

POLITECNICO DI MILANO
Facolta' di Ingegneria
Corso di Laurea in Ingegneria Elettronica

**Caratterizzazione elettromagnetica
di packages ultraminiaturizzati
applicati a memorie Flash-EEPROM**

Relatore: Ch.mo Prof. Giancarlo RIPAMONTI

Correlatori: Ing. Armando CONCI

Ing. Gianni CAMPARDO

**Tesi di Laurea di:
Enrico DI LORENZO
Matr. Nr. 616767**

Anno Accademico 1997-1998

A Terry

Desidero ringraziare tutti coloro che mi hanno aiutato e supportato nella stesura di questa tesi. In particolare, ringrazio il professor Ripamonti per la disponibilita' che ha dimostrato e per i suggerimenti che mi ha dato durante la lettura di questo lavoro, il professor Brambilla per le interessanti discussioni teoriche e i consigli su come presentare per iscritto i risultati trovati, Armando Conci e Gianni Campardo per l'aiuto pratico e teorico, Alexandre Castellane per le lunghe telefonate passate a parlare di packages, Matt Kamon per avere sempre risposto alle mie mail in tempi record e per aver messo a disposizione di tutti, attraverso il sito internet dell'MIT, uno dei programmi di utilita' da me scritti. Non posso inoltre dimenticare Stefano Zanardi per l'aiuto con le simulazioni dei buffers e il titolo della tesi, Marco Maccarrone per i consigli sui circuiti di misura, Maurizio Branchetti per i suggerimenti sui libri e sulle equazioni di Maxwell.

Ultimi, ma non certo meno importanti, ringrazio tutti coloro che hanno dovuto sopportare il mio impegno di questi mesi, cioe' mio padre, con cui spesso sono rimasto a parlare fino a tardi di problemi di elettronica, mia madre, mia sorella, i miei amici e Terry, a cui questa tesi e' dedicata e che, nonostante probabilmente non la leggerà mai, mi ha fatto felice chiedendome una copia.

Indice degli argomenti

Introduzione	1
Capitolo 1 - Il package Tessera MicroBGA	3
1.1 Introduzione	3
1.2 Evoluzione delle tecnologie di packaging	3
1.3 I Chip Scale Packages (CSP)	4
1.3.1 Tipologie di Chip Scale Packages	6
1.4 Il package Tessera μ BGA	7
Capitolo 2 - Richiami di elettromagnetismo e software disponibile	11
2.1 Introduzione	11
2.2 Equazioni di Maxwell e relazioni circuitali	12
2.2.1 Capacita'	14
2.2.2 Induttanza	15
2.2.3 Impedenza interna	16
2.3 Induttanza parziale	17
2.4 Effetti di alta frequenza	20
2.5 Sviluppo di un software per il disegno del package μ BGA	22

2.5.1	Le regole di progetto meccaniche	22
2.5.2	Utilizzo del software di disegno	23
2.6	I solutori di campo elettromagnetico	28
2.6.1	FastHenry	28
2.6.1.1	Verifica della correttezza dei risultati	29
2.6.2	FastCap	30
2.7	Sviluppo di un programma di conversione dei dati da FastHenry a FastCap	31

Capitolo 3 - La modellizzazione del package e i criteri di stima dei parametri33

3.1	Introduzione	33
3.2	Ipotesi e problemi	35
3.3	La discretizzazione	40
3.3.1	Il modello per l'estrazione di resistenza e induttanza	40
3.3.2	Il modello per l'estrazione della capacita'	47
3.4	Modelli elettromagnetici di una linea	52
3.4.1	Modelli a parametri concentrati e modelli a parametri distribuiti	53
3.4.1.1	Confronto tra modelli a parametri concentrati e a parametri distribuiti	54
3.4.2	Modelli con discontinuita'	57
3.4.3	Modelli indipendenti dalla frequenza e modelli dipendenti dalla frequenza	58
3.5	Effetti induttivi al variare delle dimensioni	60
3.5.1	Formule chiuse per il calcolo della induttanza	61
3.6	Crosstalk	65
3.6.1	Equazioni di governo di n linee a parametri concentrati mutuamente accoppiate.	68
3.6.2	Telediafonia	71
3.6.2.1	Effetti della variazione del carico di Ia approssimazione	71
3.6.2.2	Effetti della variazione del carico di IIa approssimazione	74
3.6.2.3	Commutazione non contemporanea dei segnali di ingresso	76
3.6.3	Paradiafonia	78
3.6.3.1	Effetti della variazione indipendente dei carichi	79

3.7 Il ground bounce	87
3.7.1 La modellizzazione del ground bounce	88
Capitolo 4 - Progetto del package	93
4.1 Introduzione	93
4.2 Caratterizzazione della tecnologia Tessera μ BGA	94
4.2.1 La stima dei disturbi	94
4.3 Regole di progetto	99
4.4 Applicazione al caso di una memoria flash da 16Mbit	101
Capitolo 5 - Il problema della misura	113
5.1 Introduzione	113
5.2 Identificazione di un test case critico	114
5.3 Metodi di misura	116
5.3.1 Induttanze parziali	116
5.3.2 Misure confrontabili di induttanza	117
5.3.3 Misure attraverso circuiti on-chip	118
Conclusioni e prospettive	123
Bibilografia	125

Indice delle figure

1-1	Evoluzione dei package negli ultimi quaranta anni. In figura e' mostrata l'occupazione relativa di area ed e' indicato il passo tra i contatti. Si notino le due differenti linee di sviluppo, corrispondenti rispettivamente al posizionamento periferico dei contatti e al posizionamento degli stessi su tutta l'area.	4
1-2	Tipologie di CSP.	6
1-3	Spaccato del package Tessera μ BGA.	8
1-4	Disaccoppiamento meccanico, ottenuto attraverso l'elastomero, della differente espansione del silicio e della piastra a circuito stampato al variare della temperatura.	8
1-5	Il package μ BGA, visto da sotto, rispetto alla cassa di un orologio da polso.	9
2-1	Insieme di elementi in una singola maglia. E' evidenziata la discontinuita' in corrispondenza del condensatore.	14
2-2	Una spira chiusa composta da quattro segmenti rettilinei.	18
2-3	Definizione di autoinduttanza parziale.	19
2-4	Sagoma di un lead.	23
2-5	Fase di creazione della matrice di balls.	25
2-6	Definizione della connettivita'.	26
2-7	Disegno delle tracce sul circuito flessibile di un package μ BGA destinato a contenere una memoria flash da 16Mbit.	27
2-8	Discretizzazione di un segmento in 35 filamenti.	29
2-9	Parametri geometrici della microstrip usata nelle simulazioni per la verifica della correttezza dei risultati di FastHenry.	30
2-10	Organizzazione in memoria dei dati letti dal file di ingresso di FastHenry.	32

3-1	Calcolo dell'induttanza totale di una spira. (a) modello equivalente della spira mediante scomposizione in induttanze parziali (b) calcolo dell'induttanza mediante il doppio bipolo equivalente.	37
3-2	Capacità rispetto all'infinito di un filo rettilineo in funzione della sua lunghezza.	37
3-3	Segnali con conduttore di massa in comune.....	39
3-4	Modello tridimensionale dei conduttori di segnale di un package μ BGA progettato per contenere una memoria flash da 16Mbit	42
3-5	Le due tracce scelte per le simulazioni.....	42
3-6	Andamento della induttanza e della resistenza al variare della frequenza per una delle due tracce in esame.	43
3-7	Metodo delle immagini utilizzato per analizzare la variazione degli effetti di alta frequenza indotti da un piano di massa.	43
3-8	Geometria (a) di una struttura MIS (Metallo-Isolante-Semiconduttore) e (b) della sezione di un package μ BGA.	44
3-9	Andamento di R ed L ad alta frequenza (10GHz) al variare della conducibilità del substrato.....	46
3-10	Sezione del package μ BGA con evidenziate le costanti dielettriche degli strati componenti (non in scala).	48
3-11	Modello delle tracce usato nelle simulazioni con FastCap (la superficie di separazione dielettrico - aria è stata rimossa per esigenze di visualizzazione).....	49
3-12	Le capacità di una struttura composta da due tracce e due sfere.....	50
3-13	Capacità tra conduttori appartenenti a strutture parziali	50
3-14	Capacità tra le sfere in funzione delle capacità tra i quattro conduttori di figura 3-12. I due nodi non rappresentati le sfere devono essere semplificati.....	51
3-15	Modello G-inverso a parametri concentrati	53
3-16	Risposta in frequenza di una linea di trasmissione ideale in confronto ad un modello a parametri concentrati (singolo stadio G-inverso).	55
3-17	Confronto della risposta in frequenza di modelli di linea di trasmissione a parametri concentrati e a parametri distribuiti con carico capacitivo da 10pF.....	56
3-18	Linee a parametri concentrati con carico capacitivo. Si noti come la capacità di carico risulti essere in parallelo alla capacità della linea.	57
3-19	Modello a parametri concentrati di un tratto di linea, in grado di simulare l'effetto di una discontinuità'.	58
3-20	La configurazione circuitale usata per le simulazioni di confronto tra modelli delle linee dipendenti o indipendenti dalla frequenza.	59
3-21	Risposta in frequenza dei modelli con e senza effetto pelle.....	60
3-22	Risposta temporale dei modelli con e senza effetto pelle.....	61
3-23	Valori di mutua induttanza tra due tracce calcolati sia analiticamente con la formula (3.5), che con FastHenry. Si noti l'ottima corrispondenza.	63
3-24	Induttanza asintotica di una traccia calcolata sia analiticamente che con FastHenry.....	64

3-25	La configurazione circuitale per le simulazioni di paradiafonia.....	67
3-26	Sistema di linee mutuamente accoppiate (non tutti gli accoppiamenti sono mostrati). Le linee sono rappresentate mediante modelli a parametri concentrati. .	69
3-27	Modello sovrasemplificato per l'analisi del comportamento della linea al variare del carico capacitivo C.	72
3-28	Sovraelongazioni in funzione del carico capacitivo per i valori di 0.5pF, 1pF, 5pF, 10pF, 20pF rispettivamente.....	74
3-29	Modello di seconda approssimazione della circuiteria di ingresso di un generico dispositivo integrato.....	75
3-30	Filtraggio RC delle sovraelongazioni per diversi valori di C. V2 e' il segnale prelevato prima del filtro, V3 i segnali in uscita dal filtro per valori della C rispettivamente di 50fF,100fF, 200fF, 300fF, 400fF e 500fF.	76
3-31	Disturbo al capo lontano della linea passiva per differenti tempi di skew (50ps, 250ps, 500ps) delle commutazioni sulle linee attive.	77
3-32	Disturbo al capo lontano della linea passiva per tempi di skew delle commutazioni sulle linee attive multipli di 2.5ns.....	78
3-33	Disturbo su linea attiva (v2) e passiva (v4) in un caso critico. Si sono qui assunti: fronte di salita 0-2.5V in 200ps, Lm/L=0.9, C1=100pF, C2=10pF.	82
3-34	Diafonia su linea passiva all'aumentare del carico capacitivo sulle linee attive. Nel caso in esame, quattro linee attive commutano da 2.5 a 0V in 1ns. Il carico sulla linea passiva e' una capacita' da 10pF; sulle linee attive la capacita' assume i valori di 10pF, 20pF, 100pF, 300pF, 1nF. I modelli delle linee sono gli stessi di figura 3-25; gli accoppiamenti induttivi variano, a seconda della distanza tra le linee, da 0.48 a 0.68.	84
3-35	Diafonia su linea passiva nel caso delle cinque linee accoppiate di figura 3-25, al variare della capacita' di carico imposta alla linea passiva. Le linee attive commutano da 0 a 2.5V in 1ns e hanno un carico di 10pF. Sulla linea passiva la capacita' assume i valori di 10pF, 20pF, 50pF, 100pF.....	85
3-36	Diafonia su linea passiva nel caso delle cinque linee accoppiate, di cui in figura 3-25, al variare del carico imposto alla linea passiva. Le linee attive commutano da 2.5 a 0V in 1ns e hanno un carico di 1nF. Sulla linea passiva la capacita' assume i valori di 1pF, 10pF, 20pF, 50pF.	86
3-37	Modello della distribuzione delle alimentazioni in un circuito integrato (le induttanze dei conduttori esterni al package sono considerate nulle). Si noti la presenza di due differenti alimentazioni per la circuiteria interna e per gli invertitori che comandano le uscite. I transistori componenti gli invertitori sono schematizzati con un interruttore in serie ad una resistenza. Sono inoltre mostrati alcuni percorsi conduttivi per la corrente nel caso di commutazioni dallo stato logico alto a quello basso.	89
3-38	Possibile area racchiusa dalla spira di corrente in un package DIP quando alimentazione e segnale sono associati a piedini su lati opposti.	89

3-39	Due tracce pesantemente accoppiate nel layout di un package μ BGA.	90
3-40	I percorsi possibili per le spire di corrente attraverso le alimentazioni quando un buffer d'uscita commuta stato logico.	91
3-41	Entita' del ground bounce al variare del numero di invertitori che commutano da 0 a 2,5V. La linea di massa e le linee di segnale hanno una induttanza di 4nH, senza accoppiamenti mutui; gli invertitori pilotano carichi da 100pF, hanno resistenza serie di 10W e commutano in 5ns.	92
4-1	Entita' del crosstalk tra linee di ingresso, in funzione del numero di linee e di sei tempi di salita del fronte. I valori di tensione del disturbo indotto sono normalizzati a 1V.	97
4-2	Entita' del crosstalk tra linee di uscita, in funzione del numero di linee e di sei tempi di salita del fronte. I valori di tensione del disturbo indotto sono normalizzati a 1V.	97
4-3	Entita' del crosstalk tra linee di uscita e linee di ingresso, in funzione del numero di linee e di sei tempi di salita del fronte. I valori di tensione del disturbo indotto sono normalizzati a 1V.	98
4-4	Entita' del ground bounce, in funzione del numero di buffers che commutano e di sei tempi di salita del fronte. I valori di tensione del disturbo indotto sono normalizzati a 1V.	98
4-5	Il disegno delle tracce sul circuito flessibile di un package μ BGA in un caso critico, in cui molti dei percorsi sono obbligati a causa di esigenze fisiche di spazio.	100
4-6	'Anello' tra due tracce (nel caso in figura l'anello poteva essere evitato semplicemente cambiando i percorsi delle linee; non sempre pero' cio' e' possibile, per esigenze di spazio).....	101
4-7	Schema elettrico di un buffer di uscita della memoria flash da 16Mbit in esame.	104
4-8	Schema elettrico di un buffer di ingresso della memoria flash da 16Mbit in esame.	105
4-9	Transitori di tensione sulle linee di dato (D11), di indirizzo (A0, A9, A16) e di alimentazione (VCCQ, GNDIO1) nel caso in cui tutti i buffers d'uscita commutino insieme.....	106
4-10	Andamento dei segnali in uscita ai buffer d'ingresso (internamente al dispositivo di memoria).....	107
4-11	Transitori di tensione su due linee di uscita, di cui una attiva e una passiva.	108
4-12	Crosstalk tra linee di ingresso, nel caso in cui diciotto linee commutano e due rimangano passive.	110
4-13	Disturbi sulle alimentazioni nel caso in cui si sia aumentata la larghezza delle tracce VCCQ e GNDIO da 50mm a 75mm.	111
4-14	Modello di due induttori accoppiati (a) positivamente e (b) negativamente. Il modello contiene quattro induttori e due elementi di accoppiamento.....	112
5-1	Disegno delle tracce sul circuito flessibile di un package μ BGA progettato per massimizzare e verificare l'effetto dei disturbi.....	115

5-2	Metodo di misura delle induttanze parziali. In (a) viene ricavato il valore di induttanza parassita dello strumento mediante l'uso di un conduttore di induttanza nota. In (b) viene misurato il valore di induttanza di un conduttore di forma arbitraria, purché perpendicolare ai terminali dello strumento di misura.	117
5-3	Apparato di misura della induttanza totale di un package BGA.	118
5-4	Circuito di misura della ampiezza dei disturbi dovuti al crosstalk.....	120
5-5	Principio di funzionamento del sistema di misura delle ampiezze dei disturbi. ...	121
5-6	Risultati della simulazione di una misura della ampiezza di alcuni disturbi indotti sulla linea quieta attraverso un accoppiamento induttivo.....	122

Indice delle tavole

2-1	Resistenza e induttanza per unita' di lunghezza, rispetto alla frequenza, di una microstrip. I dati per la linea sono: $w=02.\text{mm}$, $h=0.1\text{mm}$, $g=2\text{mm}$, $t=10\text{mm}$, $s=56\text{MS/m}$	30
3-1	Capacita' delle tracce in esame	48
3-2	Matrice delle capacita', come indicate in figura 3-12.	52
3-3	Mutua induttanza tra due tracce con diverse larghezze e uguale distanza centro-centro, pari a 135mm ; la spaziatura e' quindi, rispettivamente, di 100mm , 85mm , 60mm	63
4-1	Confronto tra i dati di figura 4-1, 4-2, 4-3 nel caso di 15 linee che commutano e gli analoghi dati ricavati con linee di larghezza e spaziatura pari a 50mm	99

Introduzione

Il lavoro di tesi, svolto presso la STMicroelectronics di Agrate nella divisione MPG Flash (Memory Product Group), prende spunto da due importanti considerazioni:

- L'opportunità di mercato di rilasciare ai clienti modelli di tipo circuitale dei componenti elettronici. I modelli sono desiderabili per la simulazione del comportamento dei dispositivi applicati ad una scheda.
- La necessità di estendere, nella fase di definizione del fattore di forma e della disposizione degli I/O del circuito integrato, le attività proprie della progettazione anche all'identificazione dei problemi legati alla geometria del package e agli effetti elettromagnetici da esso indotti.

