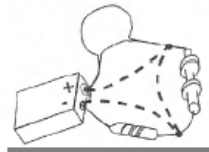


3. Elementi parassiti nelle connessioni

Limiti teoremi reti elettriche (1/2)

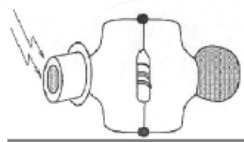
Maglia di componenti elementari



Campo magnetico all'esterno dei componenti trascurabile:

$$\oint \vec{E} \cdot d\vec{s} = \sum V_n = 0$$

Componenti in parallelo



Carica sui morsetti e sui conduttori di collegamento trascurabile \Rightarrow per il principio di conservazione della carica:

$$\sum I_n = 0$$

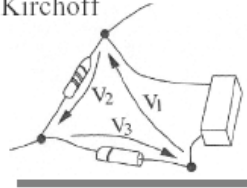
Limiti teoremi reti elettriche (2/2)

Validità delle Leggi di Kirchoff

KVL

$$\sum_{k=1}^N V_{k,k-1} = 0$$

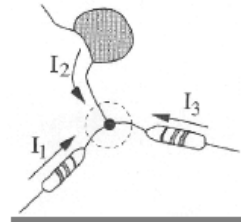
Con nessuna maglia del circuito debbono concatenarsi flussi magnetici variabili di entità apprezzabile.



KCL

$$\sum_{n=1}^L I_m = 0$$

I morsetti ed i conduttori di collegamento sono sede di cariche elettriche trascurabili.



source: [W.2]

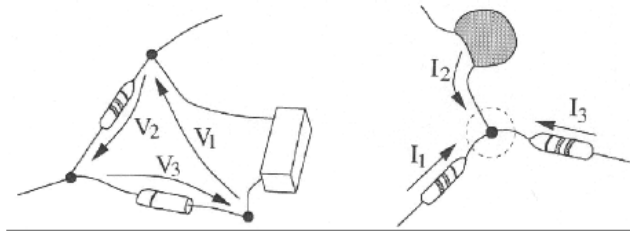
S. Saponara- Costruzioni Elettroniche

35

Elementi parassiti nelle connessioni

Elementi parassiti di un circuito

Schema elettrico \leftrightarrow realizzazione fisica



- a) Resistenza dei collegamenti
- b) Induttanza e mutua induttanza dei collegamenti
- c) Capacità e mutua capacità dei collegamenti

Nota: b e c dipendono dalla geometria della realizzazione fisica.

source: [W.2]

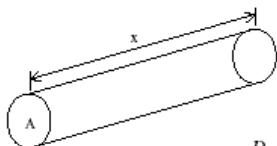
S. Saponara- Costruzioni Elettroniche

36

Resistenza parassita del collegamento

Resistenza parassita

E' la normale resistenza elettrica associata al conduttore di collegamento:



$$R = \rho \cdot \frac{x}{A}$$

Esempio

10 cm di filo di rame AWG30

$x = 0.1 \text{ m}$

$\rho = 0.017 \mu\Omega\text{m} \Rightarrow R = 25 \text{ m}\Omega$

La resistenza parassita dei collegamenti è spesso trascurabile.

AWG#	Diameter, cm	AWG#	Diameter, cm
0000	1.168	21	0.0785
000	1.040	22	0.0701
00	0.927	23	0.0632
0	0.825	24	0.0566
1	0.735	25	0.0505
2	0.654	26	0.0452
3	0.583	27	0.0409
4	0.519	28	0.0366
5	0.462	29	0.0330
6	0.411	30	0.0294
7	0.366	31	0.0267
8	0.326	32	0.0241
9	0.291	33	0.0236
10	0.267	34	0.0191
11	0.238	35	0.0170
12	0.213	36	0.0152
13	0.190	37	0.0140
14	0.171	38	0.0124
15	0.153	39	0.0109
16	0.137	40	0.0096
17	0.122	41	0.00863
18	0.109	42	0.00762
19	0.0948	43	0.00685
20	0.0874		

source: [W.2]

S. Saponara- Costruzioni Elettroniche

37

Unità di misure

Oltre a AWG spesso si trovano mils ed inchs invece che mm e cm
E.g. 6 mils = 6×10^{-3} inches = 15.24×10^{-3} cm = 0.1524 mm

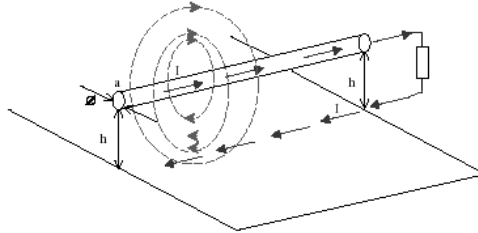
Tabella di Conversione	Pollici <i>inchs</i>	Centimetri <i>cm</i>	Millesimi di pollice <i>mils</i>	Millimetri <i>mm</i>
Pollici <i>inchs</i>		cm / 2.54	mils / 1000	mm / 25.4
Centimetri <i>cm</i>	inchs * 2.54		(mils / 1000) * 2.54	mm / 10
Millesimi di pollice <i>mils</i>	inchs / 1000	(cm / 2.54) / 1000		(mm / 25.4) / 1000
Millimetri <i>mm</i>	inchs * 25.4	cm * 10	(mils / 1000) * 25.4	

S. Saponara- Costruzioni Elettroniche

38

Autoinduttanza parassita dei collegamenti (1/3)

Induttanza parassita
Percorso della corrente?



