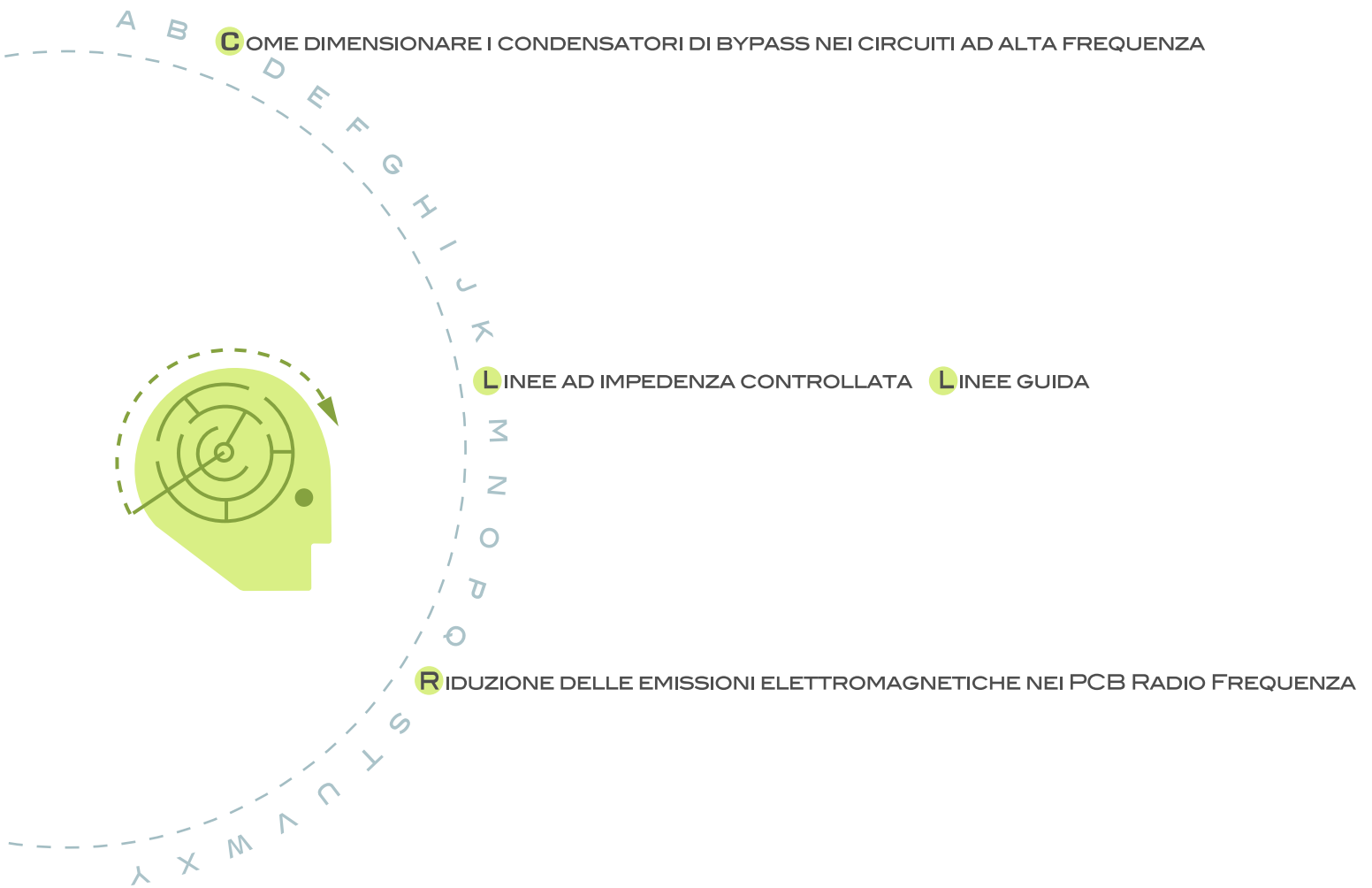


# ATLANTE CIRCUITALE



GIANLUCA CHIARELLI

Tra il millenovecentosettantaquattro, anno in cui fu introdotto il primo microprocessore 8080 e gli inizi degli anni duemila, la velocità di funzionamento dei micro è passata da 200 KHz a oltre 2 GHz.

Questa evoluzione ha portato ad una riconsiderazione di alcuni semplici ma importanti componenti.

Tra di essi sicuramente il condensatore di bypass ha assunto un ruolo fondamentale.

La scelta giusta di questo componente ha come conseguenza un progetto più economico dal punto di vista realizzativo, e soprattutto più affidabile.

Il ruolo del condensatore di bypass

La funzione di questo componente è semplice ma importante nello stesso tempo:

- Disaccoppiare il bus di alimentazione dei vari circuiti integrati presenti in un PCB.
- Fornire energia sufficiente durante i picchi di assorbimento dovuti a commutazioni sempre più veloci.

Il secondo punto è giustificato dal fatto che, con l'aumentare delle velocità di funzionamento, il margine di rumore sull'alimentazione è sempre più ridotto.

Inoltre, con la riduzione dei tempi di commutazione le variazioni di energia sono sempre più rapide assumendo tempi dell'ordine del nanosecondo. Il contenuto spettrale di tali segnali arriva fino a diverse centinaia di MHz.

Viene da sé che il condensatore di bypass cambia aspetto: deve essere sempre più vicino ad un componente per Radio Frequenza. È necessario quindi che rispetti alcuni requisiti fondamentali:

- Bassa resistenza serie equivalente.
- Minima induttanza serie equivalente.
- Frequenza di autorisonanza la più alta possibile.
- Stabilità del dielettrico.

Anche la geometria del condensatore stesso è fondamentale; spesso è preferibile utilizzare tipologie SMD che, non avendo terminali, presentano un'induttanza serie minore.

Calcolo del valore di capacità

Al fine di comprendere meglio l'importanza di questo componente faremo riferimento ad un circuito digitale, ad es. un Bus Ram a 32 bit, e calcoleremo il valore di capacità necessario a fornire energia sufficiente durante i transitori di commutazione.

Vi sono due metodi per selezionare un condensatore di bypass. Il primo metodo utilizza un semplice calcolo basato sul valore del carico che l'uscita del C.I. andrà a pilotare e fornisce un valore ideale del condensatore, senza tener conto dell'impedenza degli altri componenti del sistema (tracce del PCB etc).