In particolare, recenti sviluppi nel campo delle tecnologie di packaging per circuiti integrati hanno portato ad una drastica riduzione nelle dimensioni meccaniche dei componenti finiti, sulla spinta della necessità di ridurre lo spazio occupato dai componenti elettronici sulle piastre a circuito stampato. E' così nata la categoria dei CSP (Chip Scale Packages), packages caratterizzati da dimensioni simili a quelle del dispositivo che contengono. Gli studi finora effettuati sui CSP riguardano principalmente i complessi problemi legati alla realizzazione, alla affidabilità e al montaggio di questi componenti; minore enfasi è stata posta sulla analisi delle loro caratteristiche elettromagnetiche, ritenendosi in generale che alla riduzione in scala delle dimensioni corrisponda una analoga riduzione in scala dei fenomeni di disturbo causati dalla presenza del package, quali accoppiamento tra le linee, riflessioni dei segnali in corrispondenza a discontinuità, rumore di commutazione simultanea (SSN, Simultaneous Switching Noise). Queste assunzioni in realtà si basano su una ipotesi arbitraria secondo la quale l'entità degli effetti indesiderati si riduce linearmente con le dimensioni geometriche; sfortunatamente, ciò non è sempre vero.

Questa tesi descrive il comportamento elettromagnetico di una particolare tipologia di CSP, realizzati mediante la tecnologia μ BGA (Micro Ball Grid Array) sviluppata nel 1997 dalla casa americana Tessera. Il comportamento è stato analizzato in dettaglio in relazione all'uso dei packages applicato a memorie di tipo Flash-EEPROM, in quanto essi sono i primi dispositivi apparsi sul mercato incapsulati in questa forma; la trattazione svolta, tuttavia, ha una valenza generale. Si discute quindi:

- La creazione di un modello semplice e completo del package per l'uso in simulatori circuitali tipo SPICE. Il modello è realizzato in base ad una analisi del rapporto ottimale tra semplicità e accuratezza dei risultati.
- La determinazione di criteri per la stima a priori (cioè prima delle simulazioni) delle entità dei disturbi. Vengono presentate delle semplici formule matematiche per la stima conservativa dei valori dei parametri circuitali critici e una serie di grafici grazie ai quali ricavare direttamente informazioni di prima approssimazione circa le ampiezze degli effetti indesiderati.
- L'individuazione di regole di progetto dei percorsi conduttivi del package, basate su considerazioni di natura elettromagnetica. L'osservanza di queste regole consente di ridurre in maniera significativa i disturbi.

Nel primo capitolo si presentano le tipologie esistenti di CSP, con particolare riferimento al package μ BGA. Nel capitolo 2 si riassumono alcune nozioni di elettromagnetismo utili per la comprensione della trattazione successiva, inoltre si presentano quattro programmi il cui utilizzo è stato indispensabile per lo sviluppo della presente tesi. Due di essi sono stati appositamente scritti dall'autore a questo scopo e consentono la realizzazione di un modello geometrico 3D del package; gli altri due sono solutori di campo elettrico e magnetico. Il capitolo 3 presenta la teoria alla base del modello circuitale da realizzare. In particolare, viene preso in considerazione il concetto di induttanza parziale, con riferimento specifico alla struttura in esame; quindi si discutono pregi e difetti di differenti modelli elettromagnetici dei percorsi conduttivi del package, quali modelli dipendenti dalla frequenza e modelli a parametri distribuiti. Si analizza poi, per motivi derivanti dalle considerazioni svolte: 1) la dipendenza della induttanza dalle dimensioni geometriche e distanze tra conduttori 2) il comportamento nel dominio del tempo di un insieme di linee di trasmissione a parametri concentrati mutuamente accoppiate 3) il disturbo sulle alimentazioni (ground bounce). Il capitolo quarto riporta i grafici per la stima delle ampiezze dei transitori di tensione dovuti ai disturbi e illustra come essi siano ricavabili; quindi enuncia le regole di progetto dei percorsi conduttivi del package. Il capitolo discute inoltre i risultati di una simulazione, ottenuti mediante l'uso di un modello circuitale determinato sulla base delle considerazioni svolte nel capitolo 3, nei confronti dei metodi di stima e delle regole di progetto. L'ultimo capitolo, infine, presenta alcuni metodi possibili per effettuare sul package delle misure dei disturbi analizzati.

Il package Tessera MicroBGA

1.1 Introduzione

In questo capitolo si illustreranno innanzi tutto le motivazioni che hanno portato alla moderna, sempre piu' spinta, riduzione delle dimensioni dei package per circuiti integrati e alla conseguente nascita dei CSP (Chip Scale Packages), packages caratterizzati da dimensioni simili a quelle del dispositivo che contengono. Si analizzeranno quindi le caratteristiche che, almeno idealmente, un CSP dovrebbe avere e si dara' una classificazione delle varie tipologie di CSP presenti sul mercato. Si mostrera' infine dove si pone, in questo contesto, il package Tessera μ BGA, oggetto del presente studio e se ne presenteranno le principali caratteristiche meccaniche.

1.2 Evoluzione delle tecnologie di packaging

Nel 1960 e per molti anni a seguire il dual-in line fu il formato di package dominante; tuttavia gia' a quegli anni risalgono i primi tentativi, presso IBM e AT&T, di connettere un circuito integrato ad un substrato ad un livello di dimensione pari al chip stesso [35]. Con il passare del tempo [32], si nota una tendenza sempre piu' spiccata, da parte dei fabbricanti di circuiti integrati, all'aumento della efficienza di packaging (cioe' il rapporto tra l'area occupata dal package e l'area reale del dispositivo su silicio) e del numero di connessioni.

Nascono cosi' i PGA, i QFP, i BGA, packages caratterizzati da dimensioni e da distanze tra i piedini di connessione sempre minori, allo scopo di poter ospitare in un piccolo spazio il maggior numero possibile di contatti (figura 1-1). Le motivazioni alla base di questa tendenza sono sostanzialmente il grande aumento nel numero di connessioni necessarie ai moderni chip quali microprocessori, ASIC e DSP e la necessita' di ridurre lo

spazio occupato dai componenti sulle piastre a circuito stampato, passo indispensabile per diminuire le dimensioni dei prodotti finiti, con i conseguenti vantaggi in termini di portabilità, velocità e costo dei materiali.

Le più recenti evoluzioni in questa direzione consistono nei flip chip e nei CSP. L'idea alla base dei primi è semplicemente di applicare il chip nudo alla piastra a circuito stampato mediante piccole sfere di materiale saldante connesse direttamente alle piazzole di contatto (pads) del dispositivo su silicio. Di conseguenza, il chip ha la faccia superiore rivolta verso la piastra a cui è collegato e quindi è 'rovesciato' (da cui il termine 'flip chip') rispetto al tradizionale orientamento del silicio nei package.

In alternativa si usano i CSP, i quali si presentano come package veri e propri ma caratterizzati da dimensioni molto ridotte rispetto ai loro predecessori. Si darà ora uno sguardo più in dettaglio a questi ultimi.

1.3 I Chip Scale Packages (CSP)

Un CSP è definito come un package per circuiti integrati di area non superiore a 1.2 volte l'area del dispositivo su silicio [35]. Di fatto, un CSP unisce il vantaggio delle piccole dimensioni e delle prestazioni di un flip chip e la convenienza, gli standard e la protezione del circuito integrato di un dispositivo in un package [36]. In particolare, si

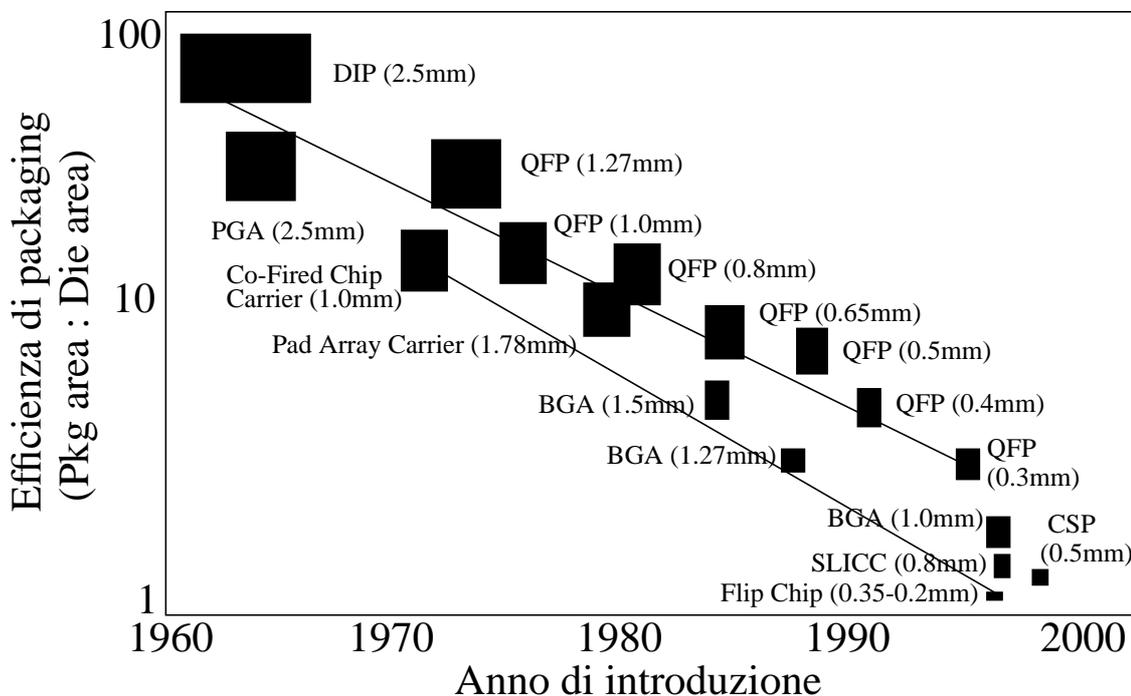


Fig. 1-1 Evoluzione dei package negli ultimi quaranta anni. In figura è mostrata l'occupazione relativa di area ed è indicato il passo tra i contatti. Si notino le due differenti linee di sviluppo, corrispondenti rispettivamente al posizionamento periferico dei contatti e al posizionamento degli stessi su tutta l'area.

possono individuare una serie di punti chiave nella differenza tra un CSP e un flip chip [33],[35]:

- Meccanicamente robusto, un CSP puo' essere facilmente integrato negli attuali processi di montaggio superficiale. Non e' quindi necessario modificare la linea di assemblaggio per poter manipolare un CSP, come invece accadrebbe nel caso di un flip chip.
- L'incapsulamento, una caratteristica di ogni package per circuiti integrati, isola e protegge la fragile superficie del dispositivo contro danni meccanici, contaminanti ionici, particelle alfa e corrosione.
- Tipicamente, e' possibile mantenere fisse le posizioni dei contatti esterni del CSP pur cambiando le dimensioni del dispositivo in silicio e le posizioni delle piazzole di contatto. Il problema della riduzione delle dimensioni dei dispositivi (shrink) e' vista come una delle maggiori limitazioni dei flip chip, in quanto le posizioni dei contatti di I/O su un flip chip si muovono, necessariamente, ogni volta che il dispositivo subisce un cambiamento nelle dimensioni geometriche, costringendo quindi al ridisegno della piastra a circuito stampato.
- La marchiatura e il testing di un CSP sono piu' semplici rispetto ad un flip chip, in quanto i robusti contatti di un CSP possono essere inseriti in opportuni zoccoli e le disposizioni standardizzate dei contatti esterni permettono un piu' facile reperimento degli zoccoli. Inoltre, il fatto di poter testare in maniera semplice e standardizzata i dispositivi rende superflua la necessita' di un 'known good die', cioe' la certezza che un chip sia privo di difetti, affinche' una volta montato come flip chip non costringa al rimpiazzo di una intera scheda solo a causa del suo malfunzionamento.
- Un CSP possiede un qualche meccanismo di adattamento meccanico (compliance) dei differenti coefficienti di espansione termica (CTE, Coefficient of Thermal Expansion) del silicio e della piastra a circuito stampato. Infatti, il CTE del silicio e' 3.2 ppm/°C mentre il CTE del substrato puo' variare da 3.2 a 25 ppm/°C; la differente espansione nel caso di un dispositivo lungo 16mm puo' arrivare fino a 30µm durante un ciclo di temperatura tra -65 e +150 °C. Nel caso di un flip chip, si rende necessario quindi riempire lo spazio tra il dispositivo e la scheda con un materiale che provveda al disaccoppiamento termico tra le due parti (underfilling), pena la rottura dei contatti dopo pochi cicli termici. Di conseguenza, il montaggio di un flip chip e' in generale piu' complicato di quello di un generico CSP.

Rispetto ad un package tradizionale, un CSP ha pero' i vantaggi di un flip chip e cioe' richiede un piccolo spazio sulla piastra a circuito stampato, con i conseguenti benefici di piccole dimensioni del sistema e di risparmio sui materiali, inoltre possiede una buona dissipazione termica e consente prestazioni elettriche migliori.

Il campo di applicazione dei CSP e' dovunque le piccole dimensioni siano un requisito necessario, come apparecchiature portatili, telefoni cellulari, disk drives, smart cards, videocamere digitali, schede per computer e cosi' via [34].

1.3.1 Tipologie di Chip Scale Packages

Avendo ora definito che cosa e' un CSP, si consideri una classificazione dei CSP oggi esistenti sul mercato [31]. Principalmente, si possono distinguere quattro categorie, divise in due approcci fondamentali a seconda della configurazione dei contatti e cioe' perimetrali o distribuiti su tutta l'area (figura 1-2). I CSP con contatti perimetrali sono adatti solo alle applicazioni che richiedano un numero limitato di connessioni, mentre i CSP con contatti distribuiti su tutta l'area possono ospitare anche piu' di un migliaio di connessioni, organizzate a matrice di sfere (da cui il termine BGA, Ball Grid Array).

1. I CSP a circuito flessibile (Tape type).

Questo tipo di CSP utilizza un circuito flessibile (un nastro di materiale plastico su cui sono stampate tracce di metallo) interposto tra il chip e i contatti esterni. Il chip e' connesso alle tracce del circuito flessibile mediante fili (wire bonding) o mediante porzioni delle tracce stesse (TAB). Tra le industrie che propongono questo tipo di package vi sono attualmente Nitto Denko, NEC, Intel, AMD, Tessera, Shinko, TI, General electric.

2. I CSP a substrato rigido (Carrier type).

Questi CSP sono basati sull'utilizzo di un substrato rigido, ceramico o laminato. Il chip puo' essere connesso al substrato sia attraverso wire bonding che come vero e proprio flip chip. Industrie impegnate nella produzione di CSP a substrato rigido sono per esempio TI Japan, Futjisu, Sharp, IBM, Matsushita, Motorola, Toshiba.

Questi primi due tipi di package fanno tipicamente uso di una matrice di contatti.

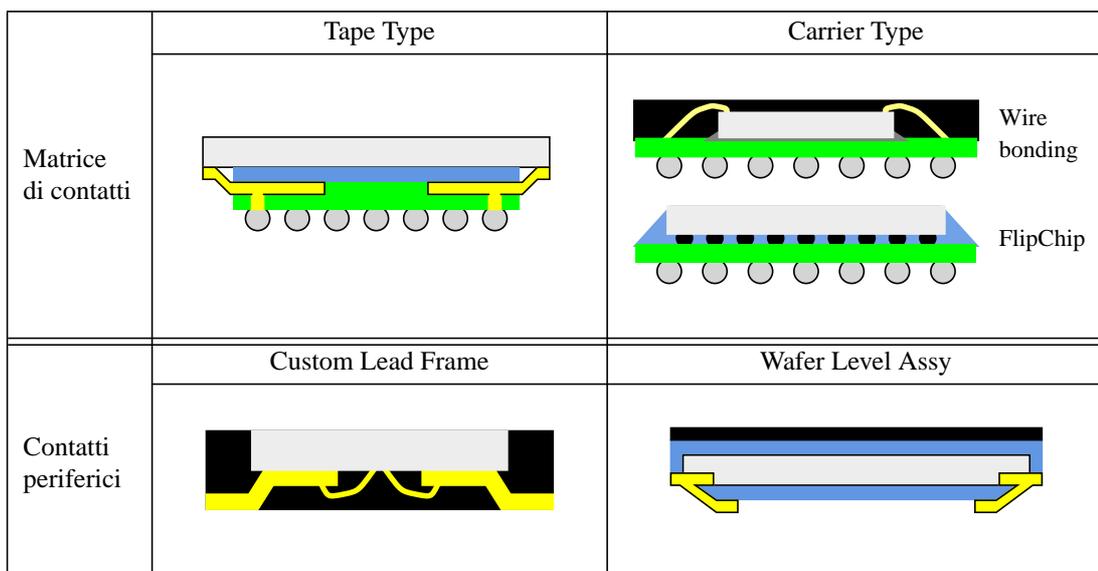


Fig. 1-2 Tipologie di CSP.