Esempio

X = 10 cm di filo AWG30 parallelo al piano di massa, h=5 mm .

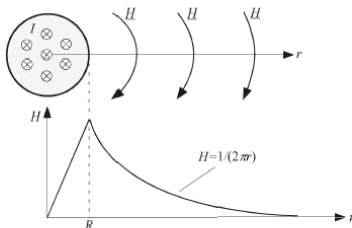
$$L = 2 \cdot 10^{-7} \cdot x \cdot \ln \frac{4h}{r} [H] \quad (x \text{ in } [m])$$

⇒ L = 84.4 nH @ 10MHz ⇒ 5.3 Ω ⇒ può diventare significativa.

Autoinduttanza - Conduttore su piano di massa
Come si ricava la formula? (vedi slide 40 e 41)

source: [W.2]

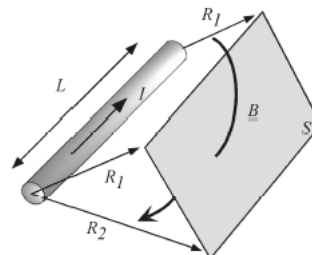
Autoinduttanza parassita dei collegamenti (2/3)



$$\underline{B} = \mu_0 \underline{H}$$

Fig. 8.3 Distribuzione spaziale e andamento dell'ampiezza lungo r per il campo magnetico H generato da un filo di corrente.

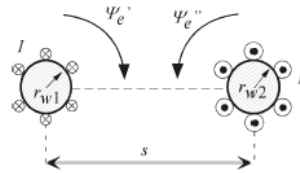
$$\Psi_e = \int_S \underline{B} \cdot d\underline{\Sigma} = \int_{S_1} \underline{B} \cdot d\underline{\Sigma} + \int_{S_2} \underline{B} \cdot d\underline{\Sigma} = \int_{R_1}^{R_2} \frac{\mu_0 I}{2\pi r} dr = \frac{\mu_0 I}{2\pi} \ln \left(\frac{R_2}{R_1} \right) \quad [\text{Wb}]$$



source: [W.1]

Autoinduttanza parassita dei collegamenti (3/3)

Teorema immagini applicato a conduttore su piano di massa (idealmente infinito)



Slide 39 vs. 41
 porre $s/r_w = 4h/\Phi$
 essendo
 $s=2h$ e $r_w=\Phi/2$

$$\begin{aligned}\psi_e &= \psi_e' + \psi_e'' = \frac{\mu_0 I}{2\pi} \ln\left(\frac{s-r_{w2}}{r_{w1}}\right) + \frac{\mu_0 I}{2\pi} \ln\left(\frac{s-r_{w1}}{r_{w2}}\right) = \\ &= \frac{\mu_0 I}{2\pi} \ln\left[\frac{(s-r_{w2})(s-r_{w1})}{r_{w1}r_{w2}}\right] \cong \frac{\mu_0 I}{2\pi} \ln\left(\frac{s^2}{r_{w1}r_{w2}}\right).\end{aligned}$$

L'ultima uguaglianza è vera se $s \gg r_{w1}, r_{w2}$.

$$l_e = \frac{\psi_e}{I} = \frac{\mu_0}{2\pi} \ln\left(\frac{s^2}{r_{w1}r_{w2}}\right) \quad \left[\frac{\text{H}}{\text{m}}\right].$$

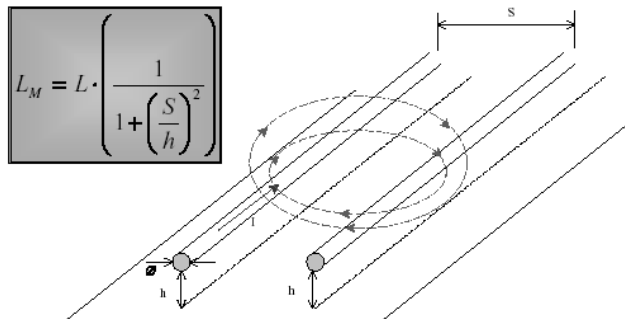
source: [W.1]

Se poi $r_{w1} = r_{w2} = r_w$ allora $l_e = \frac{\mu_0}{\pi} \ln\left(\frac{s}{r_w}\right)$.