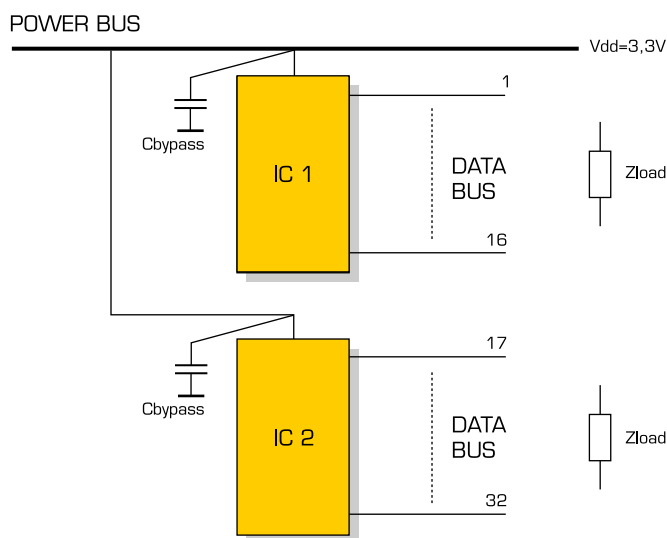


Fig.1



## ATLANTE CIRCUITALE

Il secondo metodo si basa sul calcolo della massima reattanza consentita da un intero sistema di bypass, e quindi determina il numero e la capacità dei singoli elementi da distribuire sull'intera scheda PCB. In questo metodo si tiene conto anche dell'impedenza delle tracce che collegano il singolo elemento di bypass fino al connettore di alimentazione. Facciamo un esempio utilizzando il primo metodo e facendo riferimento alla Fig. 1.

Nella figura sono rappresentati due C.I. a 16 linee di dati che pilotano un carico tipico di 4,7 KOhm con 30 pF in parallelo. Supponiamo che il sistema funzioni a 3,3 V e quindi lo swing di tensione sul bus dati sia di 0,3 V con un tempo di commutazione di 2 ns. In queste condizioni il transitorio di corrente sarà:

$$I = C \times \frac{dV}{dt}$$

Sostituendo si ha:

$$I = \frac{30 \times 10^{-12} \times 3}{2 \times 10^{-9}}$$

$$I = 45 \text{ mA}$$

La richiesta di energia per ogni circuito integrato, assumendo tutte e 16 le linee attive sarà:

$$I_{tot} = 16 \times 45 \times 10^{-3} = 0,8 \text{ A}$$

in un tempo di 2 ns. Considerando i due circuiti, l'assorbimento sul bus di alimentazione sarà di 1,6 A in 2 ns. A causa dell'inevitabile resistenza delle tracce del PCB, questo incremento di assorbimento causa una caduta di tensione sulla V<sub>dd</sub>. Come già detto in precedenza il margine di tolleranza sull'alimentazione dei C.I. è sempre più ridotto a causa dell'incremento delle velocità di commutazione. Valori tipici per un sistema a 3,3 V sono:

$$Toll_{V_{dd}} = +0,3\text{V}/-0,16\text{V}$$

Volendo tollerare una caduta di tensione massima pari al 50% del valore di alimentazione, cioè 80 mV, il valore di capacità risulta essere:

$$C = I \times \frac{dt}{dV}$$

Sostituendo si ha:

$$C = \frac{0,8 \times 2 \times 10^{-9}}{0,08}$$

$$C = 20 \text{ nF}$$

Questo valore garantisce la riserva di energia durante i transitori di commutazione. È sempre meglio scegliere un valore leggermente più alto, per tener conto delle tolleranze e dell'invecchiamento del dielettrico. La soluzione migliore è quella di mettere due condensatori in parallelo in modo da ridurre induttanza e resistenza serie equivalenti. Notare che un valore più alto di capacità, come ad es. 1 μF, comporterebbe un'aggiunta d'induttanza (quella equivalente serie) non necessaria che, invece, potrebbe causare dei glitch sul bus di alimentazione tali da superare i limiti di tolleranza di rumore. Per esempio, supponendo che il condensatore abbia un'induttanza serie di 2 nH, la sovraelevazione della tensione sul bus di alimentazione risulta essere:

$$V = L \frac{dI}{dt}$$

Sostituendo si ha:

$$V = 2 \times 10^{-9} \times \frac{0,8}{2 \times 10^{-9}}$$

$$V = 0,8 \text{ V}$$

Valore superiore al massimo consentito di 0,16 V. Va in ogni caso considerato che, normalmente, il circuito in esame è inserito in un contesto più ampio, con un sistema di bypass composto da più condensatori che risultano in parallelo, quindi l'induttanza totale è notevolmente più piccola con conseguente riduzione della sovraelevazione.

La considerazione di un sistema di bypass esteso ci porta all'esame del secondo metodo di calcolo. Il risultato di esso fornisce il valore di capacità e il numero di condensatori da distribuire sul PCB. Tale metodo è indicato come "board-level bypass". L'ipotesi fondamentale è l'utilizzo di piani di alimentazione e massa solidi (diffusi).

Il procedimento su cui si basa il metodo è il seguente:



GIANLUCA CHIARELLI

- Determinare l'induttanza del bus di alimentazione.
- Bypassare la scheda dal rumore generato dalle sovraelongazioni dovute all'induttanza del bus di alimentazione durante i transistori di commutazione.

Facciamo un esempio determinando la massima reattanza che il circuito può tollerare restando nei limiti:

$$Toll_{V_{dd}} = +0,3V/-0,16V$$

Manteniamo lo stesso valore di margine scelto nel precedente esempio, 80 mV, e consideriamo questa volta l'assorbimento totale di 1,6 A.

La massima reattanza che può presentarsi ad ogni pin di alimentazione dei C.I. sarà:

$$X_{max} = \frac{\Delta V}{\Delta I}$$

Sostituendo si ha:

$$X_{max} = \frac{0,08}{1,6}$$

$$X_{max} = 0,05\Omega$$

A questo punto è necessario introdurre alcune considerazioni.

- La massima frequenza per cui un condensatore inserito in un sistema di bypass sia efficace dipende dalla sua induttanza serie.
- Il sistema "board-level bypass" è utilizzato per sopprimere il rumore generato a frequenze superiori a quelle intrinsecamente bypassabili dal bus di alimentazione ( $F_{bypass}$ ).