3. I CSP Custom Leadframe

Questi packages sono variazioni della configurazione leadframe, come per esempio i LOC (Lead-On-Chip). Industrie sostenitrici di questi packages sono, tra le altre, Hitachi, LG Semicon, Room, Mitsubishi.

4. I CSP a livello di wafer (Wafer level).

Quest'ultima categoria di CSP si discosta dai convenzionali processi di assemblaggio dei circuiti integrati in quanto l'assemblaggio avviene a livello dell'intero wafer piuttosto che a livello del singolo chip e fa uso di tecniche proprie della fabbricazione dei semiconduttori. Esempi di questo tipo di CSP sono i packages prodotti da Chip scale, Shel case, Sandia, 3D plus.

Questi ultimi due tipi di package fanno uso di contatti periferici.

I subcomitati Joint Electronic Device Council (JEDEC) ed Electronic Industries Association of Japan (EIAJ) stanno studiando proposte per la definizione ufficiale delle varie tipologie di CSP. La standardizzazione però risulta complessa, a causa di questioni legate alla riduzione di dimensione (shrink) dei dispositivi da parte dei produttori; infatti, per massimizzare l'utilizzo del silicio, i produttori di circuiti integrati sfruttano ogni occasione di riduzione delle dimensioni dei chip. Tuttavia, ogni variazione nelle dimensioni del chip costringe a ridisegnare zoccoli, substrati e quant'altro ad esse legato.

1.4 Il package Tessera μ BGA

Come già accennato, il package Tessera μ BGA rientra nella categoria dei CSP a circuito flessibile. Una illustrazione della sezione di un generico package μ BGA è mostrata in figura 1-3.

Il circuito flessibile (flexible circuit) attualmente in uso è costituito da tracce di rame placcate d'oro disposte in singolo strato su un solo lato del nastro di supporto (tape); esistono tuttavia, anche se ancora in prova, versioni a due strati di metallizzazione, in cui uno dei due strati funge da piano di massa. Il contatto elettrico tra le tracce e le piazzole del dispositivo è realizzato attraverso spezzoni delle tracce stesse (bond ribbons o bond leads) che vengono piegati in una caratteristica forma a S, fino a raggiungere la parte superiore del silicio sottostante. Una matrice di sfere di materiale saldante (solder balls) costituisce i contatti con l'esterno del package. Al momento della applicazione del package ad una scheda la tensione superficiale del materiale saldante, liquefatto per il calore, promuove l'autocentratura della matrice. Ogni sfera è appoggiata su una piccola piazzola circolare (bump pad) che termina la traccia di rame. La parte superiore del nastro, su cui poggiano le tracce, è protetta mediante una pellicola plastica (soldermask), forata in corrispondenza dei bump pads per consentire la connessione con le balls.

Tra il nastro e il silicio è interposto un cuscinetto di elastomero (elastomer pad) che provvede sia da spaziatore che, soprattutto, da disaccoppiatore del differente coefficiente di espansione termica del silicio e della piastra a circuito stampato su cui il package viene

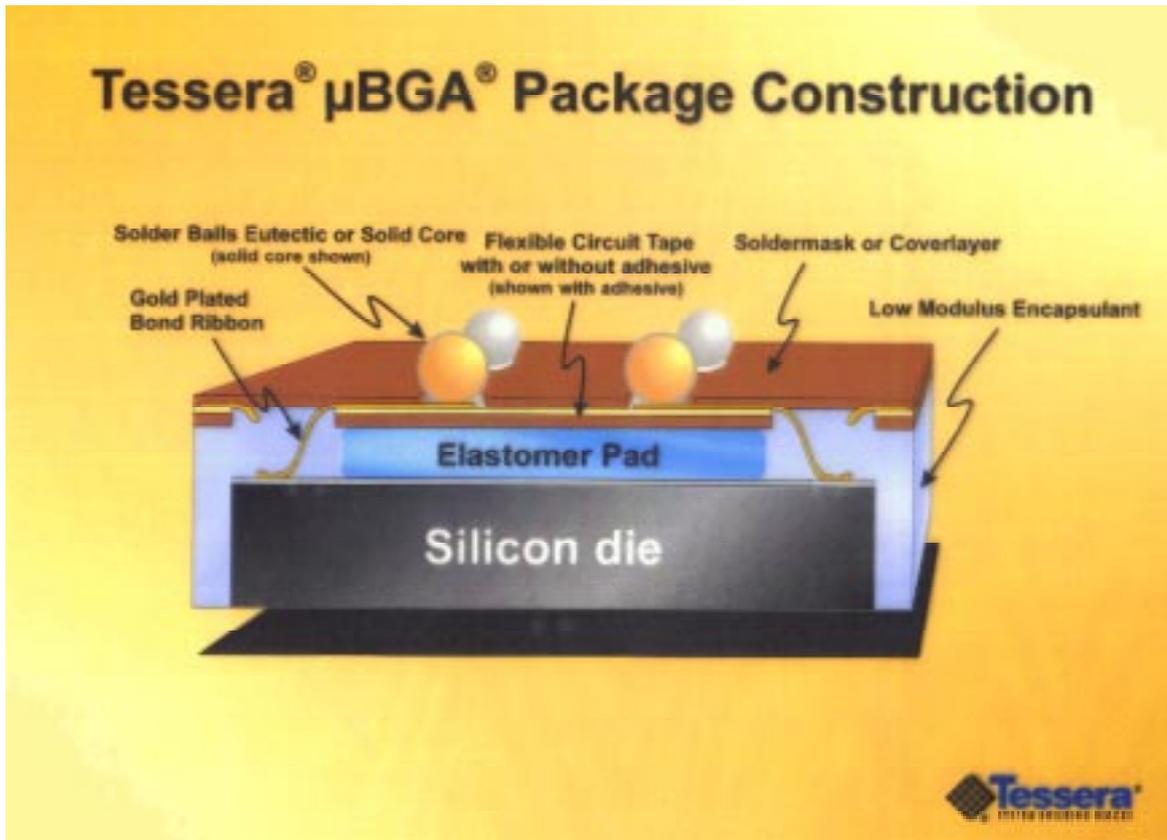


Fig. 1-3 Spaccato del package Tessera μBGA.

montato. A questo compito partecipano attivamente anche i leads, in quanto la loro particolare forma consente un movimento elastico di accompagnamento degli spostamenti che avvengono in seguito alle variazioni di temperatura, come illustrato in figura 1-4.

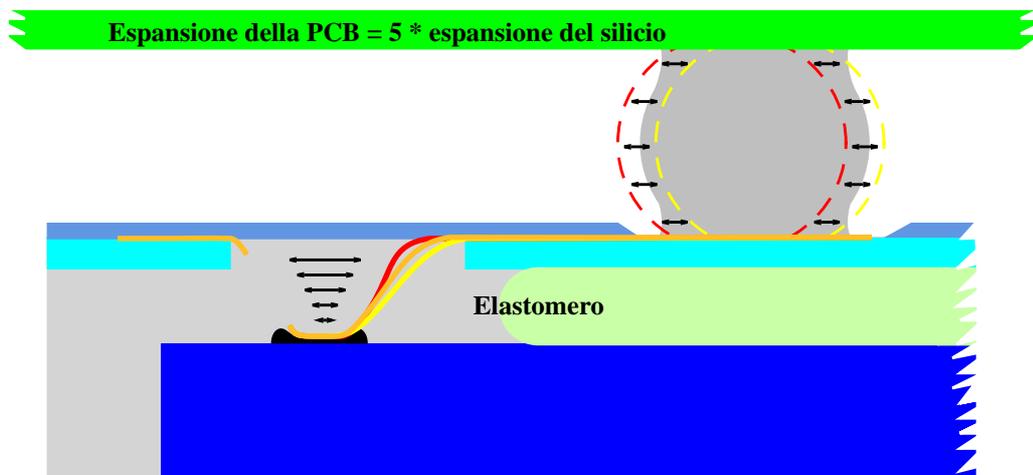


Fig. 1-4 Disaccoppiamento meccanico, ottenuto attraverso l'elastomero, della differente espansione del silicio e della piastra a circuito stampato al variare della temperatura.

Come si nota, la faccia superiore del chip e' rivolta dallo stesso lato della matrice di contatti e quindi della scheda su cui esso sara' montato. Cio' consente un accesso diretto alla faccia posteriore del silicio da parte dell'utente del package nel caso in cui sia necessario aumentare la dissipazione di calore.

I corti percorsi di connessione consentono, almeno secondo quanto dichiarato da Tessera, una riduzione della induttanza, del rumore di commutazione simultanea dei buffer (SSN, Simultaneous Switching Noise) e del tempo di accesso. Parte della presente tesi sara' volta alla verifica di queste affermazioni.



Fig. 1-5 Il package μ BGA, visto da sotto, rispetto alla cassa di un orologio da polso.

Richiami di elettromagnetismo e software disponibile

2.1 Introduzione

Nel presente capitolo si riassumeranno alcune nozioni di elettromagnetismo utili per la comprensione dei capitoli successivi. Inoltre si presenteranno quattro programmi, il cui utilizzo e' stato un passo indispensabile per lo sviluppo della tesi. Due di questi, MiddleEarth e ConvertHenry, sono stati appositamente scritti a questo scopo; i restanti due, FastHenry e FastCap, sono programmi di pubblico dominio, provenienti dal Massachusetts Institute of Technology.

Per quanto riguarda in particolare le nozioni di elettromagnetismo, dopo essersi soffermati sulle relazioni tra le equazioni di Maxwell e i parametri circuitali (induttanza, capacita' e resistenza), si parlera' piu' in dettaglio del concetto di induttanza parziale, di cui verra' data una precisa definizione. Questo concetto e' molto importante per una corretta interpretazione dei dati che si ottengono attraverso l'uso di programmi di estrazione di parametri circuitali da strutture geometriche, in quanto consente di dare un significato univoco alla induttanza di un percorso aperto.

Si tratteranno quindi, cercando di fornire una visione intuitiva, gli effetti di alta frequenza, intendendo con questi ultimi gli effetti che hanno luogo nei conduttori per le piu' alte frequenze a cui si possa ipotizzare di non avere ancora campo irradiato (o, detto in un altro modo, a cui si possa pensare che i potenziali non siano ritardati, cioe' ponendosi in approssimazione quasistatica).

Per quanto riguarda i programmi, il loro scopo e' fondamentalmente quelli di permettere il calcolo automatico delle induttanze, resistenze e capacita' associate ai

conduttori contenuti nel package in esame; la funzione di ciascun programma e' cosi' riassunta:

MiddleEarth e' sostanzialmente un software per il disegno e lo sbroglio delle connessioni sul circuito flessibile; da esso e' possibile, attraverso una opportuna interfaccia, generare automaticamente un modello geometrico 3D del package in un formato leggibile da FastHenry.

FastHenry e' un programma di estrazione delle induttanze da strutture tridimensionali. Esso e' in grado di calcolare le auto e mutue induttanze, nonche' le resistenze, tra conduttori di forma complessa, in maniera dipendente dalla frequenza e sotto l'approssimazione magnetoquasistatica.

ConvertHenry e' un programma di utilita' che serve a convertire, con opportuni criteri, il formato dei dati in ingresso a FastHenry in un secondo formato, adatto a FastCap; i due formati sono infatti incompatibili.

FastCap, infine, e' un programma di estrazione delle capacita' da strutture tridimensionali. FastCap e' in grado di calcolare le auto e mutue capacita' di una struttura conduttiva complessa, tenendo conto della presenza e delle eventuali discontinuita' di un dielettrico.

2.2 Equazioni di Maxwell e relazioni circuitali

Lo scopo del presente paragrafo e' mostrare come si possa ricavare, partendo dalle equazioni dei campi, una equazione circuitali che leghi le tensioni alle correnti; nel fare cio', si seguira' sostanzialmente la trattazione svolta in [2].

Si considerino le equazioni di Maxwell scritte in forma differenziale:

$$\nabla \cdot \bar{D} = \rho \quad (2.1)$$

$$\nabla \cdot \bar{B} = 0 \quad (2.2)$$

$$\nabla \times \bar{E} = -\frac{\partial \bar{B}}{\partial t} \quad (2.3)$$

$$\nabla \times \bar{H} = \bar{J} + \frac{\partial \bar{D}}{\partial t} \quad (2.4)$$

Poiche' la divergenza del campo magnetico e' sempre zero, \bar{B} puo' essere posto uguale al rotore di un opportuno potenziale vettore magnetico \bar{A} . Si sostituisca allora $\bar{B} = \nabla \times \bar{A}$ nelle precedenti equazioni.

In particolare, la (2.3) puo' essere riscritta come $\nabla \times \left(\bar{E} + \frac{\partial \bar{A}}{\partial t} \right) = 0$. Questa equazione dice che il rotore di un certo vettore e' zero. Ma questa e' la condizione affinche' tale vettore si

possa ricavare come gradiente di uno scalare, che si chiamera' Φ . Cioe', $\bar{E} + \frac{\partial \bar{A}}{\partial t} = -\nabla\Phi$ o anche:

$$\bar{E} = -\frac{\partial \bar{A}}{\partial t} - \nabla\Phi \quad (2.5)$$

Dunque, si e' ottenuto il campo elettrico in termini di un potenziale scalare e di uno vettoriale. Il vettore \bar{A} non e' stato pero' univocamente definito, in quanto non se ne e' specificata la divergenza; tuttavia, pur di essere consistenti con una delle possibili scelte (Lorenz, Coulomb), essa non e' ora importante.

Si supponga adesso che nei conduttori in esame valga la legge di Ohm, $\bar{J} = \sigma\bar{E}$, dove σ e' la conducibilita'. Il campo \bar{E} , inoltre, puo' pensarsi costituito da una parte \bar{E}' , originata dalle cariche e dalle correnti del sistema considerato e da una seconda parte \bar{E}_0 applicata da un altro sistema (un generatore esterno):

$$\bar{E} = \bar{E}_0 + \bar{E}' \quad (2.6)$$

Il campo totale, da usare nella legge di Ohm, e' la somma dei campi componenti, impresso e indotto. Il vettore \bar{E}' puo' essere espresso convenientemente in termini dei potenziali secondo la (2.5); quindi, sostituendo nella (2.6), si ottiene:

$$\bar{E}_0 = \frac{\bar{J}}{\sigma} + \nabla\Phi + \frac{\partial \bar{A}}{\partial t} \quad (2.7)$$

L'equazione (2.7) e' del tipo desiderato, in quanto il campo applicato risulta spezzato in un termine ohmico e in termini dovuti alle cariche e correnti del sistema.

Si consideri ora un insieme arbitrario di elementi in una singola maglia. Per ogni punto del percorso si puo' considerare valida la relazione (2.7), derivata dalle equazioni di Maxwell. Per ricavare una equazione circuitale e' quindi sufficiente integrare tale equazione differenziale lungo il percorso conduttivo che si sceglie come circuito (altri autori, come [18],[5], fanno a questo punto ipotesi differenti, per poter per esempio considerare una formulazione integrale che consenta la discretizzazione dei volumi dei conduttori in parallelepipedi; in questo modo e' possibile ricavare un modello discreto facilmente implementabile in un programma di calcolo automatico):

$$\int_c \bar{E}_0 \cdot d\bar{l} = \int_c \frac{\bar{J}}{\sigma} \cdot d\bar{l} + \int_c \frac{\partial \bar{A}}{\partial t} \cdot d\bar{l} + \int_c \nabla\Phi \cdot d\bar{l} \quad (2.8)$$

Se il primo membro e' definito come tensione applicata al circuito e gli integrali al secondo membro vengono definiti come cadute di tensione lungo il circuito, la (2.8) ha allora la forma della seconda legge di Kirkhoff.