41

S. Saponara- Costruzioni Elettroniche

Mutua induttanza parassita dei collegamenti (1/2)



Essendo L l'induttanza propria associata a ciascun filo

source: [W.2]

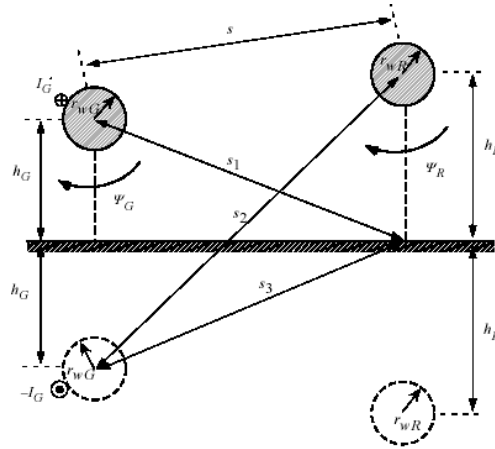
Valore della mutua induttanza L_M nel caso di coppia di conduttori su piano di massa

42

S. Saponara- Costruzioni Elettroniche

Mutua induttanza parassita dei collegamenti (2/2)

Formula di mutua induttanza si ricava da teorema immagini applicato a coppia conduttori su piano di massa (idealmente infinito)

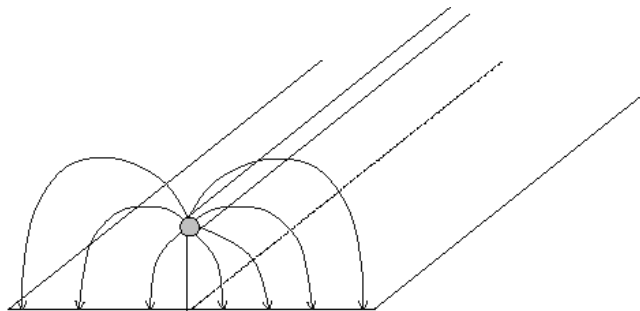


source: [W.1]

S. Saponara- Costruzioni Elettroniche

43

Capacità parassita dei collegamenti (1/2)



$x = 0.1\text{ m}$ di filo AWG30 ($\phi = 0.01\text{ inch}$) tirato parallelamente ad un piano di massa a distanza $h = 5\text{ mm}$.

Dal formulario:

$$C = 55.6 \cdot 10^{-12} \cdot x \cdot \frac{1}{\ln\left(\frac{4 \cdot h}{\phi}\right)} = 1.3\text{ pF}$$

source: [W.2]

S. Saponara- Costruzioni Elettroniche

44

Capacità parassita dei collegamenti (2/2)

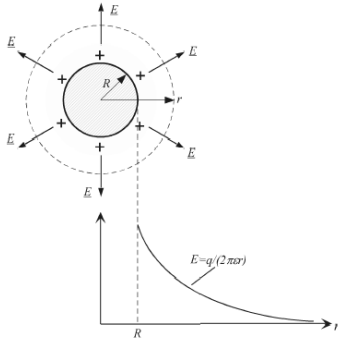


Fig. 8.5 Distribuzione spaziale e andamento dell'ampiezza lungo r per \mathcal{L} .

$$V = -\int_C \mathbf{E} \cdot d\mathbf{l} = -\int_{C_1} \mathbf{E} \cdot d\mathbf{l} - \int_{C_2} \mathbf{E} \cdot d\mathbf{l} = -\int_{C_1} \mathbf{E} \cdot d\mathbf{l} = -\int_{R_2}^{R_1} \frac{Q}{2\pi\epsilon_0 r} dr = \frac{Q}{2\pi\epsilon_0} \ln\left(\frac{R_2}{R_1}\right) \quad [\text{V}]$$

$$c = q/V \quad c = \frac{\mu_0 \epsilon_0}{l_e} = \frac{\pi \epsilon_0}{\ln\left(\frac{s}{r_w}\right)} \quad \left[\frac{\text{F}}{\text{m}}\right]$$

Teorema immagini applicato a conduttore su piano di massa (idealmente infinito)

$$V = \frac{q}{2\pi\epsilon_0} \ln\left(\frac{s-r_{w2}}{r_{w1}}\right) + \frac{q}{2\pi\epsilon_0} \ln\left(\frac{s-r_{w1}}{r_{w2}}\right) = \frac{q}{2\pi\epsilon_0} \ln\left[\frac{(s-r_{w2})(s-r_{w1})}{r_{w1}r_{w2}}\right] \cong \frac{q}{2\pi\epsilon_0} \ln\left(\frac{s^2}{r_{w1}r_{w2}}\right)$$