Tali considerazioni giustificano la necessità di avere un valore di induttanza equivalente della capacità totale il più piccolo possibile. Facciamo un esempio. Tipicamente un condensatore elettrolitico ha un'induttanza serie di 5 nH, quindi  $F_{bypass}$  sarà:

Sostituendo si ha:

$$F_{bypass} = \frac{X_{max}}{2\pi L_{serie}}$$

$$F_{bypass} = \frac{0,05}{31 \times 10^{-9}}$$

$$F_{bypass} = 2MHz$$

Esiste ancora un'altra frequenza da tenere in considerazione che chiameremo  $F_{up}$ . È dimostrato che nei segnali digitali, impulsi per lo più, la maggior parte del loro contenuto energetico è al di sotto della frequenza  $F_{up}$ . Tale contenuto è determinato dal tempo di salita (discesa) degli impulsi, e non dalla loro frequenza di ripetizione ( $F_{clock}$ ). La relazione tra occupazione di banda e tempo di salita  $T_r$  è la seguente:

$$F_{up} = \frac{0,5}{T_r}$$

Mantenendo un tempo di commutazione pari a 2 ns, avremo un contenuto energetico significativo di un impulso fino a:

$$F_{up} = 250MHz$$

Questo valore ci consente di calcolare finalmente il massimo valore d'induttanza consentito nell'intero circuito:

$$L_{tot} = \frac{X_{max}}{2\pi F_{up}}$$

Sostituendo si ha:

$$L_{tot} = \frac{X_{max} \times T}{\pi}$$

Con i valori del nostro esempio abbiamo:

$$L_{tot} = \frac{0,05 \times 2 \times 10^{-9}}{\pi}$$

$$L_{tot} = 32pH$$

Il valore tipico d'induttanza in un condensatore SMD è stimato nell'ordine di 1,5 nH. Con questo valore possiamo calcolare il numero di condensatori N, che andrà a formare un array (batteria di condensatori) collegati in parallelo, sufficienti a ridurre il valore di induttanza totale a quello calcolato.

$$N = \frac{L_{serie}}{L_{tot}}$$



Sostituendo si ha:

$$N = \frac{1,5 \times 10^{-9}}{32 \times 10^{-12}}$$

$$N = 47$$

Questo array dovrà avere una capacità totale di:

$$C_{array} = \frac{1}{2\pi f_{bypass} \times X_{max}}$$

Sostituendo si ha:

$$C_{array} = \frac{1}{6,28 \times 2 \times 10^6 \times 0,05}$$

$$C_{array} = 2\mu F$$

Il valore di ogni singolo elemento sarà dato da:

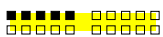
$$C_{elemento} = \frac{C_{array}}{N}$$

$$C_{elemento} = \frac{2 \times 10^{-6}}{47}$$

$$C_{elemento} = 34nF$$

Riassumendo, il bypass di una scheda con le caratteristiche esposte richiede 47 condensatori da 34 nF distribuiti sulla scheda stessa.

Da quest'analisi sembrerebbe che distribuire 47 condensatori all'interno di un PCB, sia una soluzione poco pratica. Bisogna considerare comunque che le dimensioni dei condensatori SMD sono dell'ordine di 1x 0,5 mm e inoltre il valore della loro induttanza serie è sempre più piccolo, permettendo di utilizzare un numero minore di elementi costituenti l'array.



## Conclusioni

Si è visto che la soluzione al problema del bypass è in funzione delle caratteristiche degli elementi scelti.

Nel progetto di un sistema di bypass sarà perciò utile ricordare quanto segue:

- Il valore dell'induttanza serie è più importante del valore di capacità stesso ai fini dell'efficienza del sistema di bypass. Preferire quindi condensatori con un basso valore d'induttanza serie.
- Distribuire gli elementi di bypass su tutto il PCB disponendo alcuni di essi il più vicino possibile a quei C.I. che richiedono grandi riserve di energia.
- Utilizzare il metodo "board-level bypass" per determinare il valore d'induttanza totale tollerabile dal progetto e quindi scegliere gli elementi di bypass.

GIANLUCA CHIARELLI

Fondamenti sulle microstrisce

Le linee "microstrip " rappresentano una forma particolare di linee di trasmissione. Esse consistono di una sottile "striscia" di materiale conduttore depositata su un lato di un substrato dielettrico sulla cui parte opposta è diffuso un piano conduttore, generalmente di massa. Il principale parametro caratteristico delle linee di trasmissione è l'impedenza. Nelle microstrisce (traduzione italiana dell'inglese microstrip) l'impedenza è funzione della larghezza della striscia  $W$ , dello spessore del dielettrico  $H$ , della costante dielettrica  $\epsilon_r$  e dello spessore della microstriscia  $T$ . Nella fig. 1 è illustrata una tipica microstriscia.

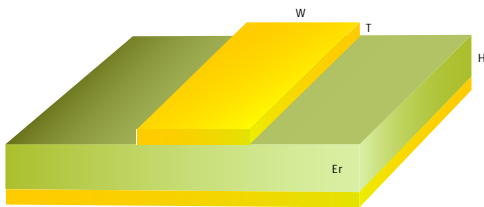


Fig.1

A differenza di una normale linea di trasmissione coassiale, nella microstriscia il campo elettromagnetico (EM) generato esiste in gran parte nel dielettrico e parte in aria. Questo fa sì che il dielettrico appare non omogeneo e viene perciò definita una costante dielettrica effettiva  $\epsilon_{eff}$ . In maniera intuitiva si può dire che questo valore sarà maggiore della costante dielettrica dell'aria e minore della costante dielettrica  $\epsilon_r$  del substrato. Le formule 1 e 2 danno il valore di  $\epsilon_{eff}$  in funzione del rapporto  $W/H$ .

$$1) \quad \epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2 \times \sqrt{1 + 12 \frac{H}{W}}} \quad \frac{W}{H} > 1$$

$$2) \quad \epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[ \frac{1}{\sqrt{1 + 12 \frac{H}{W}}} + 0,4 \left( 1 - \frac{W}{H} \right)^2 \right] \quad \frac{W}{H} < 1$$

Come nelle normali linee di trasmissione, la velocità di propagazione del segnale elettromagnetico sarà inferiore rispetto alla velocità della luce.