Per frequenze abbastanza basse, affinche' le dimensioni del circuito siano piccole rispetto alla lunghezza d'onda (ipotesi di quasistaticita'), e' utile usare la seguente nomenclatura per i vari termini:

$$\int_c \bar{E}_0 \cdot d\bar{l} = \text{tensione applicata} \quad (2.9)$$

$$\int_c \frac{\bar{J}}{\sigma} \cdot d\bar{l} = \text{caduta di tensione di 'impedenza interna'} \quad (2.10)$$

$$\int_c \frac{\partial \bar{A}}{\partial t} \cdot d\bar{l} = \text{caduta di tensione 'induttiva'} \quad (2.11)$$

$$\int_c \nabla \Phi \cdot d\bar{l} = \text{caduta di tensione 'capacitiva'} \quad (2.12)$$

Per frequenze elevate questi termini perdono il loro significato usuale, ma per basse frequenze si riconoscono in essi i termini familiari della teoria dei circuiti.

2.2.1 Capacita'

Il termine (2.12) era stato identificato come caduta di tensione 'capacitiva'. Come reazione al campo impresso, lungo il circuito si distribuiscono cariche libere. Dal momento che tutte le cariche distribuite sul circuito sono considerate come sorgenti, si tiene conto dell'effetto del conduttore sulla distribuzione di campo e si considerano poi queste cariche come distribuite nello spazio libero. I campi generati da queste cariche si trovano utilizzando la seguente integrazione estesa a una opportuna regione di dielettrico uniforme:

$$\Phi = \int_V \frac{\rho dV}{4\pi\epsilon r} \quad (2.13)$$

Si supponga ora di avere effettivamente un condensatore lungo il percorso conduttivo scelto e che le altre capacita' parassite possano trascurarsi, come in figura 2-1. Di



Fig. 2-1 Insieme di elementi in una singola maglia. E' evidenziata la discontinuita' in corrispondenza del condensatore.

conseguenza, lungo il circuito e' presente una discontinuita', in corrispondenza delle armature del condensatore.

Si consideri allora il termine (2.13). Questo integrale puo' essere valutato come:

$$\int_c \nabla\Phi \cdot \bar{dl} = \oint \nabla\Phi \cdot \bar{dl} - \int_1^2 \nabla\Phi \cdot \bar{dl} \quad (2.14)$$

Il primo integrale a secondo membro e' nullo, essendo la circuitazione di un gradiente. Il secondo integrale diviene:

$$-\int_1^2 \nabla\Phi \cdot \bar{dl} = \int_2^1 \frac{\partial\Phi}{\partial l} dl = \Phi_1 - \Phi_2 \quad (2.15)$$

Essendo tutta la carica significativa per ipotesi concentrata sulla discontinuita', Q su una armatura e -Q sull'altra, il valore di Φ sara' proporzionale a Q e cosi' anche $\Phi_1 - \Phi_2$. Quindi, detta 1/C la costante di proporzionalita', si puo' scrivere

$$\Phi_1 - \Phi_2 = \frac{Q}{C} \quad (2.16)$$

Considerando ora l'equazione di continuita' della corrente, $Q = \int Idt$, la carica sulla discontinuita' viene messa in relazione con la corrente che fluisce verso di essa e quindi la caduta di tensione capacitiva puo' essere scritta come:

$$\int_c \nabla\Phi \cdot \bar{dl} = \frac{1}{C} \int Idt \quad (2.17)$$

La (2.17) e' il consueto termine capacitivo della teoria dei circuiti.

2.2.2 Induttanza

Si consideri il termine di caduta di tensione 'induttiva'. Il potenziale vettore \bar{A} dipende in generale dalla densita' di corrente \bar{J} ; per esempio, supponendo $\nabla \cdot \bar{A} = 0$, si ha:

$$\bar{A} = \int_V \frac{\mu \bar{J} dV}{4\pi r} \quad (2.18)$$

La densità di corrente può essere scritta come prodotto della corrente totale I per una opportuna funzione vettoriale delle coordinate prese nella sezione trasversale del conduttore, quindi \bar{A} è proporzionale alla corrente totale I , supposta costante lungo il circuito in virtù della ipotesi di quasistaticità.

Si può allora definire un coefficiente L , funzione della geometria del circuito ma non della corrente totale, come:

$$L = \frac{\int_c \bar{A} \cdot d\bar{l}}{I} \quad (2.19)$$

Definito questo coefficiente, la caduta di tensione 'induttiva' diviene:

$$\int_c \frac{\partial \bar{A}}{\partial t} \cdot d\bar{l} = \frac{d}{dt} \int_c \bar{A} \cdot d\bar{l} = \frac{d}{dt}(LI) = L \frac{dI}{dt} \quad (2.20)$$

La derivata parziale è stata sostituita con una derivata ordinaria, in quanto si stanno considerando solo circuiti immobili. Il termine in esame ha così la forma consueta della caduta di tensione induttiva nella teoria dei circuiti.

Si può però anche identificare la (2.19) con una espressione più nota, considerando un circuito chiuso. Dal teorema di Stokes, ricordando che $\bar{B} = \nabla \times \bar{A}$, si ha:

$$\Psi = \oint \bar{A} \cdot d\bar{l} = \int_S \bar{B} \cdot d\bar{s} \quad (2.21)$$

dove S è la superficie racchiusa dal percorso di integrazione scelto per \bar{A} . L'ultimo membro della (2.21) rappresenta il flusso magnetico Ψ concatenato col circuito; da ciò si evidenzia che la (2.19) è l'esatto equivalente della usuale definizione di induttanza.

2.2.3 Impedenza interna

In generale, in regime sinusoidale, la corrente non si distribuisce uniformemente nella sezione di un conduttore. Di conseguenza, il termine \bar{j} nella (2.10) dipende strettamente dal cammino di integrazione scelto all'interno di una maglia non filiforme.

Se si prende come cammino di integrazione un percorso giacente sulla superficie del conduttore, il termine \bar{j}/σ dà il campo elettrico alla superficie del conduttore, \bar{E}_s . Se si

definisce allora l'impedenza interna del conduttore per unita' di lunghezza come rapporto tra questo campo elettrico superficiale e la corrente totale nel conduttore, cioe':

$$Z_i = \frac{E_s}{I} \quad (2.22)$$

si puo' allora riscrivere la (2.10) come:

$$\int_c \frac{\vec{J}}{\sigma} \cdot \vec{dl} = I \int_c \frac{\vec{E}_s}{I} \cdot \vec{dl} = I \int_c Z_i dl = IZ \quad (2.23)$$

Quindi, come mostrato dalla (2.23), l'impedenza interna totale e' uguale all'integrale, esteso alla maglia, dell'impedenza interna per unita' di lunghezza.

L'impedenza interna (in regime sinusoidale stazionario) ha sia una parte reale che una parte immaginaria, in quanto il campo in superficie non e' in fase con la corrente totale nel conduttore, a causa delle variazioni di flusso magnetico nell'interno del conduttore.

La parte reale da' allora la resistenza del filo ad una certa frequenza e la parte immaginaria da' la reattanza interna, cioe' quella parte della reattanza originata dal flusso magnetico interno al conduttore.

Si osservi a questo punto che la scelta del cammino di integrazione lungo la superficie del filo e' stata arbitraria; tuttavia, in questo modo, il flusso magnetico, da usare nella (2.21) per il calcolo della induttanza, puo' considerarsi come flusso concatenato con l'interno della spira ma non col conduttore. L'induttanza cosi' ottenuta si chiamera' quindi a ragione 'induttanza esterna', dal momento che nasce dal flusso magnetico esterno al filo. Il rimanente termine induttivo nell'impedenza interna, cioe' la sua parte immaginaria, e' allora correttamente associato al flusso all'interno del filo e viene chiamato 'induttanza interna'.

Si noti infine per inciso che, per differenti scelte del cammino, la ripartizione tra i due termini sara' differente; una volta scelto il particolare cammino, pero', esso deve essere sempre il medesimo nella trattazione di ciascun termine della (2.8).

2.3 Induttanza parziale

L'induttanza, come visto, e' una proprieta' di una spira chiusa; e' tuttavia possibile, per comodita', definire un concetto di induttanza parziale applicabile anche a porzioni aperte di un circuito [17]. Si supponga infatti di scomporre una spira in una serie di segmenti rettilinei, cosa che e' sempre fattibile pur di scegliere segmenti sufficientemente corti; l'idea alla base della definizione e' attribuire in maniera univoca porzioni della induttanza totale ai segmenti costituenti la spira.

Per descrivere l'idea con un semplice esempio, si consideri la spira rettangolare di figura 2-2, costituita da 4 segmenti rettilinei.

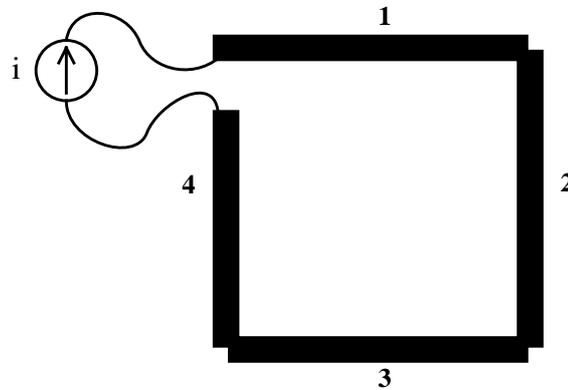


Fig. 2-2 Una spira chiusa composta da quattro segmenti rettilinei.

Si supponga che i due estremi del generatore di corrente siano sufficientemente vicini da poter trascurare il fatto che la spira non sia, in realtà, chiusa; si supponga inoltre che la densità di corrente nei segmenti sia costante.

Si consideri la (2.21); siccome l'integrale è lungo la spira, si definiscano quattro grandezze $\Psi_1, \Psi_2, \Psi_3, \Psi_4$ come gli integrali lungo ciascun segmento preso singolarmente:

$$\Psi = \sum_{i=1}^4 \int_{seg_i} \bar{A} \cdot d\bar{l} = \sum_{i=1}^4 \Psi_i \quad (2.24)$$

Questa osservazione suggerisce che la L definita nella (2.19) possa essere riscritta come somma di quattro termini, cioè $L=L_1+L_2+L_3+L_4$, dove $L_i = \frac{\int_{seg_i} \bar{A} \cdot d\bar{l}}{I}$. Il vettore potenziale magnetico \bar{A} può, a sua volta, essere scritto come somma dei potenziali vettori dovuti alle correnti nei vari lati.

Quindi, ipotizzando che i segmenti siano infinitamente sottili, si definiscono delle induttanze parziali come:

$$L_{ij} = \frac{\int_{seg_i} \bar{A}_{ij} \cdot d\bar{l}_i}{I_j} \quad (2.25)$$

dove \bar{A}_{ij} è il vettore potenziale magnetico lungo il segmento i dovuto alla corrente I_j lungo il segmento j .

Se $i = j$, queste verranno chiamate autoinduttanze parziali e se $i \neq j$, mutue induttanze parziali. L'induttanza totale della spira e' cosi':

$$L = \sum_{i=1}^4 \sum_{j=1}^4 L_{ij} \quad (2.26)$$

Questa semplice trattazione puo' inoltre essere estesa al caso in cui i segmenti non siano filiformi e la corrente non abbia densita' uniforme su ciascun segmento [18],[5],[16].

Per comprendere meglio il concetto di induttanza parziale, e' utile considerare, come dimostrato in [17], una formulazione alternativa alla (2.25):

$$L_{ij} = \frac{\int_{S_i} \bar{B}_{ij} \cdot \overline{ds}_i}{I_j} \quad (2.27)$$

dove S_i e' l'area racchiusa tra il segmento i , l'infinito e due rette passanti per i suoi estremi e perpendicolari al segmento j .

In particolare, se si sta trattando il termine di autoinduttanza, il conduttore i e j coincidono; per questo caso, l'area interessata e' mostrata in figura 2-3.

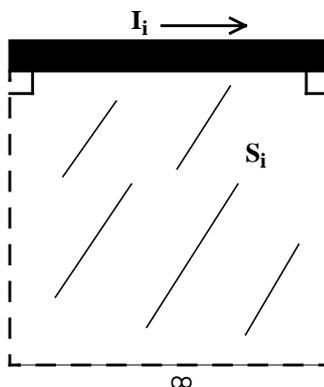


Fig. 2-3 Definizione di autoinduttanza parziale.

L'equivalenza tra la (2.25) e la (2.27) e' importante e semplice da provare. La dimostrazione verra' svolta nell'ipotesi di segmenti paralleli; l'estensione al caso di segmenti generici (anche non coplanari) si trova in [17].

Utilizzando nuovamente la definizione $\bar{B} = \nabla \times \bar{A}$ e il teorema di Stokes, il numeratore della (2.27) puo' essere scritto come:

$$\int_{S_i} \bar{B}_{ij} \cdot \bar{ds}_i = \oint_{c_i} \bar{A}_{ij} \cdot \bar{dl}_i \quad (2.28)$$

dove \bar{B}_{ij} e' la densita' di flusso magnetico totale che penetra S_i (che si estende dal segmento i fino all'infinito) e \bar{A}_{ij} e' il corrispondente vettore di potenziale magnetico associato a \bar{B}_{ij} lungo il contorno chiuso c_i che racchiude S_i . Il vettore potenziale magnetico ha due importanti proprieta' necessarie alla dimostrazione:

- (1) \bar{A} e' parallelo alla corrente che lo produce.
- (2) \bar{A} tende a zero all'aumentare della distanza dalla corrente generatrice.

Per costruzione, i segmenti laterali di S_i sono perpendicolari al segmento j , la cui corrente I_j produce \bar{A}_{ij} . Dal momento che \bar{A}_{ij} e' allineato con la corrente che lo genera, e' anche perpendicolare ai segmenti laterali di S_i ; quindi, lungo questa porzione di c_i , da' contributo nullo al secondo membro della (2.28). Inoltre, \bar{A}_{ij} e' nullo all'infinito, quindi ancora nessun contributo e' ottenuto lungo questa parte del contorno. Di conseguenza, l'unico contributo restante e' quello lungo il segmento i ; l'equivalenza e' dunque provata.

Quindi, dalla conoscenza delle induttanze parziali dei lati di un percorso chiuso e' possibile calcolare l'induttanza totale; si osservi pero' che il viceversa non e', in generale, vero. Infatti, esistono a priori infiniti modi di attribuire delle induttanze parziali ai lati del percorso chiuso [9],[24]. Di conseguenza, la definizione di induttanza parziale qui adottata si basa su una particolare scelta del modo di divisione dell'induttanza totale, tale per cui sia facile automatizzarne il calcolo [17]. Questi concetti possono inoltre essere estesi in maniera naturale al caso di sistemi contenenti piu' di una spira di corrente.

2.4 Effetti di alta frequenza

Come spiegato nella introduzione a questo capitolo, il termine 'alta frequenza' e' qui inteso nel senso della piu' alta frequenza a cui si possa ipotizzare di non avere ancora campo irradiato, cioe' la piu' alta frequenza che si possa considerare pur rimanendo in approssimazione quasistatica. Questa frequenza massima e' legata alle dimensioni geometriche della struttura in esame, che devono essere piccole rispetto alla lunghezza d'onda del campo.

A queste frequenze si manifestano in un conduttore tre effetti: l'effetto pelle, l'effetto degli angoli e l'effetto di prossimita'. Si dara' ora una spiegazione intuitiva di questi tre fenomeni [19].

A basse frequenze, cioè verso il caso continuo, la corrente è uniformemente distribuita sulla sezione di un conduttore. Tuttavia, all'aumentare della frequenza, la distribuzione della corrente inizia a cambiare a causa del campo elettrico indotto; hanno così luogo i tre citati effetti. Questi effetti, in realtà, non sono indipendenti tra loro ma, per semplicità di spiegazione, vengono considerati separatamente.

L'effetto degli angoli è la tendenza della corrente a concentrarsi lungo gli spigoli del conduttore. L'effetto di prossimità, particolarmente pronunciato sui piani di massa, è la tendenza della corrente a concentrarsi nella zona sottostante ai conduttori di segnale.

Infine, l'effetto pelle domina la regione ad alta frequenza, portando la corrente a concentrarsi in uno strato sottile sulla superficie dei conduttori (la 'pelle'). Lo spessore di questo strato è convenzionalmente ritenuto pari a δ , definita come la profondità a cui il campo si riduce alla frazione $1/e$ rispetto alla superficie (nel caso di una geometria planare) e legata alla conducibilità σ e alla frequenza f dalla seguente formula:

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi \mu_0 f \sigma}} \quad (2.29)$$

dove $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$ H/m è la permeabilità magnetica del vuoto (in quanto la permeabilità magnetica del conduttore di rame è circa pari a μ_0). L'effetto di prossimità può essere anche considerato come l'effetto pelle di un insieme di conduttori [15].

Ora, a bassa frequenza i parametri L' ed R' (induttanza e resistenza per unità di lunghezza) sono praticamente costanti. A frequenze più alte, a causa della concentrazione della corrente sulla superficie (cioè a causa di una riduzione della sezione efficace per la conduzione), la resistenza inizia a crescere.

Questa concentrazione modifica il campo magnetico nello spazio esterno ai conduttori e di conseguenza riduce l'induttanza esterna. Simultaneamente, il campo magnetico all'interno dei conduttori viene ridotto, dando luogo ad una diminuzione della induttanza interna, che contribuisce alla diminuzione della induttanza totale.