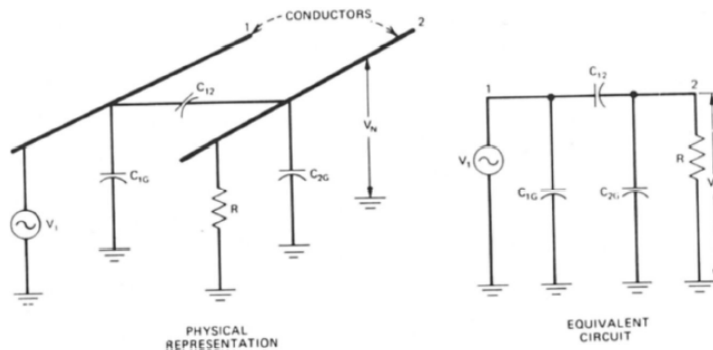
Slide 44 vs. 45, porre $s/r_w = 4h/\Phi$ essendo $s=2h$ e $r_w=\Phi/2$

source: [W.1]

S. Saponara- Costruzioni Elettroniche

45

Capacità mutua parassita dei collegamenti



4. Effetti dei parassiti sui segnali (signal integrity)

**“There are two kinds of design engineers:
those that have signal integrity problems,
and those that will”**

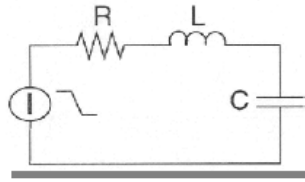
E. Bogatin, CEO - GitaTest lab, Agilent Inc

Ringig

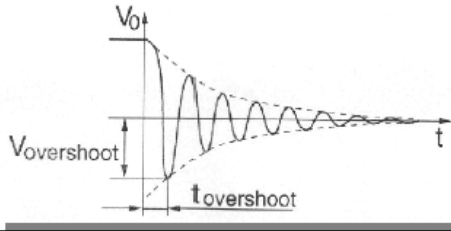
Ringig

Ringig legato al Q dei risonatori

$L < 1/6$ (costanti concentrate) non garantisce la mancanza di overshoot sulle transizioni: occorre considerare il **fattore di merito Q** del circuito.



$$\text{Per un circuito RLC serie} \Rightarrow Q = \omega_0 \frac{L}{R} = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}}$$



Risposta al gradino, in prima approssimazione:

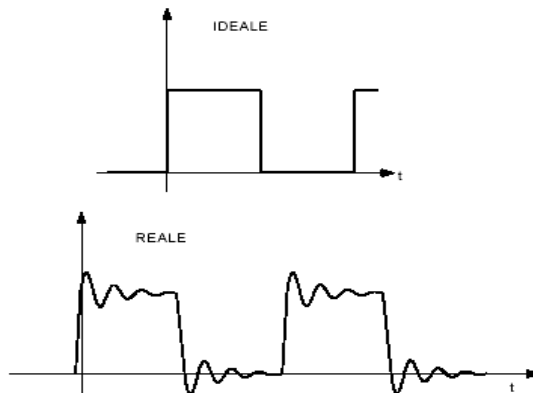
$Q < 1/2$	nessun overshoot
$Q = 1$	overshoot 16%
$Q = 2$	overshoot 44%

source: [W.2]

49

S. Saponara- Costruzioni Elettroniche

Effetto ringig sul segnale di clock



source: [W.2]

50

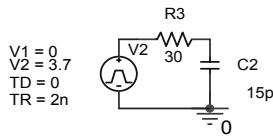
S. Saponara- Costruzioni Elettroniche

Effetto del ringing: esempio (1/3)

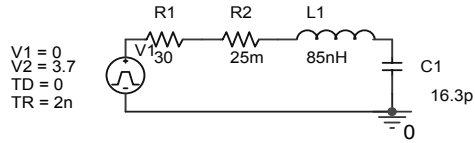
Driver TTL (Rout di $30\ \Omega$ e trise 2 ns) pilota carico capacitivo di $15\ \text{pF}$ tramite filo in rame AWG30 di 10 cm a 5mm da piano di massa \rightarrow

da formule precedenti calcolo i parassiti ($R=25\ \text{m}\ \Omega$, $L=85\ \text{nH}$, $C=1.3\ \text{pF}$)