La formula 3 definisce la lunghezza d'onda in una microstriscia.

$$3) \quad \lambda_g = \frac{c}{f \sqrt{\epsilon_{eff}}}$$

A questo punto è possibile calcolare l'impedenza di una microstriscia. Il calcolo teorico risulta essere molto complesso, proprio a causa della non omogeneità del dielettrico. Tutte le formule presenti in letteratura sono più o meno esatte, nel senso che ognuna di esse va considerata sotto precise ipotesi e condizioni. Le formule 4 e 5 danno l'impedenza caratteristica di una microstriscia in funzione del rapporto  $W/H$ .

$$4) \quad Z = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{eff}} \left[ \frac{W}{H} + 1,39 + \frac{2}{3} \ln \left( \frac{W}{H} + 1,44 \right) \right]} \quad \frac{W}{H} > 1$$

$$5) \quad Z = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \ln \left( 8 \frac{H}{W} + 0,25 \frac{W}{H} \right) \quad \frac{W}{H} < 1$$

Dalle espressioni 4 e 5 sembrerebbe che l'impedenza di una microstriscia non dipende dalla frequenza di utilizzo. Un'analisi più accurata della  $\epsilon_{eff}$  mostra che essa è in realtà funzione della frequenza, e quindi lo è anche l'impedenza della microstriscia. Per semplicità ometteremo l'espressione della  $\epsilon_{eff}(f)$  ritenendo l'approssimazione delle 4 e 5 più che sufficiente per la maggior parte delle applicazioni. Consideriamo invece quella che può essere la perdita di inserzione di una microstriscia.

Vi sono due cause di perdita in una microstriscia:

- Perdita nel conduttore.
- Perdita nel dielettrico.



# ATLANTE CIRCUITALE

Normalmente le perdite nel conduttore sono le maggiori; comunque esistono alcuni materiali dielettrici per cui con l'aumentare della frequenza le perdite nel dielettrico diventano significative. Consideriamo innanzitutto il contributo delle perdite nel conduttore. Hammerstad e Bekkadal forniscono una relazione della perdita d'inserzione in termini di lunghezza d'onda  $\lambda_g$ .

$$6) \quad \alpha_c = 0,072 \left[ \frac{\sqrt{f} \times \lambda_g}{W \times Z} \right] \quad \text{dB/ Lunghezza d'onda}$$

In pratica questa formula è abbastanza ottimistica perché non tiene conto della rugosità (inevitabile) del conduttore. Essa potrebbe raggiungere valori percentualmente significativi della penetrazione della corrente RF dovuta all'effetto pelle. In altre parole, la rugosità riduce ulteriormente la spessore effettivo del conduttore dovuto all'effetto pelle. Bisogna notare che  $\alpha_c$  varia in maniera inversamente proporzionale con  $W$ , quindi microstrisce realizzate su substrati con bassi valori di  $\epsilon_r$  (che significano valori grandi di  $W$ ) hanno una perdita minore. Lo stesso lavoro è stato compiuto nei riguardi della perdita del dielettrico.

$$7) \quad \alpha_c = 27,3 \frac{\epsilon_r (\epsilon_{\text{eff}} - 1) \times \tan \delta}{\epsilon_{\text{eff}} (\epsilon_r - 1)} \quad \text{dB/ Lunghezza d'onda}$$

$\tan \delta$  = costante di perdita del materiale

## Costruzione delle microstrisce

La crescente richiesta di apparecchi sempre più integrati e con tecnologie sempre più veloci, hanno portato ad un inevitabile ridimensionamento dei PCB con riduzione sempre più spinte del substrato, della larghezza delle piste e dei componenti stessi. La vicinanza fisica degli elementi suddetti rende inevitabile l'utilizzo di tracce con impedenza controllata le quali, come è noto, hanno una bassa radiazione. Da qui la tecnica di trasportare il segnale da una parte all'altra del PCB tramite una microstriscia.

La realizzazione di una microstriscia segue il normale processo costruttivo di un PCB e perciò vanno considerati gli stessi parametri di tolleranza. Uno dei fattori più importanti è la sottoincisione delle tracce.



Normalmente si assume che la sezione di una traccia sia di forma rettangolare, in realtà la forma assunta alla fine del processo di "etching", è trapezoidale come mostra la fig. 2

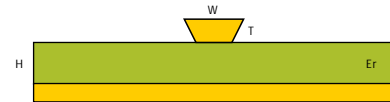


Fig.2

Questo effetto può essere trascurato se  $W$  è sufficientemente largo (valori grandi di  $W/H$ ), ma nei circuiti ad alta integrazione, il valore di  $W$  è sufficientemente piccolo per cui l'effetto della sotto incisione non può essere più trascurato.

Tale effetto risulta in un aumento della impedenza caratteristica calcolata. Il caso limite (puramente analitico.. si intende!) è quello di una traccia con spessore zero, sospesa di un valore pari a  $T$  sopra il dielettrico.

Se il valore nominale della microstrisce fosse stato di 50 Ohm, si raggiungerebbe un valore teorico di 70 Ohm.

La fig. 3 illustra quanto esposto per un valore di  $T/H = 0,14$ .

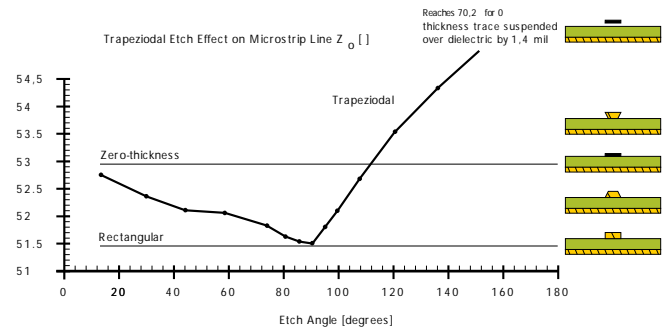


Fig.3

Tabelle e grafici

Di seguito sono fornite alcune tabelle e grafici relativi alle microstrisce e ai substrati comunemente usati.

La fig. 4 mostra l'impedenza caratteristica di una microstriscia costruita su due diversi materiali con  $\epsilon_r$  differenti.