A frequenze ancora più alte, quando tutti questi effetti risultano essere pronunciati, la resistenza per unità di lunghezza aumenta con la radice quadrata della frequenza e l'induttanza per unità di lunghezza tende ad una costante, che può essere espressa come

$$L_{\infty}' = \frac{\epsilon_0 \mu_0}{C_0'} \quad (2.30)$$

dove $\epsilon_0 = 8.8542 \times 10^{-12}$ F/m è la permittività del vuoto e C_0' è la capacità per unità di lunghezza quando i dielettrici sono sostituiti dal vuoto.

Si capisce quindi perché sia comoda la suddivisione in induttanza esterna ed interna suggerita al paragrafo 2.2.3; in questo modo, infatti, le variazioni indotte nel campo magnetico interno al conduttore possono essere associate semplicemente a variazioni della

induttanza interna. Si assume inoltre abitualmente che l'induttanza esterna praticamente non vari con la frequenza, cosa che è tanto più vera quanto più l'area racchiusa dalla spira di corrente è grande, in quanto 'guardando da lontano' si potrà ritenere il conduttore filiforme e, di conseguenza, variazioni della distribuzione di corrente lungo la sezione saranno trascurabili. L'induttanza asintotica data dalla (2.30) può allora essere considerata come la sola induttanza esterna.

2.5 Sviluppo di un software per il disegno del package μ BGA

Per poter effettuare l'analisi del comportamento elettromagnetico del package, è necessario averne un modello geometrico tridimensionale da cui estrarre i valori di induttanza, capacità e resistenza adatti a darne una rappresentazione circuitale.

Inoltre, è opportuno disporre di uno strumento che consenta di modificare con facilità questo modello, in modo tale da poter effettuare prove su configurazioni differenti.

Con questi obiettivi in mente, si è deciso di sviluppare un software proprietario, MiddleEarth, che consentisse lo sbroglio delle connessioni sul circuito flessibile e la generazione automatica di un modello 3D del package in un formato leggibile da FastHenry, il programma di calcolo delle induttanze. Infatti, i programmi commerciali normalmente utilizzati per la progettazione risultano difficilmente specializzabili per il caso in esame, in quanto solo attraverso l'uso di un software dedicato è possibile tenere conto e verificare automaticamente le difficili regole di progetto meccaniche della tecnologia Tessera μ BGA, come verrà spiegato nel seguito. In questo modo, inoltre, è possibile generare disegni tecnici corretti del circuito flessibile, al fine di fornire, al produttore di tape, i dati corretti per la fotolitografia del rame sul nastro plastico di supporto.

MiddleEarth è stato realizzato all'interno dell'ambiente Cadence e il linguaggio utilizzato per la sua stesura è quindi lo SKILL, simile per filosofia al LISP.

2.5.1 Le regole di progetto meccaniche

Il problema trattato è 'semplice', dal punto di vista delle regole di progetto meccaniche, in quanto vi è la presenza di un solo strato su cui effettuare lo sbroglio delle tracce, ma complesso per quanto riguarda, per esempio, le regole di sovrapposizione e di distanza minima e massima tra gli elementi costituenti il package.

In particolare, sono critiche le regole riguardanti la lunghezza e la forma dei terminali (leads) di connessione alle piazzole del dispositivo integrato. Infatti, come mostrato in figura 1-3, la parte di traccia utilizzata per formare il terminale, che inizialmente è sullo stesso piano delle altre strutture di rame, viene successivamente spezzata da un lato e piegata a forma di S per raggiungere e contattare la piazzola del chip, che si trova più in basso. Di conseguenza, la lunghezza piana originaria del terminale deve essere tale da

consentire fisicamente di raggiungere la piazzola ma non deve essere eccessiva per non introdurre malformazioni nella sagoma a S che, come visto nel primo capitolo, ha un ruolo attivo nell'impedire la rottura del package in seguito a dilatazioni termiche. Questa lunghezza dipende quindi dallo spessore dell'elastomero h , dai raggi di curvatura r scelti, dalla distanza tra il bordo della piazzola e il primo punto di piegamento x e dalla lunghezza della piazzola p , secondo la relazione:

$$L = 2r \cdot \sin^{-1} \left[\frac{2rx - (h - 2r)\sqrt{h^2 + x^2 - 4hr}}{h^2 + x^2 - 4hr^2 + 4r^2} \right] + \sqrt{h^2 + x^2 - 4hr} + \frac{p}{2}$$

La sagoma di un terminale vista dall'alto, prima che questo venga piegato, e' mostrata in figura 2-4; la forma ad S che esso assume in seguito alla connessione con il dispositivo su silicio e' visibile in figura 1-3 e in figura 1-4.

Grazie al software proprietario sviluppato, e' possibile, tra le altre opzioni, generare automaticamente terminali di forma e lunghezza corrette e verificare, a progetto ultimato, il rispetto delle regole geometriche della tecnologia.

2.5.2 Utilizzo del software di disegno

Si illustrera' ora brevemente l'utilizzo di MiddleEarth per la realizzazione del disegno delle tracce di un package μ BGA destinato a contenere una memoria flash da 16Mbit. Dal disegno verra' in seguito generato un modello tridimensionale, di cui si fara' uso in alcuni dei capitoli successivi.

Gli elementi di base necessari per poter iniziare il progetto sono un disegno del chip (rappresentante solamente l'ingombro reale finale del dispositivo su silicio (floorplan) e contenente le posizioni e i nomi delle piazzole di collegamento (pads)) e le informazioni

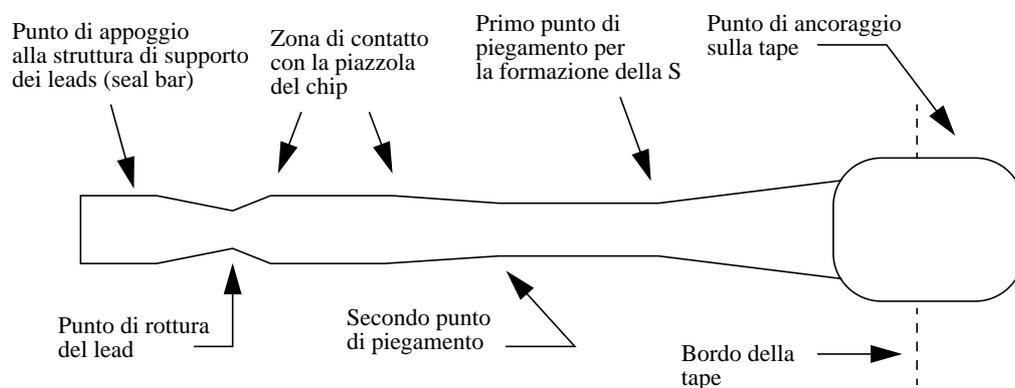


Fig. 2-4 Sagoma di un lead.

circa la piedinatura di uscita del package; inoltre, e' necessario stabilire quali debbano essere il passo della matrice di balls, il diametro di queste ultime, le dimensioni di ogni sezione delle parti componenti un lead (come mostrato in figura 2-4) e svariati altri parametri geometrici. L'inserimento di questi dati avviene attraverso una tabella interattiva.

A questo punto e' necessario creare la matrice di sfere (balls), costituenti i piedini esterni del package. Ancora, e' sufficiente specificare, mediante l'interfaccia utente, il numero di righe e di colonne della matrice. MiddleEarth si preoccupera' quindi di generare il disegno delle sfere, come in figura 2-5.

I disegni dei chip e delle matrici di sfere possono essere archiviati in opportune librerie; e' quindi possibile combinare arbitrariamente con facilita' questi elementi.

Una volta combinata la matrice di sfere scelta con il chip da inserire nel package e generati i terminali (leads) in corrispondenza delle piazzole, bisogna specificare la connettivita', cioe' informare il software di quali sfere vanno collegate con quali piazzole. Questa operazione e' mostrata in figura 2-6.

Inizia ora la fase di sbroglio delle connessioni. Il tipo di sbroglio consentito da MiddleEarth e' solo manuale; tuttavia sono presenti due moduli di conversione dei dati necessari verso formati compatibili con diversi sbrogliatori automatici di utilizzo diffuso come PADS e SPECCTRA.

Infine, il disegno viene verificato automaticamente rispetto alle regole di progetto e puo' essere salvato all'interno dell'ambiente di lavoro. Un tipico disegno finito e' visibile in figura 2-7.

Ora e' possibile convertire il disegno 2D in un formato leggibile da Autocad (un noto strumento per la realizzazione di disegni tecnici) oppure generare il modello tridimensionale per FastHenry; si noti che la creazione del modello per FastHenry e' una fase critica per la analisi elettromagnetica del package in esame, in quanto un modello scorretto o inaccurato puo' portare a risultati errati, anche nel caso in cui l'analisi a posteriori venga effettuata correttamente. Di questi problemi si parlera' in specifico nel capitolo 3.

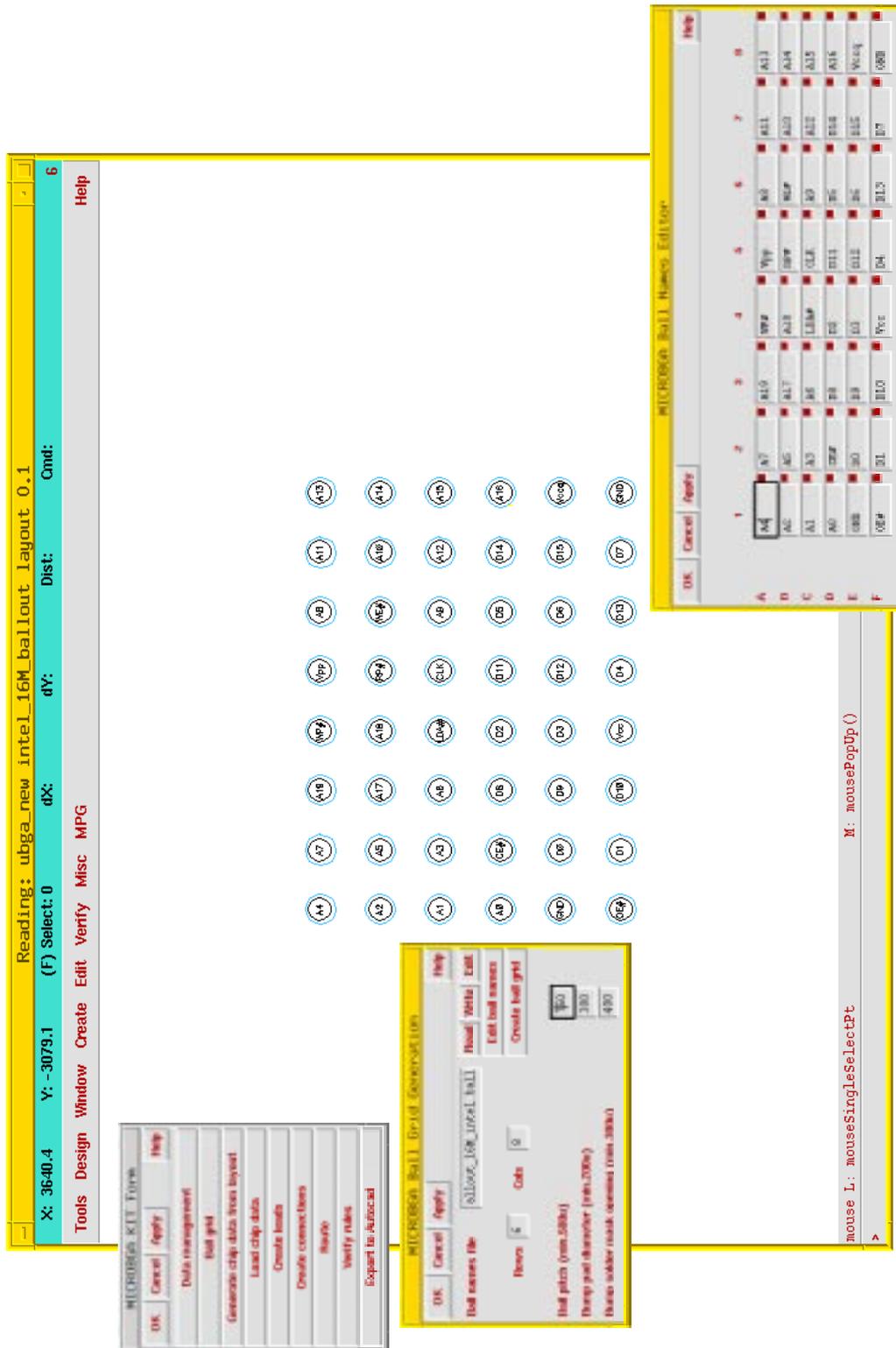


Fig. 2-5 Fase di creazione della matrice di balls.

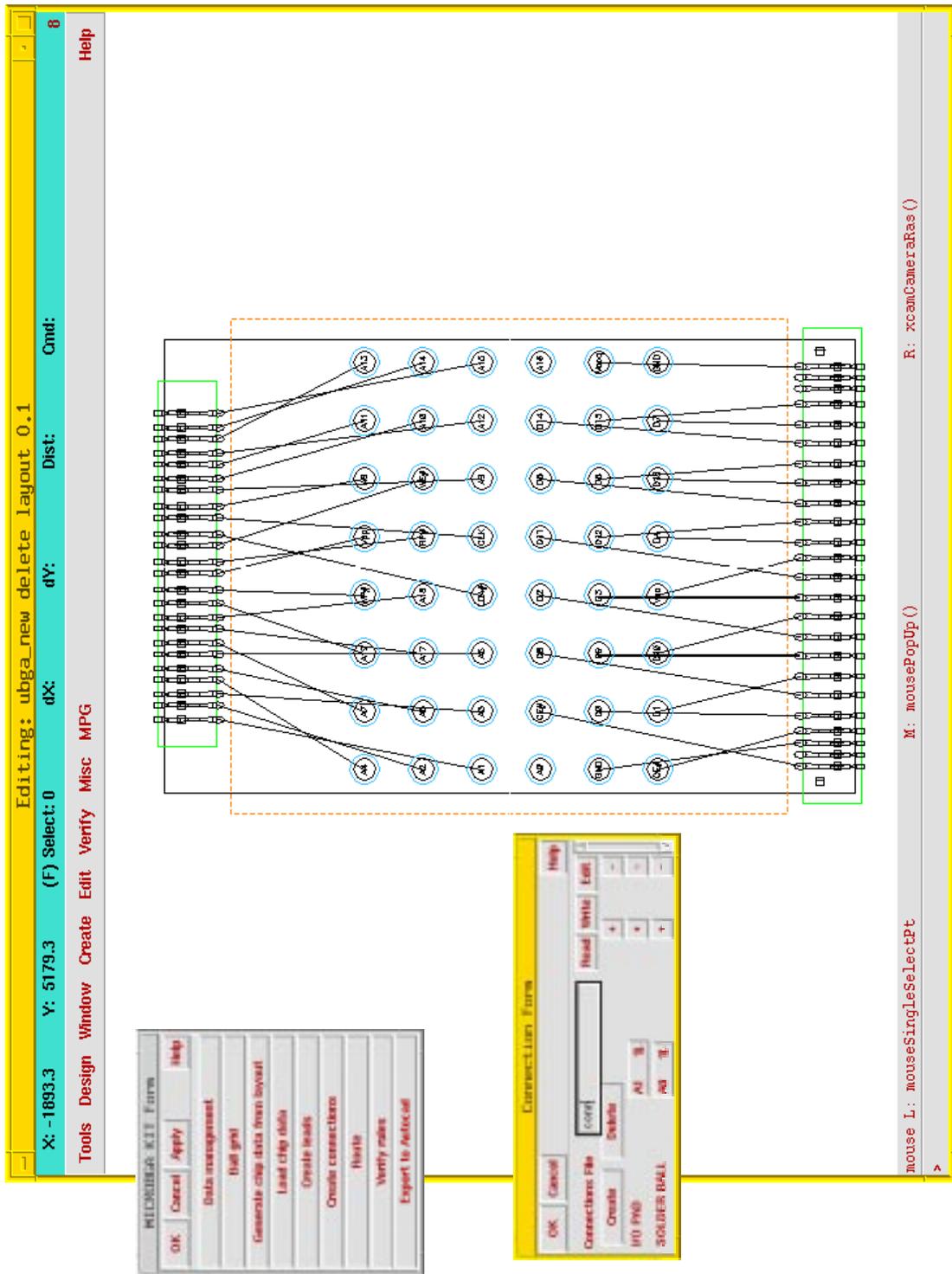


Fig. 2-6 Definizione della connettività'.