e simulo in Spice circuito equivalente



Ideale

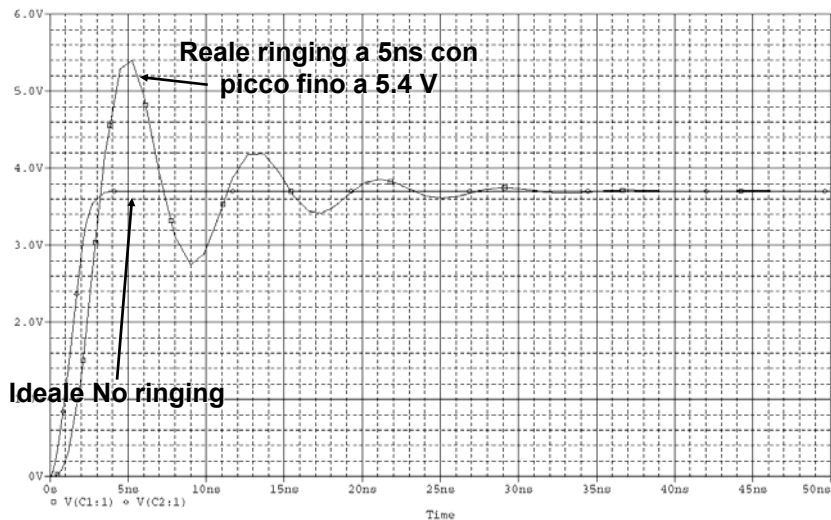


Reale

S. Saponara- Costruzioni Elettroniche

51

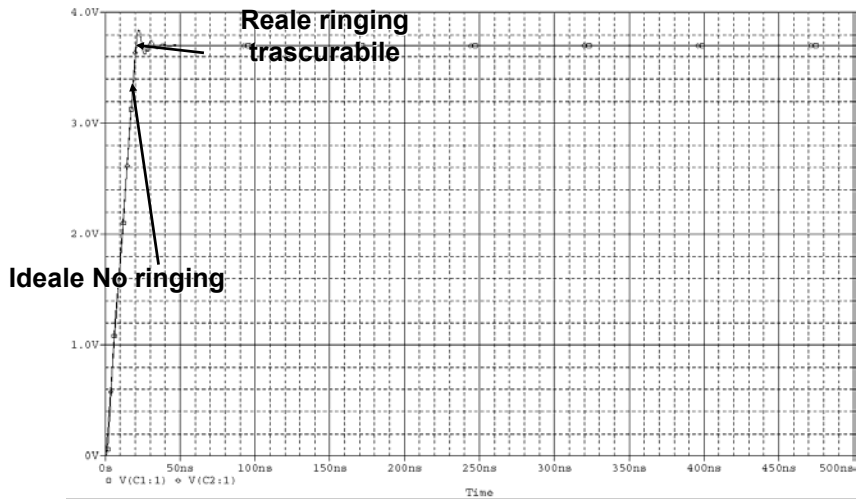
Effetto del ringing: esempio (2/3) trise = 2 ns



S. Saponara- Costruzioni Elettroniche

52

Effetto del ringing: esempio (3/3) ma con trise = 20 ns ringing sparisce

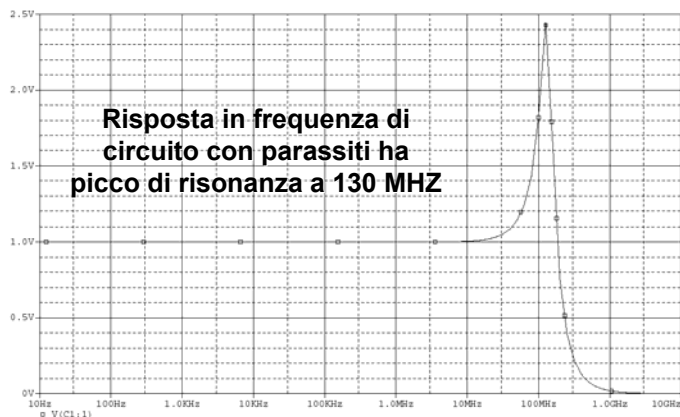


53

S. Saponara- Costruzioni Elettroniche

Innesco del ringing

- Dipende se il segnale innesca risonanza di gruppo RLC di circuito con parassiti

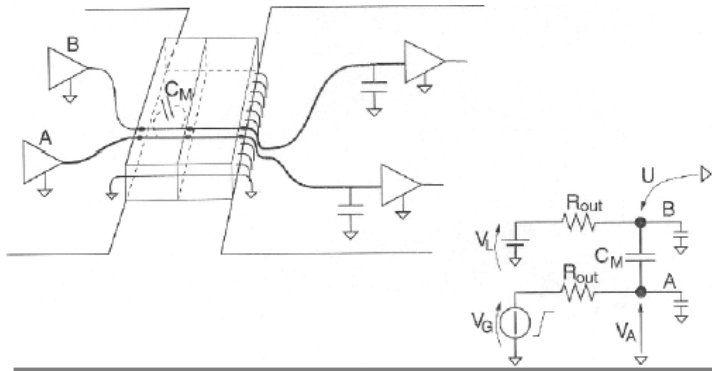


Problema è con segnali (digitali o analogici) con fronti di variazione veloci

54

S. Saponara- Costruzioni Elettroniche

Crosstalk da capacità mutua (1/2)