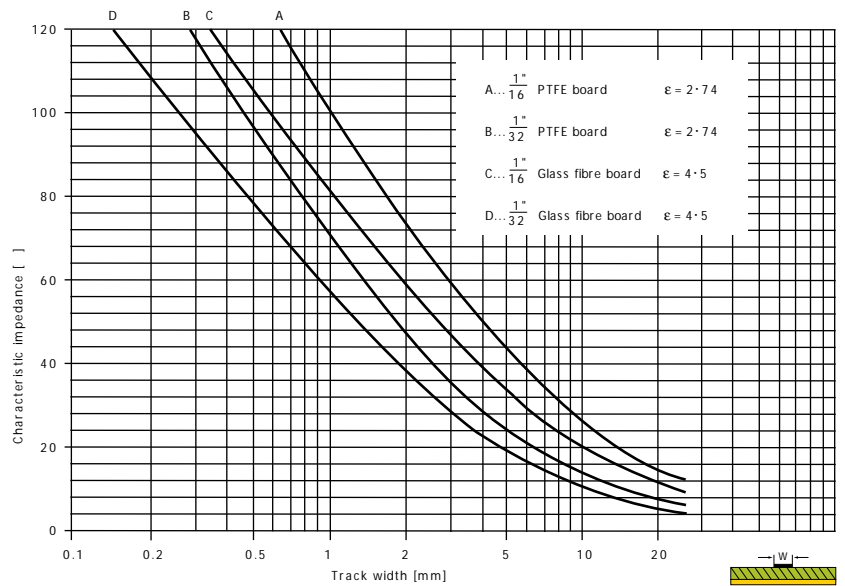


Fig. 4 Impedenza caratteristica in funzione della larghezza W

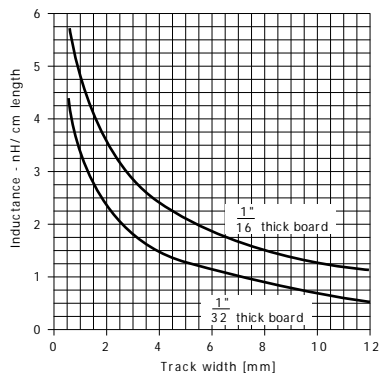


Fig. 5 Induttanza di una traccia in funzione della larghezza W





Proprietà dielettriche di alcuni materiali

Nel progetto delle linee ad impedenza controllata ci sono due parametri critici del materiale dielettrico utilizzato:  $\epsilon_r$  e  $\tan \delta$ .

Questi due parametri determinano, rispettivamente, le dimensioni della linea (per un dato valore di  $Z_0$ ) e la perdita nel dielettrico.

Il valore della costante dielettrica dipende fortemente dal materiale utilizzato.

Ad esempio nelle schede FR-4 e G10, dove il materiale è in effetti un composto tra vetro e resina epossidica, tale valore può variare da  $\epsilon_r = 6.11$  (vetro) e  $\epsilon_r = 3.40$  (resina epossidica).

Nella tabella seguente sono riportati i valori per i più utilizzati materiali dielettrici.

	Dielettrico	$\epsilon_r$	$\tan \delta$	Descrizione	Aspetto
<b>Generic</b>	G - 10	4.3 ± .05	0.008	Epoxy/glass	woven
<b>Noorplex/Oak</b>	FR - 4 ED 130	4.3	0.020	Epoxy/glass	woven
	FR - 4 EM 145	4.3	0.020	Epoxy/glass	woven
	FR - 4 G50	4.3	0.020	Epoxy/glass	woven
	Cyanate Ester CE 245	3.5	0.005	Epoxy/glass	woven
	Polyimide G 30	4.2	0.015		
	Paper/Phenolic NP 492 Paper/Phenolic NP 930	4.8 4.7	0.045 0.025		
<b>Mica</b>	FR - 4 EG 150	4.5	0.020		
	Polyimide PG 418	4.2	0.005		
<b>Mitsubisci Plastics</b>	E002	5.10	0.022 [1MHz] 0.20 [1GHz]		
	K002	3.6	0.0035 [1MHz] 0.35 [1GHz]		
	K012	3.5	0.0021 [1MHz]		
<b>Polyclad</b>	FR - 4 PCL - FR - 204	4.6	0.20		
	Polyimide PCL - GI - 702	4.6	0.010		
<b>Hi-Tek</b>	Cyanate Ester AroCy M - 40S	3.63	0.002		
<b>Arlon</b>	Di Clad 810	10.2	0.0027 [10 GHz]	PTFE/Glass	woven, bendable
	Cu Clad 217	2.17 ± 0.04	0.0009 [1 MHz]		
	Cu Clad 233	2.3310.02	0.0014		
	Cu Clad 250	2.45,2.50 2.55 ± 0.4	0.0008 [1 MHz] 0.0008 [1 MHz]		
<b>Rogers Corp.</b>	Duroid 5500	2.5 ± 0.04	0.0005 [1 MHz]	Ceramic PTFE PTFE/Random Glass	smooth, uniform
	Duroid 5870	2.33 ± 0.02	0.0012 [10 GHz]		
	Duroid 5880	2.20 ± 0.02	0.0004 [1 MHz]		
	Duroid 6002	2.94 ± 0.04	0.0009 [10 GHz]	Glass	
	Duroid 6006	6.00 ± 0.02	0.0025 [10 GHz]		
	Duroid 6010.2	10.2 ± 0.25		Ceramic/PTFE	
	Duroid 6010.5	10.5 ± 0.25	0.0028, max[10 GHz]		
	R02800	2.88 ± 0.06			
	Polyimide Fleximid	3.4	0.003		
	TMM-3	3.24	0.0018 [10 GHz]		
	TMM-4	4.5	0.0018 [10 GHz]		
	TMM-6	6.5	0.0018 [10 GHz]		
	TMM-10	9.8	0.0017 [10 GHz]		
TMM-13	12.85	0.0019 [10 GHz]			
<b>Keene Corp.</b>	522-50	2.5 ± 0.05	0.0010 [1 MHz]		
	522-45	2.45 ± 0.05	0.0010 [1 MHz]		
	522-48	2.48 ± 0.05	0.0010 [1 MHz]		
	522-55	2.55 ± 0.05	0.0010 [1 MHz]		
	527-45	2.45 ± 0.04	0.0019 [10 GHz]		
	527-50	2.50 ± 0.05	0.0019 [10 GHz]		
	527-55	2.55 ± 0.04	0.0019 [10 GHz]		
	527-68	2.68 ± 0.04	0.0019 [10 GHz]		
	870-33	2.33 ± 0.04	0.0012 [10 GHz]		
	880-20	2.20 ± 0.04	0.0085 [10 GHz]		
	810-20	10.2 ± 0.25	0.002 [10 GHz]		
	810-50	10.5 ± 0.25	0.002 [10 GHz]		
	Epsilam 6	6.00	0.0018 [10 GHz]		
	Epsilam 10	10.2t.25	0.002 [10 GHz]		