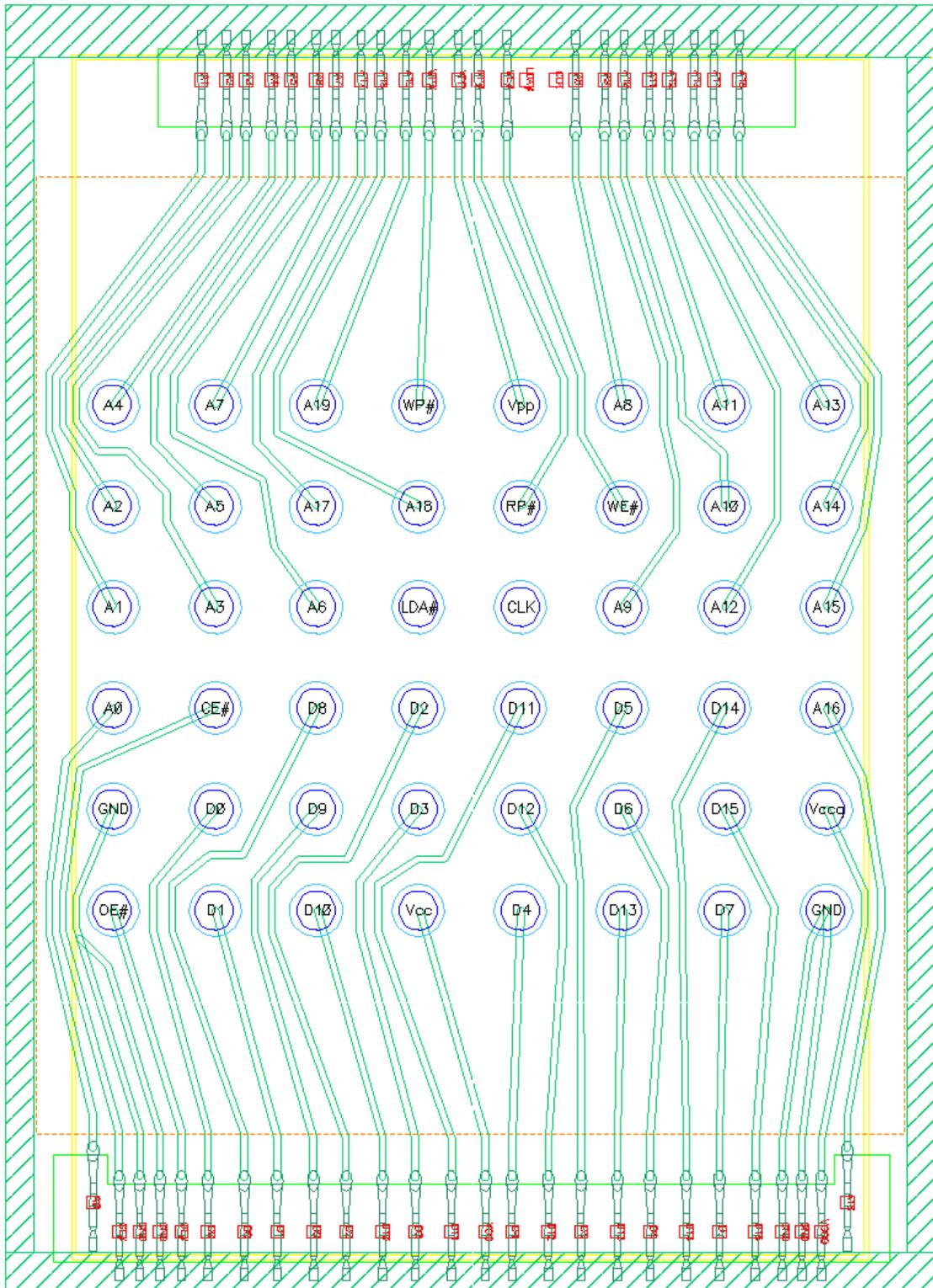


Fig. 2-7 Disegno delle tracce sul circuito flessibile di un package μ BGA destinato a contenere una memoria flash da 16Mbit.

2.6 I solutori di campo elettromagnetico

Per l'estrazione delle capacità e delle induttanze parassite da strutture conduttive tridimensionali, si è scelto di utilizzare due programmi sviluppati presso il Massachusetts Institute of Technology e di pubblico dominio: FastCap e FastHenry. Le ragioni della preferenza accordata a FastHenry e FastCap rispetto ad analoghi programmi sul mercato sono di ordine pratico: si è voluta verificare l'effettiva possibilità di utilizzare programmi validi e gratuiti, anche se con interfacce utente meno evolute, rispetto a costose alternative commerciali.

FastHenry e FastCap sono basati su algoritmi che consentono la riduzione di geometrie tridimensionali arbitrarie, anche complesse, in elementi circuitali a parametri concentrati (R , L , C) ad esse equivalenti. La complessità computazionale e la richiesta di memoria di FastHenry e FastCap crescono, a detta degli autori, solo linearmente con il numero di elementi di volume scelti per discretizzare i conduttori; approfondimenti su questo argomento si trovano in [5],[10],[37].

2.6.1 FastHenry

FastHenry è un programma in grado di calcolare le auto e mutue induttanze, nonché le resistenze, di conduttori di una struttura tridimensionale, in maniera dipendente dalla frequenza e sotto l'approssimazione magnetoquasistatica [3],[5],[16].

I dati di ingresso, che descrivono geometricamente la struttura e le frequenze a cui effettuare i calcoli, devono essere contenuti in un file. Questo file specifica ogni conduttore come una sequenza di segmenti rettilinei connessi tra loro in corrispondenza a nodi di collegamento. Ogni segmento ha una conducibilità finita e la forma di un parallelepipedo di cui possono essere specificate larghezza e una altezza. Un nodo è un punto in uno spazio 3D. La sezione di ogni segmento può venire divisa, a scelta dell'utente, in un numero arbitrario di filamenti paralleli, cioè di parallelepipedi di sezione più piccola, l'insieme dei quali forma il segmento stesso (figura 2-8); si assume quindi che ogni filamento porti una corrente uniforme.

In questo modo è possibile modellizzare effetti di alta frequenza sui segmenti; infatti, come visto al paragrafo 2.4, all'aumentare della frequenza la corrente non si distribuisce uniformemente lungo la sezione di un conduttore. Tuttavia è lecito supporre che, in regioni limitate della sezione, la corrente sia, agli effetti pratici, uniformemente distribuita. Quindi, potendo specificare una discretizzazione arbitraria dei volumi dei conduttori in filamenti, si agisce di fatto sulla accuratezza dei risultati, che sarà in genere tanto migliore quanto più fine è la discretizzazione scelta.

I risultati vengono forniti sotto forma di una matrice di Maxwell delle impedenze, cioè $\mathbf{Z}=\mathbf{R}+j\mathbf{L}$, dove le lettere in grassetto rappresentano matrici. I risultati possono essere quindi convertiti in elementi circuitali equivalenti tipo SPICE mediante un programma di utilità, fornito insieme a FastHenry; la rete così ottenuta, però, è valida solo per una

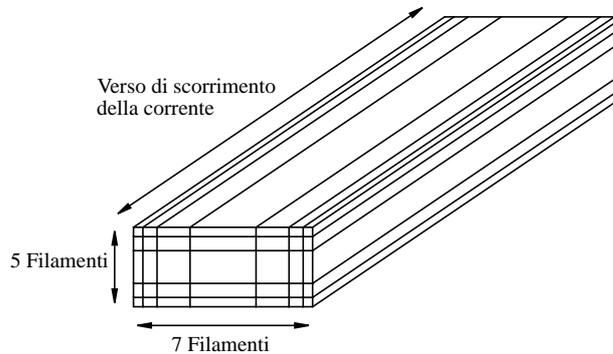


Fig. 2-8 Discretizzazione di un segmento in 35 filamenti

singola frequenza. Alternativamente, e' possibile generare, direttamente attraverso FastHenry, un circuito (sempre compatibile con SPICE) che modelli la dipendenza con la frequenza di resistenze e induttanze.

L'approccio classico, rispetto a cui FastHenry si distingue, e' il seguente: nota la risposta in frequenza, viene usata una FFT o una trasformata di Laplace inversa per ottenere una descrizione del comportamento nel dominio del tempo. Indi si applica una convoluzione (o altre tecniche similari) per ottenere la risposta temporale di un circuito.

La conversione da una descrizione nel dominio delle frequenze a una nel dominio del tempo e' necessaria, in quanto la caratterizzazione delle linee nel dominio delle frequenze e' in termini di funzioni irrazionali della frequenza stessa (si veda la trattazione degli effetti di alta frequenza al paragrafo 2.4). Di conseguenza, un generico simulatore circuitale (come SPICE), essendo basato sulla integrazione numerica di equazioni differenziali ordinarie, derivate da un circuito a parametri concentrati i cui elementi sono caratterizzati da funzioni razionali nel dominio della frequenza, non e' in grado di manipolare elementi caratterizzati da funzioni irrazionali.

E' possibile tuttavia trovare approssimazioni razionali di queste funzioni, almeno entro un intervallo fissato di frequenza; in questo modo, si potra' agire unicamente nel dominio del tempo [21]. Seguendo un approccio simile, FastHenry e' in grado di generare dei modelli di ordine ridotto (ROM, Reduced Order Models) per il sistema in esame validi, in funzione dell'ordine scelto, fino a una certa frequenza massima [28],[16],[3].

2.6.1.1 Verifica della correttezza dei risultati

Prima di utilizzare FastHenry per il calcolo dei parassiti induttivi e resistivi del package in esame, si e' voluto verificare in una qualche misura la correttezza dei suoi risultati. A questo scopo si sono confrontati i valori di induttanza e resistenza, ottenuti con FastHenry per una linea a microstrip, con gli analoghi valori pubblicati in [19].

La struttura della microstrip e' mostrata in figura 2-9; in tabella 2-1 sono riportati i valori trovati mediante l'utilizzo di FastHenry in confronto a quelli pubblicati. L'accordo tra i dati, almeno per questo particolare caso, e' buono: i valori di induttanza hanno un errore massimo del 5%, i valori di resistenza del 2%, se si eccettua il caso a 10GHz, dove la discretizzazione non e' sufficientemente fine. Si e' ritenuto quindi che questa verifica, unitamente alle affermazioni degli autori, fosse una garanzia sufficiente del buon funzionamento del programma.

TABELLA 2-1. Resistenza e induttanza per unita' di lunghezza, rispetto alla frequenza, di una microstrip. I dati per la linea sono: $w=02.mm$, $h=0.1mm$, $g=2mm$, $t=10\mu m$, $\sigma=56MS/m$.

f [Hz]	Valori pubblicati in [19]		Valori calcolati con FastHenry	
	R' [Ω/m]	L' [nH/m]	R' [Ω/m]	L' [nH/m]
10.00k	9.630	431.9	9.821	433.3
100.0k	9.633	436.1	9.825	433.0
1.000M	9.946	409.7	10.08	411.5
10.00M	11.43	320.2	11.42	336.3
100.0M	15.61	302.4	15.99	317.0
1.000G	41.54	293.0	41.78	307.6
10.00G	133.7	288.7	117.3	303.3

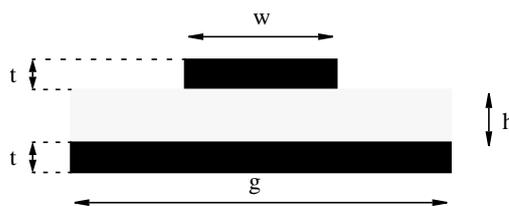


Fig. 2-9 Parametri geometrici della microstrip usata nelle simulazioni per la verifica della correttezza dei risultati di FastHenry.

2.6.2 FastCap

FastCap e' un software in grado di calcolare le auto e mutue capacita' di una struttura conduttiva tridimensionale immersa in un dielettrico, tenendo conto di eventuali discontinuita' in quest'ultimo [4],[10],[37].

Il file di ingresso specifica la discretizzazione delle superfici dei conduttori e delle discontinuita' sotto forma di pannelli triangolari o quadrangolari nello spazio. Siccome ad

ogni pannello di un conduttore e' attribuita una densita' di carica costante, risulta molto importante decidere quali debbano essere le dimensioni dei pannelli, al fine di ottenere risultati accurati. Si noti inoltre, per inciso, che il formato del file contenente i dati per FastHenry non e' compatibile con il formato richiesto da FastCap.

I risultati sono forniti sotto forma di una matrice di Maxwell delle capacita'; non e' attualmente implementato alcun modo per generare automaticamente un circuito equivalente.

Non si e' ritenuta necessaria alcuna verifica della correttezza dei risultati, oltre a quelle presentate nel manuale dell'utente di FastCap [4], in quanto esistono molte strutture geometriche i cui valori di capacita' sono calcolabili attraverso formule chiuse; di conseguenza, e' semplice verificare il buon funzionamento del programma.

2.7 Sviluppo di un programma di conversione dei dati da FastHenry a FastCap

Come accennato al paragrafo 2.6.2, i formati di ingresso dei dati richiesti da FastHenry e da FastCap non sono compatibili. Di conseguenza, e' in generale complicato ottenere sia i valori di induttanza che di capacita' associati ad una data struttura, in quanto e' necessario darne due differenti descrizioni.

Allo scopo di semplificare questa procedura, si e' sviluppato un programma per la conversione dei dati da FastHenry a FastCap, chiamato ConvertHenry. In questo modo, MiddleEarth si occupa di generare solo il modello per FastHenry, in quanto questo viene poi tradotto in un formato leggibile da FastCap da parte di ConvertHenry.

Sostanzialmente, ConvertHenry legge il file di dati per FastHenry e genera un certo numero di files per FastCap. In particolare, viene generato un diverso file per ogni porta terminale definita nel file di ingresso di FastHenry (cioe' per ciascun gruppo di conduttori di cui si voleva conoscere i valori di auto e mutua induttanza), piu' un ultimo file che contiene l'elenco dei nomi dei files generati e alcune altre informazioni, come i valori delle costanti dielettriche e gli spostamenti relativi all'origine delle posizioni delle strutture descritte.

Per fare cio', si immagazzinano i dati letti in una struttura a lista, doppiamente concatenata, i cui elementi sono allocati dinamicamente; ogni porta terminale da' origine ad un 'gruppo', cioe' ad un elemento della lista, che a sua volta contiene un puntatore ad

una lista di nodi, rappresentanti gli estremi dei segmenti dei conduttori elettricamente connessi alla porta. L'organizzazione delle liste e' mostrata in figura 2-10.

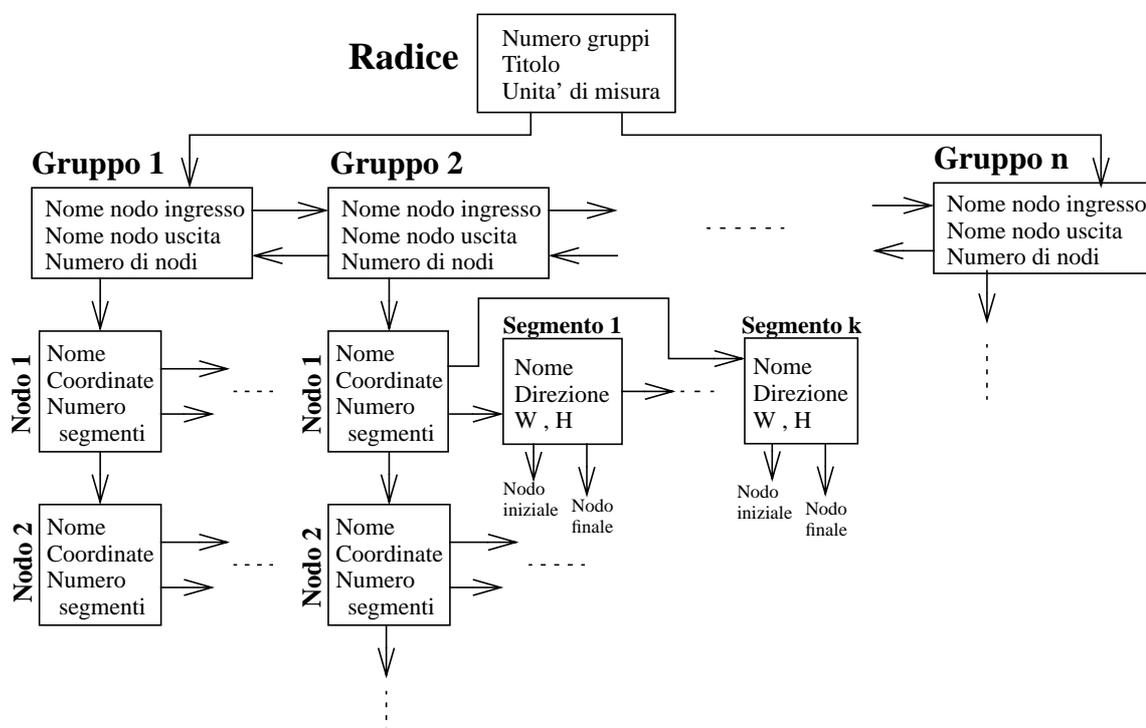


Fig. 2-10 Organizzazione in memoria dei dati letti dal file di ingresso di FastHenry

Una volta generata, la struttura dati viene letta e viene creato un file per ciascun gruppo, come spiegato. Questo file contiene la descrizione di ogni segmento sotto forma di pannelli quadrangolari. Il grado di discretizzazione dei segmenti viene specificato al lancio di ConvertHenry; inoltre, la discretizzazione di ciascuna faccia viene raffinata in vicinanza degli spigoli, in quanto e' li' che, per l'effetto delle punte, la carica tendera' a concentrarsi.