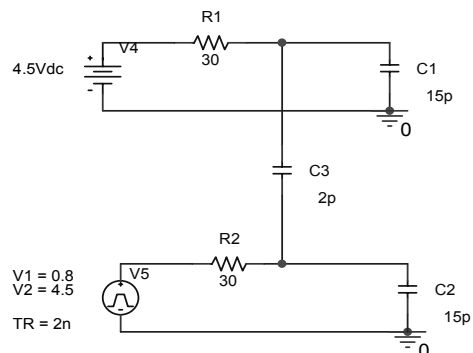
Due linee di collegamento A e B transitano attraverso un connettore che introduce una capacità mutua di accoppiamento $C_M = 2\text{pF}$. Entrambe le linee sono pilotate da porte TTL ($R_{out} = 30\Omega$, $t_r = 2\text{ns}$) e sono terminate su un carico capacitivo trascurabile. Stimare il disturbo U sul collegamento B quando A commuta ($\Delta V_G = 3.7\text{V}$)

source: [W.2]

S. Saponara- Costruzioni Elettroniche

55

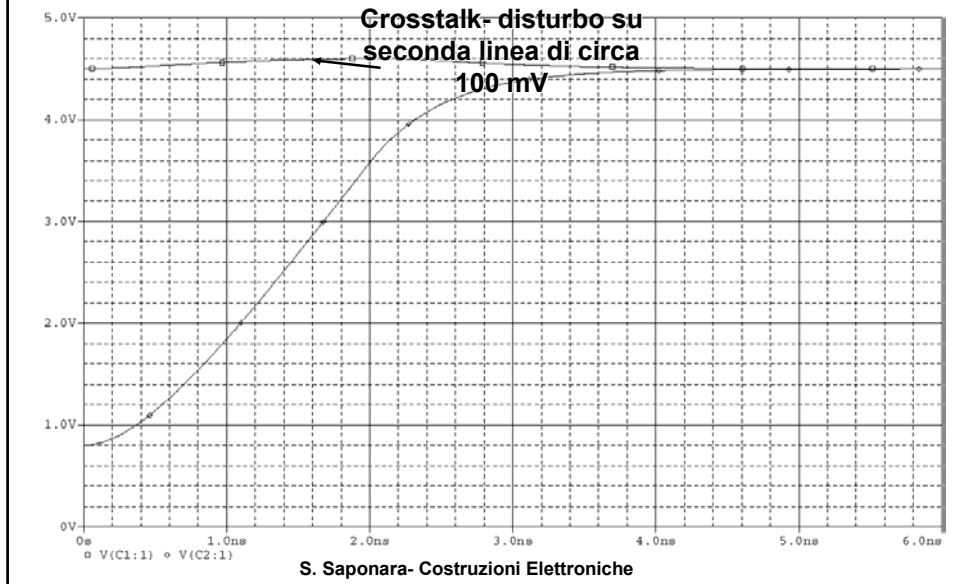
Simulo in Spice



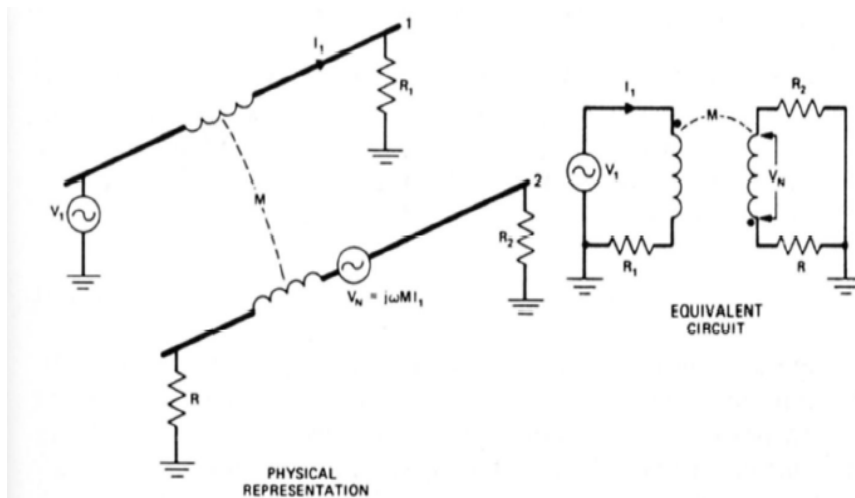
S. Saponara- Costruzioni Elettroniche

56

Crosstalk da capacità mutua (2/2)

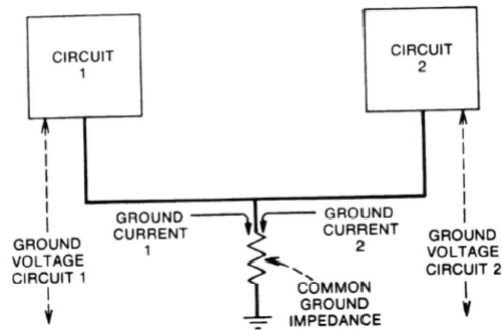


Crosstalk da induttanza mutua



source: [L.2]

