V_1 = V_G - Z_G I_1 \equiv Z_{11} I_1 + Z_{12} I_2 \quad | \quad I_2 = 0$$

$$\Leftrightarrow V_G - Z_G I_1 = Z_{11} I_1$$

$$I_1 = \frac{V_G}{Z_{11} + Z_G}$$

Quindi

$$V_{TH} = \frac{Z_{21}}{Z_{11} + Z_G} V_G \quad Z_{TH} = Z_{22} - \frac{(Z_{21})^2}{Z_{11} + Z_G}$$

Introduciamo le potenze seguenti:

- $P_{in} = \frac{1}{2} R_{in}^{(1)} |I_1|^2$ - potenza entrante nelle porte 1
- $P_L = \frac{1}{2} R_L |I_2|^2$ - potenza assorbita (trasferita) al carico della porta 2

Si eliminano le correnti e partiva dai circuiti equivalenti di Thevenin

$$V_G = I_1 (Z_G + Z_{in}^{(1)}) \rightarrow I_1 = \frac{V_G}{Z_G + Z_{in}^{(1)}}$$

$$V_{TH} = I_2 (Z_{TH} + Z_L) \rightarrow I_2 = \frac{V_{TH}}{Z_{TH} + Z_L}$$

quindi

$$P_{in} = \frac{1}{2} R_{in}^{(1)} \frac{|V_G|^2}{|Z_G + Z_{in}^{(1)}|^2}$$

$$\begin{aligned}
 P_L &= \frac{1}{2} R_L \frac{|Z_{21}|^2 |V_G|^2}{|Z_{11} + Z_G|^2} \frac{1}{\left| Z_{22} - \frac{(Z_{21})^2}{Z_{11} + Z_G} + Z_L \right|^2} = \\
 &= \frac{1}{2} R_L \frac{|Z_{21}|^2 |V_G|^2}{|Z_{11} + Z_G|^2} \frac{|Z_{11} + Z_G|^2}{\left| (Z_{22} + Z_L)(Z_{11} + Z_G) \right|^2} \\
 &= \frac{1}{2} \frac{|Z_{21}|^2 R_L |V_G|^2}{\left| (Z_{11} + Z_G)(Z_{22} + Z_L) - Z_{12}^2 \right|^2} \equiv P_L
 \end{aligned}$$

Si definisce

① Input Available Power $P_{AV,G}$

la massima potenza che il generatore è in grado di erogare alla rete.

Cio' accade in condizione di adattamento coniugato

$$Z_{in}^{(1)} = Z_G^*$$

$$P_{AV,G} = \max_{Z_{in}^{(1)} = Z_G^*} \{ P_{in} \} = \frac{|V_G|^2}{8 R_G}$$

② Network Available Power $P_{AV,N}$

la massima potenza che la rete è in grado di rilasciare al carico, e avviene nelle condizioni di adattamento in uscita

$$Z_{in}^{(2)} = Z_L^*$$

$$P_{AV,N} = \max \{ P_L \} = \frac{|V_{TH}|^2}{8 R_{TH}}$$

Si può allora introdurre una funzione di trasferimento del link di comunicazione denominata

GUADAGNO
DI TRASDUZIONE

$$G_T \triangleq \frac{\text{Potenza sul carico}}{\text{Massima potenza in ingresso alla rete}}$$

$$G_T \triangleq \frac{P_L}{P_{av,G}}$$

$$= \frac{1}{2} \frac{|V_G|^2 |Z_{12}|^2 R_L}{|(Z_{11} + Z_G)(Z_{22} + Z_L) - Z_{12}^2|^2} \frac{8R_G}{|V_G|^2}$$

$$G_T = \frac{4 R_G R_L |Z_{12}|^2}{|(Z_{11} + Z_G)(Z_{22} + Z_L) - Z_{12}^2|^2}$$

Dipende dai caratteri delle antenne ma soprattutto dal loro accoppiamento.

La potenza ricevuta dal carico del trasponder si può allora scrivere come

$$P_L \equiv P_{R\rightarrow T} = G_T \cdot P_{av,G}$$

È importante notare che il G_T dipende / include il disadattamento sia dell'antenna trasmittente che di quella ricevente. È quindi un'espressione molto generale

Si può allora definire un MARGINE DI SISTEMA

$$M = \frac{G_T P_{av,G}}{P_{chip}} \xrightarrow{\text{dB}}$$

power sensitivity
del trasponder

$$M = G_T + P_{av,G} - P_{chip} - M_0$$

M_0 = margine aggiuntivo di
sicurezza per tenere conto
di eventuali imperfezioni
realistiche e del modello
tipicamente $M_0 > 3 \text{ dB}$!

Il radiocollegamento
si stabilisce quando

$$M > 0$$

Ne consegue quindi un requisito sul guadagno di
trasmissione (fissate la potenza $P_{av,G}$)

$$G_T > P_{chip} + M_0 - P_{chip}$$

Diversamente, eseguendo il guadagno di trasmissione, si
deduce la minima potenza che serve ad ottenere il
radiocollegamento

$$P_{av,G} > P_{chip} + M_0 - G_T$$

È anche utile introdurre il guadagno seguente

$$\begin{aligned}
 \mathcal{G} &\triangleq \frac{\text{massima potenza ceduta al carico}}{\text{potenza effettivamente entrante nella rete}} = \frac{P_{L,N}}{P_{in}} \\
 &= \frac{\frac{1}{8} \frac{|V_{TH}|^2}{R_{TH}}}{\frac{1}{2} \frac{|Z_{12}|^2 R_L |V_G|^2}{|(Z_{11} + Z_G)(Z_{22} + Z_L) - Z_{12}^2|^2}} = \\
 &= \frac{|(Z_{11} + Z_G)(Z_{22} + Z_L) - Z_{12}^2|^2}{4 |Z_{12}|^2 R_L R_{TH}} \left| \frac{V_{TH}}{V_G} \right|^2 \dots
 \end{aligned}$$

questo guadagno presuppone l'adattamento coniugato ad ambedue i morcelli della rete e quindi rappresenta l'upper bound delle potenze raccolte dal carico in uscita

$$\mathcal{G} \leq G_T \quad \text{"=" vale in caso di adattamento alle due porte.}$$

quindi la massima potenza che il carico è in grado di raccogliere, nelle condizioni più favorevoli possibili è

$$P_{L,max} = \mathcal{G} \cdot P_{in}$$

↑
massima
potenza
erogata dal generatore