ConvertHenry possiede inoltre una opzione che consente il rimpiazzo di un qualsiasi segmento con una differente struttura la cui descrizione, nel formato di FastCap, sia contenuta in un file separato. Questa opzione e' stata usata, per esempio, per rimpiazzare i segmenti rappresentanti le balls con migliori approssimazioni di sfere, come si puo' vedere nelle figure 3-5 e 3-11.

La modellizzazione del package e i criteri di stima dei parametri

3.1 Introduzione

In questo capitolo si individuerà un modello elettromagnetico semplice e sufficientemente corretto delle strutture conduttive componenti il package, come tracce, terminali (leads) e sfere (balls). Il modello così ricavato serve a simulare il comportamento del package nelle diverse condizioni di utilizzo; per esempio, esso verrà usato nel prossimo capitolo per la analisi degli effetti indesiderati che hanno luogo a causa della presenza del package, come crosstalk e ground bounce.

Il modello presentato è semplice, cioè prende in considerazione solo le caratteristiche effettivamente importanti del comportamento del package, e sufficientemente corretto, cioè, nonostante le approssimazioni fatte, consente di non trascurare alcun aspetto rilevante di questo comportamento.

Nel caso in cui alcuni parametri siano, a priori, ignoti, come per esempio le caratteristiche circuitali dei buffer di ingresso e di uscita del chip incapsulato nel package, si cercherà di determinare il caso pessimo, senza però sovrastimare senza ragione gli effetti indesiderati; in questo modo i risultati hanno una valenza più generale.

La trattazione teorica che verrà presentata è divisa sostanzialmente tre parti:

1) Una fase introduttiva, consistente nei paragrafi 3.2 e 3.3, in cui si discuterà una serie di ipotesi necessarie per la trattazione successiva e si determinerà la struttura geometrica più adatta da analizzare mediante i solutori di campo.

Le ipotesi riguardano innanzi tutto i valori di induttanza. Infatti, nella attuale tecnologia μ BGA i parassiti non sono controllati dalla presenza di un piano di massa; non è quindi noto a priori il percorso della spira di corrente, dal quale dipenderanno i valori di

induttanza totale. E' indispensabile allora l'applicazione del concetto di induttanza parziale; grazie ad esso, si mostrera' che non considerare le porzioni incognite di questo percorso porta a valutazioni pessimistiche degli effetti indesiderati, tranne in alcuni casi particolari, che saranno evidenziati. Di conseguenza, e' possibile procedere nella analisi del package semplicemente trascurando l'assenza degli specifici tratti del percorso conduttivo.

Si prendera' poi in esame il grado di discretizzazione del modello geometrico tridimensionale da usare per le estrazioni dei parametri circuitali mediante FastHenry e FastCap. A questo proposito, si studiera' l'influenza del chip di silicio, considerato come piano conduttore, sulla induttanza delle tracce al variare della frequenza; in seguito a questo studio, si determinera' un valore di conducibilita' equivalente da attribuire al silicio per ottenere risultati realistici. Si dimostrera' inoltre come i valori di capacita' delle tracce e della matrice di sfere possano essere ricavati separatamente, allo scopo di velocizzare i tempi di calcolo, introducendo solamente un errore percentualmente piccolo.

2) Una seconda parte, costituita dai paragrafi 3.4 e 3.5, in cui si indagheranno differenti modelli elettromagnetici di una linea, allo scopo di determinare il modello piu' adatto a rappresentare circuitalmente le strutture conduttive del package μ BGA.

Innanzitutto, si mostrera' come sia inutile considerare modelli a parametri distribuiti tipo linea di trasmissione, in quanto da un lato i conduttori oggetto della analisi sono elettricamente corti alle frequenze di interesse, mentre dall'altro le ipotesi su cui si basa un modello di linea di trasmissione, cioe' sezione uniforme perpendicolarmente all'asse e percorso di ritorno ben definito, non sono applicabili al caso in esame.

Si mostrera' inoltre come nei casi pratici l'utilizzo di modelli a parametri concentrati consenta di trascurare i valori di capacita' dei conduttori, in quanto questi valori sono piccoli rispetto ai carichi capacitivi tipici delle linee in esame; questo a meno che, in realta', i conduttori non abbiano dimensioni confrontabili alla minima lunghezza d'onda. In questo caso diviene importante l'effetto delle discontinuita' lungo il percorso conduttivo, come ad esempio il passaggio da una traccia ad un terminale (lead), e non e' piu' possibile trascurare la capacita'. La discontinuita' verra' allora modellizzata facendo uso di almeno due stadi a parametri concentrati mutuamente accoppiati tra loro.

Si prendera' quindi in considerazione un modello dipendente dalla frequenza, in grado di rispecchiare gli effetti che hanno luogo in un insieme di conduttori al variare, appunto, della frequenza. Si dimostrera' come trascurare questi effetti porti ad una stima leggermente peggiorativa dei disturbi; di conseguenza, sara' preferibile utilizzare modelli indipendenti dalla frequenza, con il vantaggio di una minore complessita', grazie alla quale sara' possibile dare una visione piu' chiara dei meccanismi di crosstalk tra i conduttori in esame.

Infine, essendo di norma lecito ignorare, come detto, la presenza di auto e mutue capacita', il comportamento del package sara' influenzato sostanzialmente dai valori delle induttanze parassite dei conduttori; risulta quindi importante analizzare il comportamento di queste ultime. Si dimostrera' come alcune formule ricavate nel caso particolare di

conduttori cilindrici a sezione circolare siano applicabili con ottima approssimazione anche a conduttori a sezione rettangolare. Queste formule, data la loro semplicità, consentono di comprendere come si modifichi l'induttanza al variare delle dimensioni geometriche di un conduttore e, in particolare, quale sia l'andamento della mutua induttanza all'aumentare della distanza. Questo andamento, di tipo logaritmico, rende scarsamente efficaci i tentativi di disaccoppiare induttivamente due conduttori aumentandone la reciproca distanza.

3) Un'ultima parte, contenuta nei paragrafi 3.6 e 3.7, in cui si tratteranno i disturbi introdotti a causa della presenza del package, cioè sostanzialmente crosstalk e ground bounce. Per questa analisi si farà uso dei risultati ricavati nelle prime due parti.

Innanzitutto, si prenderà in esame il crosstalk. La letteratura in merito al problema di più linee di trasmissione mutuamente accoppiate è molto ampia; tuttavia, come premesso, le ipotesi alla base del modello di linea di trasmissione non sono valide nel caso di interesse. Per questo motivo si ricaverà da principio un sistema di equazioni che descrivono il comportamento di n linee a parametri concentrati mutuamente accoppiate, mostrando, sulla falsariga della trattazione nota per le linee di trasmissione, la presenza di n modi di eccitazione del sistema. Il vantaggio di questa nuova formulazione del problema è che risulta possibile dare una descrizione nel dominio del tempo del comportamento delle linee mediante formule chiuse, senza peraltro introdurre ipotesi semplificative a valle della trattazione, come invece risulta necessario nel caso di linee di trasmissione mutuamente accoppiate.

Le formule chiuse così ricavate sono immediatamente utilizzate per valutare l'effetto del crosstalk (o diafonia) sul capo vicino (paradiafonia) e sul capo lontano (telediafonia) delle linee adiacenti, analizzando il comportamento dei segnali digitali trasportati da queste linee al variare dei carichi imposti. Si individueranno così alcuni rapidi criteri di stima dei valori dei carichi da usare nelle simulazioni, allo scopo di determinare, almeno approssimativamente, i casi peggiori, senza la necessità di molte simulazioni del circuito equivalente.

Infine si prenderà in considerazione il ground bounce e si mostrerà la necessità di considerare l'effetto degli accoppiamenti mutui tra le tracce, sia per tenere conto della diafonia causata dalla vicinanza delle linee di alimentazione a linee di segnale da queste indipendenti, che per considerare correttamente le induttanze totali dei percorsi chiusi effettuati dalla corrente.

3.2 Ipotesi e problemi

Il problema principale della attuale tecnologia μ BGA è l'utilizzo di un singolo strato di metallizzazione utile per le connessioni. I parassiti, quindi, non sono controllati dalla presenza di un piano di massa, ma dipendono in maniera sostanziale dalla particolare configurazione di connessione alla piastra a circuito stampato. Per esempio, non è

possibile conoscere a priori l'induttanza totale di una traccia del package, in quanto parte del percorso della corrente non è noto ma dipende dal tragitto che essa compie esternamente al package stesso; l'esistenza di un piano di massa, invece, permetterebbe di specificare con maggiore esattezza il percorso di ritorno della corrente e di conseguenza il valore di questa induttanza.

Per poter fare delle considerazioni circa il comportamento magnetico del package è quindi indispensabile l'utilizzo del concetto di induttanza parziale. È allora opportuno soffermarsi brevemente sul suo corretto utilizzo. Infatti, è facile confondere, per esempio, l'induttanza di un filo rettilineo con una induttanza totale in quanto, ottenendo dal solutore di campo semplicemente un valore numerico per questa grandezza, si è portati ad adoperare un singolo modello di induttore per rappresentare circuitualmente questo elemento. In realtà, si necessiterà di almeno un secondo induttore per rappresentare il percorso attraverso cui la corrente si chiude lungo una spira (a meno che il filo non costituisca già di per sé un percorso chiuso, almeno approssimativamente, come la spira di un avvolgimento); è al pari indispensabile, inoltre, non trascurare la loro induttanza mutua parziale.

Si prendano in considerazione a questo proposito due casi, in cui una errata interpretazione del significato di induttanza parziale porta ad errori consistenti:

- a) Si immagini di avere una spira rettangolare, come in figura 2-2, dove però i lati 1 e 3 siano molto più lunghi dei lati 2 e 4. Si possono quindi trascurare, in prima approssimazione, le induttanze parziali dei lati corti; di conseguenza, se estraessimo i parassiti di questa struttura utilizzando una porta terminale per segmento, otterremmo una matrice di induttanze di dimensione 2×2 .

Se ora si considerassero solo gli elementi sulla diagonale principale come valori da utilizzare per le induttanze (per esempio in un simulatore circuitale), si potrebbe in teoria commettere un errore del 100%. Infatti, dal momento che le due induttanze sono collegate in serie e percorse dalla corrente in versi opposti (figura 3-1), l'induttanza totale equivalente è data da $L_{eq} = L_1 + L_2 - 2L_m = 2L - 2L_m$; ciò corrisponde al fatto che l'area totale racchiusa dalla spira è piccola se i lati 2 e 4 sono molto corti. Quindi, se l'accoppiamento fosse perfetto, l'induttanza totale della spira sarebbe nulla, anche se le singole induttanze parziali sono diverse da zero.

- b) Si consideri nuovamente uno spezzone rettilineo di filo lungo l e si supponga che la sua autoinduttanza parziale sia L . Se ora si prendesse un filo lungo il doppio, cioè $2l$, e ci si chiedesse quale fosse la sua autoinduttanza, si potrebbe essere portati intuitivamente a rispondere $2L$. In realtà questa induttanza è più del doppio della singola L , in quanto non è possibile trascurare, in generale, la mutua induttanza tra i due spezzoni di filo lunghi l che idealmente compongono il filo lungo $2l$. In questo caso, contrariamente al precedente, la mutua induttanza andrà a sommarsi alle auto induttanze, avendo la corrente sempre lo stesso verso: $L_{eq} = L + L + 2L_m = 2L + 2L_m$.

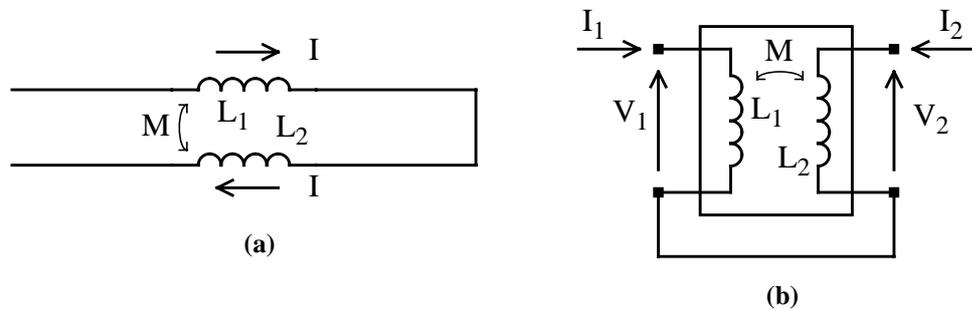


Fig. 3-1 Calcolo dell'induttanza totale di una spira. (a) modello equivalente della spira mediante scomposizione in induttanze parziali (b) calcolo dell'induttanza mediante il doppio bipolo equivalente.

Non e' quindi possibile definire una induttanza parziale per unita' di lunghezza, cosi' come non sarebbe possibile definire per il filo in questione una capacita' per unita' di lunghezza: infatti, si consideri lo spezzone di filo di lunghezza $2l$; si divida ora il filo in due parti lunghe l , le quali abbiano una capacita' verso l'infinito pari a C e una mutua capacita' pari a C_m . La capacita' di una di queste parti, presa singolarmente, rispetto all'infinito e' data dal parallelo della sua capacita' verso l'infinito, nel caso in cui siano presente il secondo segmento, e della serie tra la capacita' mutua C_m e la capacita' verso l'infinito del secondo segmento (come in figura 3-2), quindi $C_{eq} = C + \frac{CC_m}{C + C_m}$; viceversa, la capacita' del filo intero e' $2C$.

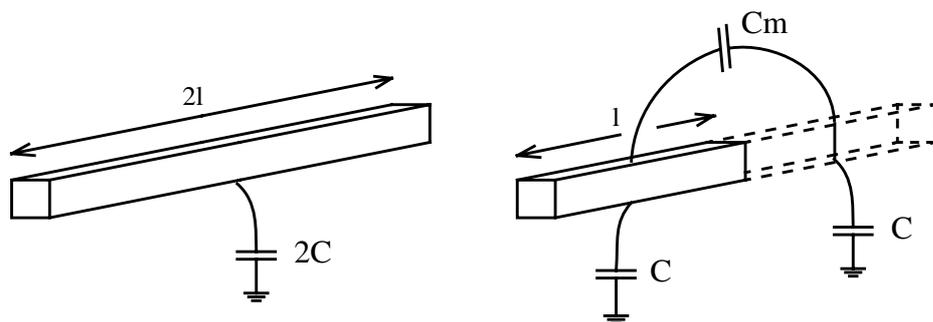


Fig. 3-2 Capacita' rispetto all'infinito di un filo rettilineo in funzione della sua lunghezza.

Si osserva quindi che la capacità del filo lungo $2l$ è meno del doppio della capacità delle due parti componenti. Tutto ciò è in accordo con il fatto che il prodotto di induttanza e capacità deve essere costante, in quanto legato dalla velocità della luce.

Nel caso di una linea di trasmissione, quindi, è possibile definire dei parametri per unità di lunghezza solo in virtù del fatto che vi è sempre un conduttore di riferimento che provvede al cammino di ritorno per la corrente; inoltre, è necessario che la geometria della struttura sia fissata, cioè non cambi lungo la sezione, cosa che è infatti richiesta dalle ipotesi (si veda il paragrafo 3.4.1).

È chiara, a questo punto, la difficoltà intrinseca nel formulare ipotesi circa l'induttanza: infatti, programmi come FastHenry calcolano una matrice di induttanze parziali ma, come visto, questi valori hanno senso solo come modo comodo di attribuire l'induttanza di una spira ai vari segmenti che la compongono. Di conseguenza, per poter ottenere dalle simulazioni effettuate dei risultati realistici, sarebbe necessario specificare per intero il percorso effettuato dalla corrente.

Nel caso del package μ BGA (e di molti altri tipi di package), sono note con certezza solo alcune parti di questo percorso, cioè quelle relative alle tracce (o alla generica struttura metallica che collega le piazzole del dispositivo in silicio con i piedini esterni); cosa accada al di fuori del package, o internamente al dispositivo, è però ignoto o troppo complesso da modellizzare in maniera semplice.

Sono allora necessarie alcune ipotesi arbitrarie per sopperire alla mancanza di informazioni. L'idea più naturale è pensare di considerare, semplicemente, solo le porzioni di cammino conosciute; questa idea va però valutata con cautela.

Si supponga quindi di avere una linea all'interno del package. Questa linea rappresenta solo una parte del percorso totale della corrente; nulla si è detto però circa a come questo percorso si chiuda. Di fatto, ciò corrisponde implicitamente a considerare trascurabile l'induttanza delle connessioni sul chip, del percorso di ritorno e di tutto ciò che sarà collegato alle tracce esternamente al package; inoltre, si sono considerati nulli anche gli accoppiamenti mutui tra questi elementi.