Crosstalk da impedenza comune a massa



Variazione di corrente a massa di circuito 2 causa, tramite l'impedenza comune di massa, una variazione della tensione di riferimento del circuito 1 e viceversa

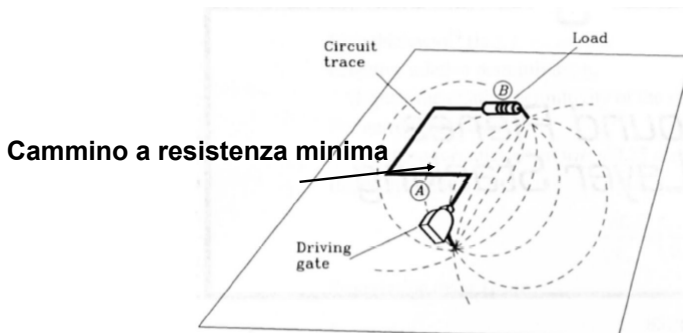
source: [L.2]

59

S. Saponara- Costruzioni Elettroniche

Correnti di ritorno a massa (1/2)

Le correnti di richiusura seguono sempre le linee a minima impedenza



source: [L.1]

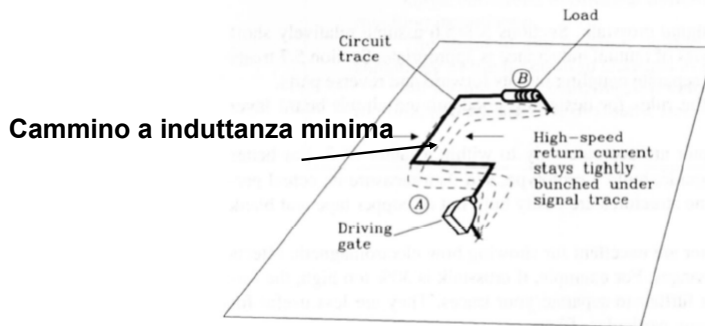
A bassa frequenza (segnali lenti) le correnti si richiudono secondo il cammino a resistenza minima (si disperdono per il piano di massa)

60

S. Saponara- Costruzioni Elettroniche

Correnti di ritorno a massa (2/2)

Ad alta frequenza (segnali digitali veloci o analogici RF) le correnti si richiudono secondo il cammino a induttanza minima



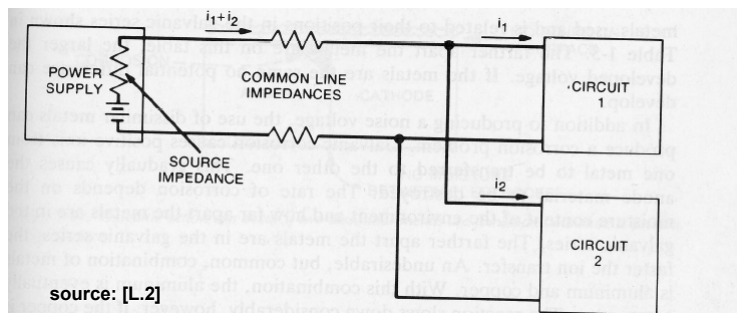
source: [L.1]

La corrente di ritorno giace sotto il conduttore minimizzando l'area del loop del circuito e quindi la relativa induttanza

61

S. Saponara- Costruzioni Elettroniche

Crosstalk da impedenza comune di alimentazione



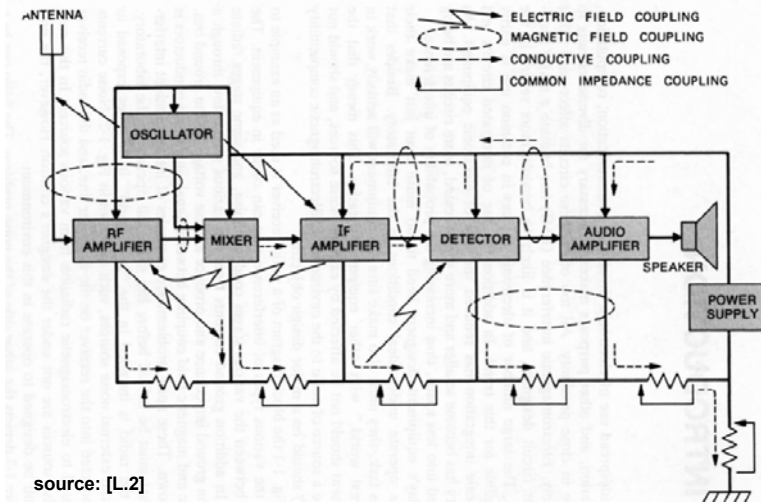
source: [L.2]