- Suddividere la disposizione dei componenti all'interno del PCB in aree funzionali. Un attento studio della posizione delle aree riduce i problemi di pick-up tra un'area e l'altra.
- Se possibile usare un PCB multistrato con un piano di massa e uno di alimentazione.
- Quando i suddetti piani si trovano su due strati adiacenti, il piano delle alimentazioni deve essere recesso dal fronte del piano di massa di una misura pari ad almeno  $15 \div 20$  volte la misura della separazione tra i due strati.
- Evitare di formare sui piani d'alimentazione e di massa dei "denti".
- Se essi non sono evitabili, evitare di ruotare delle tracce sopra di loro.
- Tutte le tracce che trasportano segnali ad alta frequenza devono essere ruotate su uno strato adiacente ad un piano di massa o di alimentazione.
- Un piano di alimentazione "ben freddo", si comporta come un piano di massa!
- Mantenere lo spessore del dielettrico tra uno strato di segnale ed uno di massa, il più piccolo possibile, compatibilmente con le tecnologie di costruzione a disposizione. Questo aumenta la capacità della traccia, compensando in parte l'induttanza associata alla lunghezza della pista.
- Al di sopra di  $25 \div 50$  MHz il PCB dovrebbe avere due o più piani di massa interconnessi tra loro con un percorso a bassa induttanza.
- Usare delle linee a impedenza controllata per trasportare segnali RF e terminare queste ultime sulla giusta impedenza. Una linea adattata non irradia!
- Quando si usano piste adattate non passare da uno strato all'altro, se questi non sono riferiti allo stesso piano di massa. Delle correnti di disturbo potrebbero generarsi dalla differenza di potenziale esistente tra di essi.
- Se una pista risulta essere più lunga di  $15 \div 20$  cm, aggiungere una resistenza di terminazione serie del valore di  $27 \div 33$  Ohm.
- Usare la funzione di "signal integrity" (presente oggi nella maggior parte dei CAD) per simulare tracce della lunghezza di  $15 \div 20$  cm.
- Collocare le aree funzionali contenenti generatori di clock e circuiteria ad alta velocità lontano dalle aree di I/O, e ancor più da quelle analogiche.
- Prevedere sempre delle masse digitali e masse analogiche, connesse insieme all'ingresso della alimentazione con un percorso a bassa impedenza.
- Connettere la massa digitale con l'eventuale chassis, utilizzando un collegamento veramente a bassa impedenza.
- Evitare di sovrapporre le armoniche dei vari segnali di clock presenti nel circuito. Preparare una tabella per ogni clock e posizionare i componenti in modo che il routing consenta di non affiancare le tracce che trasportano segnali contenenti le stesse armoniche. Potrebbero verificarsi fenomeni di battimenti.
- Se in maniera inevitabile si generano dei percorsi di loop nei riguardi di un segnale di clock, cercare di mantenerlo il più stretto possibile. Se la lunghezza è "quella giusta", anche una traccia di massa si comporta come una antenna!
- Utilizzare sempre una coppia di condensatori di by-pass, uno di valore elevato e l'altro con un valore 10 volte più basso. Questo fa sì che l'impedenza totale della capacità risulta più bassa. Se il circuito risulta essere particolarmente rumoroso, oppure del tipo RF, utilizzare più di due capacità.
- Il ritorno a massa dei suddetti condensatori va realizzato almeno con tre fori passanti. NON utilizzare MAI un unico foro! L'induttanza e la resistenza associata con un "via" possono vanificare completamente l'effetto di by-pass del condensatore.
- Se il circuito funziona con delle frequenze  $>500$  MHz, considerare l'utilizzo di condensatori stampati.
- Se possibile alimentare le diverse sezioni in cui è stato diviso il circuito tramite regolatori differenti.
- Se esistono schede "figlie" da collegare ad eventuali schede "matri" tramite un connettore, utilizzare un collegamento di massa a bassa impedenza. Non affidarsi al solo pin di massa del connettore.
- Utilizzare dei filtri a pi-greco sull'ingresso delle linee di alimentazione.
- Le parti di circuito veramente sensibili devono essere schermate meccanicamente, sul PCB la parte inferiore di chiusura dello schermo deve essere il relativo (cioè di quella sezione) piano di massa.
- Tutti i dissipatori di calore eventualmente presenti DEVONO essere collegati a massa.



Uno dei maggiori problemi legati allo sviluppo delle schede ad alta velocità, siano esse digitali che RF, è la intrinseca capacità di generare/ captare delle emissioni di segnali, il cui spettro può arrivare a diversi GHz anche per PCB prettamente digitali. Esistono delle precise normative che regolano la quantità di segnale irradiato (generato) e la suscettibilità (segnale captato) a cui è necessario attenersi per avere un prodotto commerciabile e soprattutto affidabile; in grado cioè di funzionare nelle più svariate condizioni operative.

Per ottenere queste performances è necessario prendere in considerazione diverse strategie di progetto includendo, oltre ad un attento lay-out, anche la possibilità di utilizzare degli schermi meccanici.

Questi accorgimenti insieme all'utilizzo di tracce schermate, consente di ridurre il ciclo produttivo di una determinata scheda che spesso, per raggiungere livelli di emissione nei limiti, richiede 2 o più ingegnerizzazioni. Un altro fattore importante da prendere in considerazione è "l'Housing" della scheda. Spesso una scheda testata sul banco del laboratorio una volta inserita nella propria scatola metallica, o comunque conduttiva, presenta caratteristiche peggiori.

Cercheremo di scoprirne i motivi prendendo in esame la sezione RF di un telefono cellulare. Lo schema di principio è rappresentato in Fig. 1

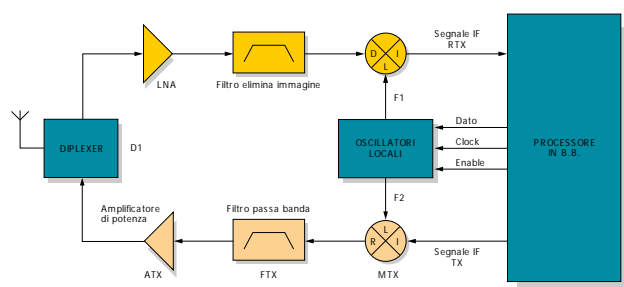


Fig. 1



## Il problema della configurazione

Quando si progetta un PCB con una sezione RF è di fondamentale importanza "configurare" il lay-out e le strategie di routing. Questa tecnica consiste nello stabilire a priori che tipo di routine verrà applicato ad ogni singolo segnale, e che posizione verrà assegnata ai componenti interessati da quel segnale. Tutto ciò tenendo conto di come la scheda verrà inserita nel proprio contenitore che, ripetiamo, anche se di plastica, comunque presenta le pareti interne rivestite di materiale conduttivo. Facciamo un esempio. Configuriamo il circuito in modo che i componenti ATX, FTX, MTX della Fig. 1 siano posizionati sul top layer della scheda, e che il componente D1 e la pista relativa al segnale F2 siano posizionati sul bottom layer.

Il PCB potrebbe essere un quattro strati, come indicato in Fig. 2



Fig. 2

Questa configurazione sembrerebbe una buona soluzione, infatti:

- La sezione TX e DIPLEXER sono isolate dal piano di massa interno.
- La traccia del segnale F2 si sbrogia come Microstrip, la quale ha un basso potere radiante.

Diamo per scontato che l'isolamento L - R di MTX sia adeguato alle specifiche di progetto. In effetti lo è finché non viene posizionata su di un piano riflettente (la propria scatola). Il piano metallico, o comunque conduttivo, fa sì che la pur piccola quantità di segnale F2 irradiato dalla pista, viene riflesso e potrebbe essere captato dalle piste che collegano i vari componenti, causando problemi differenti in funzione del punto in cui viene captato. Facciamo un esempio.

GIANLUCA CHIARELLI

Un potenziale problema di questa configurazione è il degrado dell'isolamento dell'oscillatore locale (F2) in uscita il quale, può apparire come una spuria indesiderata, superando il livello dei limiti consentiti.

Con riferimento alla Fig. 3 supponiamo che il progetto garantisca un livello di isolamento di 80 dB.

Questo valore consente di avere un livello assoluto di potenza in antenna conforme alle normative.

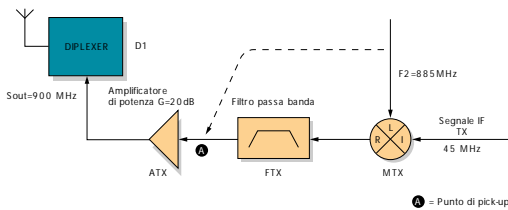


Fig. 3

Il caso peggiore di degrado si ha se il punto di pick-up risulta essere A. Il valore di isolamento garantito dalla opportuna scelta di MTX e FTX in fase di progetto viene degradato almeno di un fattore pari al guadagno G dell'amplificatore. La Fig. 4 mostra quanto esposto.

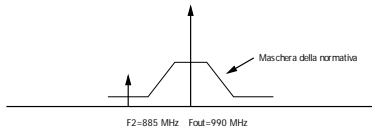


Fig. 4

Questo esempio è applicabile ad ogni altro tipo di segnale e viene da sé, come all'interno di una scheda RF possano generarsi segnali, apparentemente inesistenti, causati dai battimenti dei pick-up sui dispositivi non lineari inevitabilmente presenti.

Il problema può essere risolto utilizzando una diversa configurazione di routine per il segnale F2, utilizzando una STRIPLINE al posto di una microstrip. La stripline dovrà essere posizionata sul layer 3, tra due piani di massa. In Fig. 5 è illustrata la struttura di una stripline.

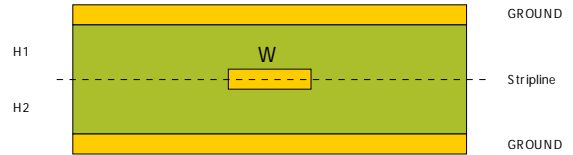


Fig. 5

Come è facile intuire, grazie alla sua struttura, una stripline NON irradia essendo racchiusa tra due piani di massa.

NB: una struttura Stripline presenta una  $Z_0$  in funzione della costante dielettrica, H1, H2 e W, che va calcolata secondo formule che ometteremo per semplicità.

La schermatura meccanica e le schede ad alta densità

Quando ad una scheda è richiesto un alto grado di integrazione, come nell'esempio del nostro ipotetico telefono cellulare, zone di diversa funzione con diverse frequenze e diversi livelli di segnale, vengono a trovarsi incredibilmente vicine. Così, è frequente che la parte trasmittente venga a trovarsi adiacente a quella ricevente. In queste condizioni anche la più piccola spuria del trasmettitore disturba il ricevitore. Il caso limite di questo potenziale problema è il "blocking" del ricevitore. Questo fenomeno consiste nel saturare lo stadio di ingresso del ricevitore rendendolo insensibile al segnale utile.

Un primo passo verso l'alta integrazione è stato fatto dalla tecnologia sviluppando i "single chip devices" i quali integrano numerose funzioni RF in un unico chip. Questo ha risolto il problema delle piste di interconnessione, riducendo notevolmente il numero di esse e di conseguenza la possibilità di irradiare/captare energia. Ma il livello di segnale irradiato da questi dispositivi, dagli MMIC (Monolithic Microwave Integrated Circuit), dai transistor stessi può per certi versi, essere ancora significativo. Ecco che ancora entra in gioco la tecnica della "configurazione": raggruppare, per funzioni, i dispositivi radianti su di un lato del PCB, circondarli con una traccia con numerosi fori di via verso il piano di massa ed infine, utilizzare uno schermo metallico che racchiuda l'area interessata.



Spesso questi chip dissipano molto calore e racchiuderli in uno schermo può far salire la loro temperatura a livelli non idonei. Si possono allora utilizzare schermi metallici preforati, i quali consentono una buona circolazione dell'aria. L'efficacia di questi schermi è adeguata per frequenze inferiori al GHz.

Con l'aumentare della frequenza in dipendenza delle aperture, del numero dei fori e dello spessore del metallo, l'efficacia va via via diminuendo.

È necessario infatti considerare anche le armoniche dei segnali presenti nella scheda, soprattutto quelle dei segnali ad alto livello, come ad esempio F1 e F2. Questi segnali possono arrivare ad avere potenze di 10 mW (10 dBm) ed avere un considerevole contenuto armonico.

Vediamo un esempio prendendo in considerazione la parte ricevente del nostro telefono cellulare.