Variazione di corrente assorbita da circuito 2 (i_2) causa, tramite le impedenze comuni delle linee di alimentazione, una variazione della tensione di alimentazione del circuito 1 e viceversa

62

S. Saponara- Costruzioni Elettroniche

Esempio di fonti di crosstalk in sistema reale: ricevitore RF



S. Saponara- Costruzioni Elettroniche

63

Contenuto frequenziale segnali- fronte (1/2)

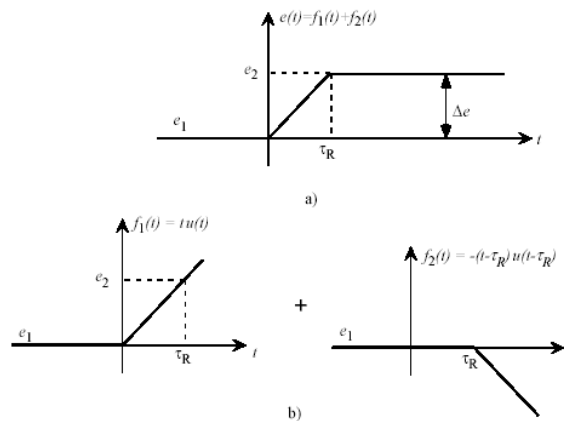


Fig. 2.1 Funzione di cambiamento di stato (a) come somma di due rampe (b)

source: [W.1]

S. Saponara- Costruzioni Elettroniche

64

Contenuto frequenziale segnali- fronte (2/2)

Il punto in cui si passa da un andamento del tipo $\frac{1}{f}$ a quello $\frac{1}{f^2}$ corrisponde a

$$f_1 = \frac{1}{\pi\tau_R}$$

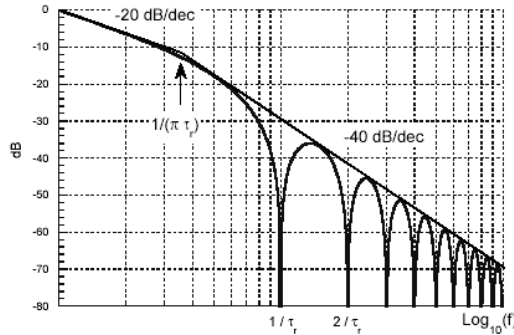


Fig. 2.2 Andamento in frequenza approssimato della trasformata di Fourier della funzione di cambiamento di stato

source: [W.1]

S. Saponara- Costruzioni Elettroniche

65

Contenuto frequenziale segnali- clock (1/2)

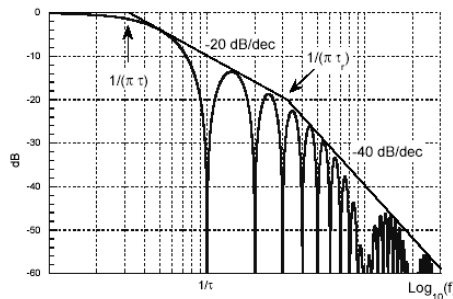
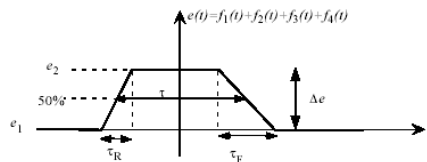


Fig. 2.4 Andamento in frequenza della trasformata di Fourier dell'impulso trapezoidale.

source: [W.1]

S. Saponara- Costruzioni Elettroniche

66

Contenuto frequenziale segnali- clock (2/2)

Empiricamente in letteratura si pone come limite di banda $1/2 \cdot \text{trise}$ o $1/\pi \cdot \text{trise}$

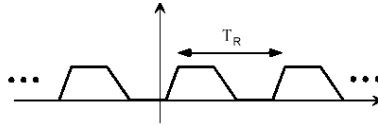
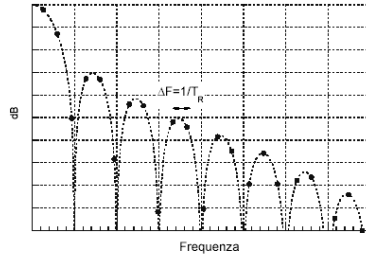


Fig. 2.8 Treno di impulsi di forma trapezoidale.

Il passo di campionamento nel dominio della frequenza è legato al tempo di ripetizione T_R .



source: [W.1]

Fig. 2.9 Trasformata discreta di Fourier del treno di impulsi trapezoidali.

S. Saponara- Costruzioni Elettroniche

67

Contenuto frequenziale segnali e ringing

Limite di banda $1/2 \cdot \text{trise}$ o $1/\pi \cdot \text{trise}$ significa:
160 ÷ 250 MHz per segnale trise a 2 ns che infatti innescava risonanza a 130 MHz (slide 52)
16 ÷ 25 MHz per segnale a trise 20 ns che non lo innescava (slide 53)