La frequenza del segnale F1 può variare nell'intervallo (tipico)  $825 \div 860$  MHz. Se la configurazione del routing di questo segnale non è idonea, può verificarsi quanto illustrato in Fig. 6.

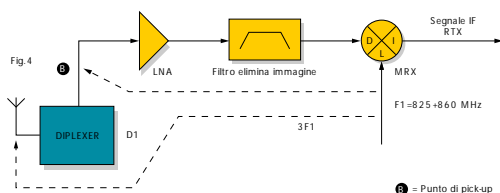


Fig. 6

La pista che collega l'oscillatore F1 al mixer MRX irradia, l'energia può essere riflessa dalle pareti della scatola, captata dal punto di pick-up B e presentata su connettore d'antenna. Anche in questo caso sarà presente un segnale spurio, al di sopra dei limiti consentiti.

La 3<sup>a</sup> armonica del segnale F1 ( $2400 \div 2715$  MHz) copre una porzione della banda  $2400 \div 2485,5$  MHz denominata ISM.

La regolamentazione prevede che i livelli irradiati siano entro una certa maschera.

Se l'efficacia dello schermo scelto non è adeguata, si potrebbero avere delle emissioni a queste frequenze, anche se apparentemente non presenti all'interno della nostra scheda.



## I piani di alimentazione

L'utilizzo dei piani di alimentazione (da non confondere con il piano di massa) è molto comune in schede digitali, anche per segnali veloci. Una zona di rame (un'area) è collegata ad ogni linea di alimentazione. I componenti sono connessi a queste alimentazioni semplicemente tramite uno o più vias attraverso i vari strati del PCB. Questa "configurazione" può avere degli effetti disastrosi se usata nella sezione RF della scheda. Ancora una volta si pone il problema della configurazione. Spesso una stessa scheda può avere zone configurate con filosofie diverse, apparentemente anche contrastanti. I piani di alimentazione così composti infatti si comportano come delle vere e proprie antenne denominate "PATCH". La struttura di esse è riportata in Fig. 7.

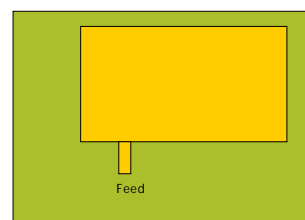


Fig. 7

Il modo migliore per distribuire l'alimentazione nella sezione RF è utilizzare una traccia di larghezza adeguata alla corrente, e posizionare uno o più condensatori di by-pass RF il più vicino possibile al dispositivo. Una cattiva configurazione della scheda in questa direzione, può vanificare qualunque azione di schermatura meccanica, utilizzo di strip-lines etc.: in questo caso è tutto il piano di alimentazione che irradia. Un altro problema da non sottovalutare è una sorta di conduzione dei segnali spuri all'interno del dielettrico del PCB. La schermatura meccanica, in questo caso, non offre una adeguata protezione. Un approccio rilevatosi molto efficace per risolvere questo problema, è circondare la zona emittente (o quella da proteggere) con una serie di vie verso massa, collegate tra di loro con una traccia sufficientemente larga. Se tali fori sono posizionati sufficientemente vicini, agiscono in maniera simile ad una guida d'onda funzionante al di sotto della propria frequenza di cut-off. Più è alta la frequenza operativa della zona circondata, più vicini dovranno essere i fori.

La Fig. 8 mostra quanto esposto.

GIANLUCA CHIARELLI

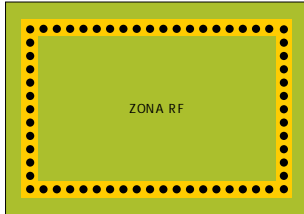


Fig.8

Il confine analogico-digitale

Come precedentemente accennato, la miniaturizzazione sempre più spinta delle apparecchiature di comunicazione ha obbligato una integrazione delle funzioni RF in singoli chip. Questa tecnica ha portato ad una ulteriore integrazione: quella delle funzioni RF con quelle digitali. In questo clima è essenziale per un progettista RF avere una adeguata familiarità con l'interfacciamento della circuiteria digitale e conoscere potenziali fonti di disturbo. Infatti oggi, funzioni che un tempo erano ad esclusivo appannaggio del progettista RF sono svolte in tecnica digitale. Ciò implica, comunque, segnali sempre più veloci, DSP con frequenze di clock dell'ordine di centinaia di MHz, elaborazioni con frequenze di 1-2 GHz è quindi indispensabile trattare questi segnali con tecniche RF. Questo tipo di scheda implica problematiche diverse, ma spesso la concentrazione delle varie funzioni in un singolo chip limita la problematica delle emissioni piuttosto all'interfacciamento con i dispositivi periferici. Parliamo cioè dei "bus dati".

I bus dati: una sorgente di rumore

Un bus dati, composto essenzialmente da una o più linee di dati con associata una linea di clock, spesso rappresenta un veicolo di trasporto del rumore generato nella sezione digitale, oltre che una fonte di rumore. In uno studio sistemistico si cerca di ridurre al minimo l'attività di un bus dati che dialoga con la sezione RF e utilizzare la minima bit rate possibile.

Quando tutto questo non è applicabile bisogna ricorrere a delle tecniche di disaccoppiamento e filtraggio. Un metodo di disaccoppiamento è mostrato in Fig. 9.

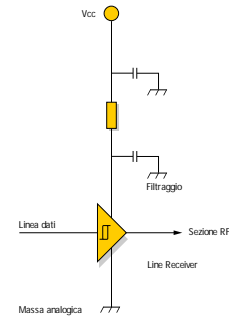


Fig.9

Un dispositivo chiamato line/ bus reciver viene alimentato con la tensione Vcc destinata alla sezione RF (previo filtraggio) e posizionato il più vicino possibile alla zona RF. Questo sistema può risultare costoso (necessita di un componente attivo) ed inoltre occupa spazio sulla scheda. In alternativa allora si usa la tecnica del filtraggio, efficace soprattutto per rumore ad alta frequenza. In Fig. 10 è mostrata questa soluzione.

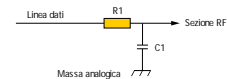


Fig.10

Il valore della costante di tempo  $T = R1C1$  va scelta in dipendenza della velocità con cui i dati transitano sul bus (bit rate). Un valore tipico di  $T$  è  $7br$ , dove  $br$  rappresenta la bit rate. Il gruppo  $R1 C1$  va posizionato il più vicino possibile alla sezione RF.