Fisicamente, si può immaginare una simile condizione nel modo seguente: i percorsi della corrente nel circuito integrato ed esternamente al package sono perpendicolari alle tracce in esame e molto lontani tra loro; per quanto detto al paragrafo 2.3, non vi sarà quindi mutua induttanza tra queste parti. Se inoltre l'auto induttanza di questi cammini è molto bassa rispetto alla auto induttanza delle tracce, per esempio perché i cammini nel circuito integrato sono corti ed esternamente al package l'anello si chiude con un lato di lunghezza minima, il contributo delle loro auto induttanze all'induttanza totale della spira è trascurabile. Infine vi è il quarto 'lato' dell'anello, cioè la traccia di alimentazione, che costituisce il cammino di ritorno e che può essere considerata parallela alle altre. Se essa è sufficientemente lontana, la mutua induttanza tenderà a zero; inoltre, se la auto induttanza di questo conduttore è piccola rispetto alle auto induttanze delle altre tracce, le assunzioni sono verificate.

Si nota immediatamente come almeno una di queste ipotesi sia, nel caso della tecnologia μ BGA, falsa; infatti, non possedendo il package un piano di massa o di alimentazione, l'auto induttanza delle tracce utilizzate a questo scopo e' sicuramente confrontabile con l'auto induttanza delle tracce di segnale. Inoltre, e' ragionevole supporre (e verra' verificato nel seguito) che la mutua induttanza tra queste strutture sia tutt'altro che nulla, anche semplicemente perche' puo' darsi, a priori, che le tracce di alimentazione passino proprio nel mezzo delle tracce di segnale.

Tuttavia, il fatto che le tracce di segnale e di alimentazione siano poste in prossimita' e' una condizione desiderabile, in quanto in questo modo l'area della spira risultante viene minimizzata e l'induttanza totale viene diminuita dalla mutua induttanza, come mostrato nel primo esempio all'inizio del presente paragrafo; e' quindi sicuramente peggiorativo considerare nullo questo accoppiamento.

Per quanto riguarda invece l'auto induttanza delle tracce di alimentazione, si osservi che esse costituiscono un tratto di percorso comune a piu' spire; di conseguenza, l'accoppiamento mutuo tra i segnali viene certamente aumentato. Si osservi pero' che questo accoppiamento e' dato dal fatto che, quando la tensione ai capi della traccia varia in seguito a iniezione di corrente, la variazione di tensione e' 'vista' anche da tutte le tracce che hanno in comune la stessa alimentazione.

Il seguente sistema descrive analiticamente il comportamento del doppio bipolo di figura 3-3, che rappresenta il caso di due segnali con una massa in comune:

$$\begin{aligned} V_1 &= s(L_1 + L_g)I_1 + sL_g I_2 \\ V_2 &= sL_g I_1 + s(L_2 + L_g)I_2 \end{aligned}$$

Si nota quindi come la matrice di induttanza $\begin{bmatrix} L_1 + L_g & L_g \\ L_g & L_2 + L_g \end{bmatrix}$ abbia degli elementi non nulli al di fuori della diagonale principale anche se si e' supposto che non esistessero accoppiamenti mutui tra le induttanze di figura 3-3.

Di fatto, questo comportamento e' esattamente il ground bounce, alla cui analisi e' stato dedicato il paragrafo 3.7.

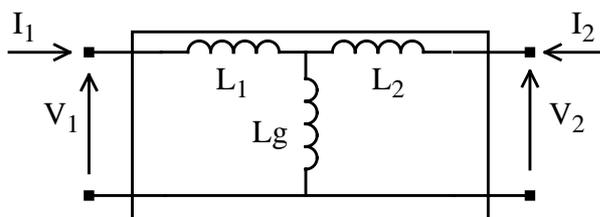


Fig. 3-3 Segnali con conduttore di massa in comune.

3.3 La discretizzazione

Come anticipato nei paragrafi 2.6 e 2.7, l'accuratezza dei risultati ottenibili dai solutori di campo elettromagnetico dipende fortemente dalla scelta del modello geometrico tridimensionale, come è ovvio. La scelta del modello geometrico comprende in sé, oltre alla decisione di quali elementi vadano effettivamente rappresentati o no (strati di dielettrico con differenti valori di permittività, piani conduttivi posti nelle vicinanze, ecc.), anche il grado di raffinatezza della discretizzazione. Si sono indagati quindi quali fossero i modelli geometrici per l'estrazione di induttanza, resistenza e capacità con miglior rapporto di accuratezza dei risultati / velocità di calcolo.

Per ciò che riguarda il modello per FastHenry, dal momento che induttanza e resistenza presentano un comportamento dipendente dalla frequenza, si è stabilita innanzi tutto la massima frequenza a cui è necessario risolvere le equazioni dei campi, in funzione dello specifico campo di applicazione del package, cioè nel caso particolare i sistemi digitali. Questa frequenza è stata stimata in 1,7GHz. In seguito si è studiato l'effetto della vicinanza di un piano conduttivo di spessore e conducibilità finita su resistenza e induttanza a frequenze diverse da zero, allo scopo di considerare la presenza del chip di silicio. Il modello finale è così costituito: le sfere non vengono rappresentate, in quanto il loro contributo induttivo e resistivo è trascurabile; le tracce, a cui è attribuita una conducibilità pari a quella del rame, sormontano un piano di massa ad esse non elettricamente connesso rappresentante il silicio sottostante e l'effetto del piano è di perturbare i valori di R ed L ad alta frequenza a causa delle correnti indotte in esso.

Per quanto concerne il modello per FastCap, si è innanzi tutto studiata la possibilità di ridurre il numero di strati dielettrici interposti tra la superficie del chip e le tracce di rame, mediante l'introduzione un unico strato di costante dielettrica relativa equivalente. Di conseguenza, il modello risultante è composto da un piano di massa di spessore infinitesimo, rappresentante la superficie del chip, sormontato da uno strato isolante di spessore finito immerso in aria; all'interno dello strato isolante si trovano le tracce, mentre le sfere vengono considerate appoggiate in superficie.

Si è quindi svolta una analisi che ha mostrato come i valori di capacità delle tracce di rame e della matrice di sfere possano essere ricavati separatamente; in questo modo la mutua capacità tra questi elementi vengono trascurate ma i tempi di calcolo si riducono.

3.3.1 Il modello per l'estrazione di resistenza e induttanza

Per prima cosa è necessario valutare la massima frequenza a cui è utile ricavare i valori di induttanza e resistenza.

La banda di interesse per segnali digitali è determinata non tanto dalla frequenza di clock (e quindi di trasmissione dei dati) quanto dai fronti di salita degli impulsi. Fronti tipici di segnali digitali sono nell'ordine di qualche nanosecondo. Per sicurezza, si è arrivati a considerare fronti di 200ps; infatti, nulla sappiamo a priori di chi piloterà le linee

in ingresso al nostro dispositivo. La larghezza di banda risulta quindi essere, approssimativamente, $0.35/200\text{ps} = 1.7\text{GHz}$, trovata facendo uso della relazione, valida per un sistema lineare a singolo polo, $t_r = \frac{0.35}{B}$, dove t_r e' il tempo di salita dal 10% al 90% del valore asintotico finale del segnale e B e' la banda. Si noti per inciso che la lunghezza d'onda alle frequenze d'interesse e' grande rispetto alle dimensioni geometriche delle strutture in esame, come richiesto dalla ipotesi di regime quasistatico.

Il modello utilizzato e' mostrato in figura 3-4. Si osservi che i piedini sferici sono stati rappresentati come cubi, di diagonale pari al diametro. Si ipotizza facilmente infatti che le sfere contribuiscano alla induttanza totale in maniera trascurabile e che quindi non sia necessaria una loro accurata modellizzazione. Per avere simulazioni veloci ci si e' limitati a considerare le due tracce evidenziate in figura 3-5, in quanto rappresentanti un caso generico. Le tracce sono lunghe circa 3mm, hanno una larghezza di $50\mu\text{m}$, uno spessore di $18\mu\text{m}$ e una conducibilita' specifica di $5.8 \times 10^7 [\Omega \cdot \text{m}]^{-1}$ pari a quella del rame. I risultati di una prima simulazione sono mostrati in figura 3-6.

Si osserva, a partire da circa 10MHz, una lieve diminuzione della induttanza e un aumento di quattro volte nella resistenza, coerentemente con quanto previsto qualitativamente dall'effetto pelle (si veda il paragrafo 2.4). La profondita' di penetrazione δ risulta infatti essere comparabile a meta' della larghezza ($25\mu\text{m}$) alla frequenza di 7MHz ed e' quindi circa da questa frequenza in poi che ci si aspetta di avere parametri sensibili a questo effetto. Si noti, per inciso, che si e' scelto di arrivare con le simulazioni fino a 10GHz.

Ora, per modellizzare correttamente l'effetto pelle, e' necessario scegliere accuratamente la discretizzazione dei conduttori di rame in modo tale che il filamento di sezione piu' piccola abbia dimensioni trasversali minori o comunque comparabili con il δ a quella frequenza. Nel nostro caso, $\delta \cong 0.7\mu\text{m}$, quindi rispetto alla larghezza di $50\mu\text{m}$ il filamento in questione dovra' essere 71 volte piu' piccolo.

Si e' deciso a questo punto di aggiungere un piano di massa circa $200\mu\text{m}$ sotto al piano delle tracce, per tenere conto della presenza del silicio. E' ragionevole supporre che a causa di cio' le conseguenze dell'effetto pelle vengano accentuate ad alte frequenze, mentre a basse frequenze, non presentando ne' il silicio ne' l'alluminio delle piste comportamento ferromagnetico, la presenza del piano (non contattato elettricamente) sia del tutto trascurabile.

Infatti, a queste frequenze il campo magnetico non viene perturbato dall'inserzione di un materiale con permeabilita' circa pari a quella del vuoto, mentre salendo in frequenza si inducono correnti nel conduttore passivo che tendono ad opporsi alle variazioni del campo.

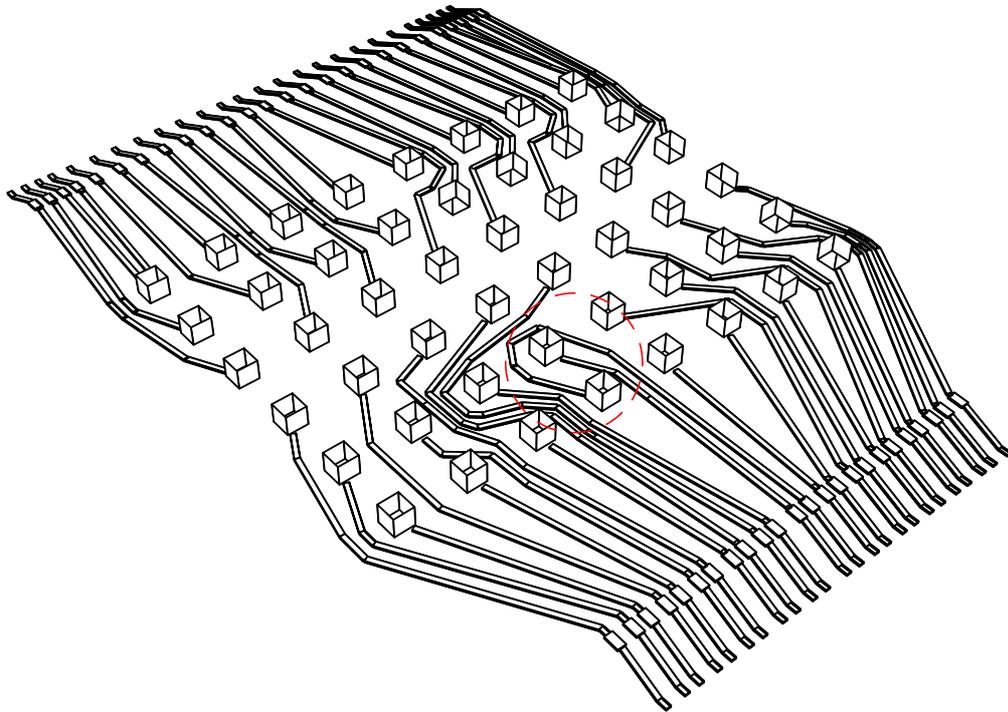


Fig. 3-4 Modello tridimensionale dei conduttori di segnale di un package μ BGA progettato per contenere una memoria flash da 16Mbit

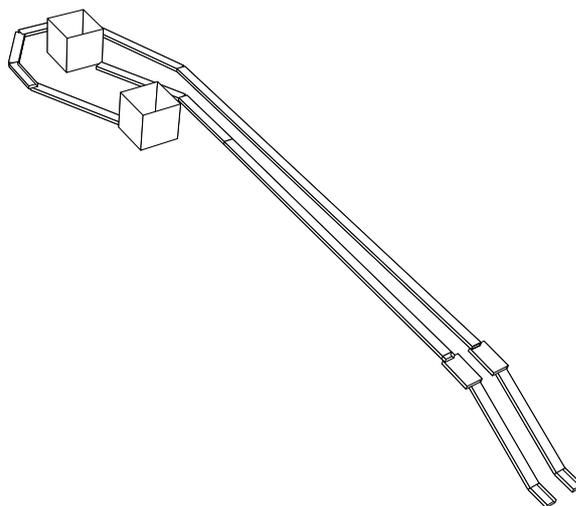


Fig. 3-5 Le due tracce scelte per le simulazioni

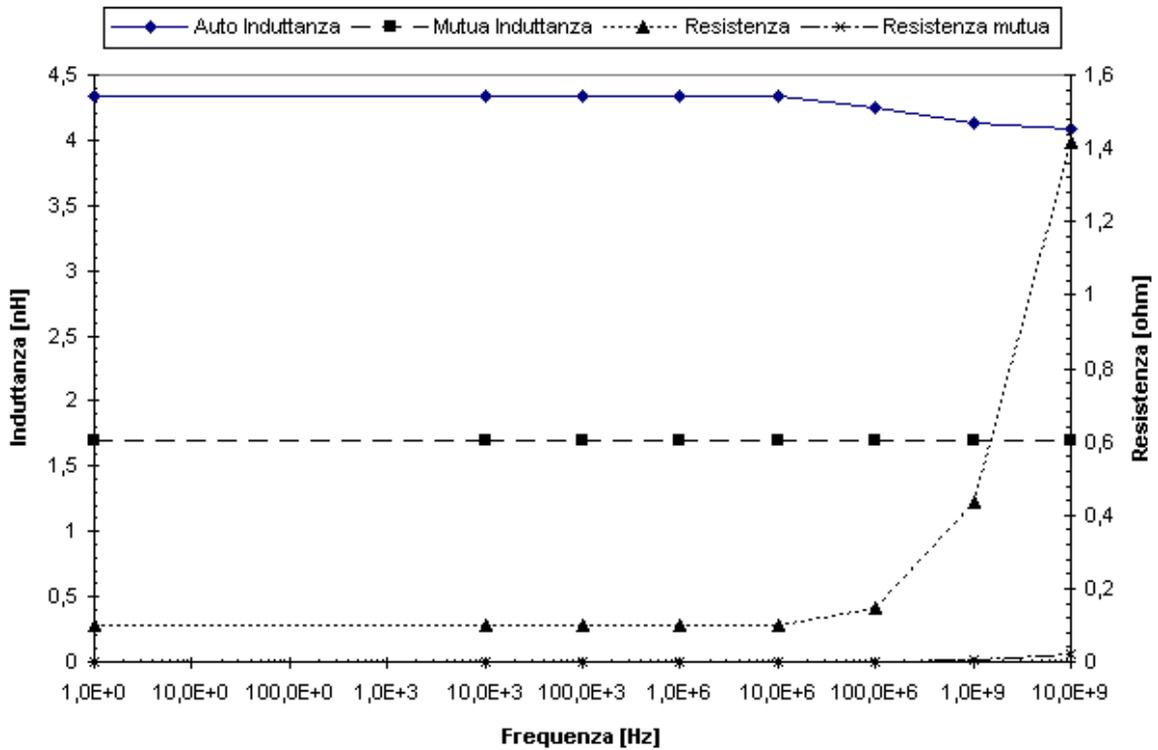


Fig. 3-6 Andamento della induttanza e della resistenza al variare della frequenza per una delle due tracce in esame.

Si consideri allora, per esempio, un filo rettilineo a sezione costante posto al di sopra di un piano di massa ideale di spessore infinito. Il piano di massa ideale e' un conduttore perfetto; quindi qualsiasi variazione nel tempo della corrente che scorre nel filo, per quanto lenta, genera una corrente indotta nel piano. E' possibile tenere conto dell'effetto del piano mediante il metodo delle immagini, sostituendolo quindi con un secondo filo in posizione simmetrica al primo rispetto alla superficie del piano di massa, come in figura 3-7.

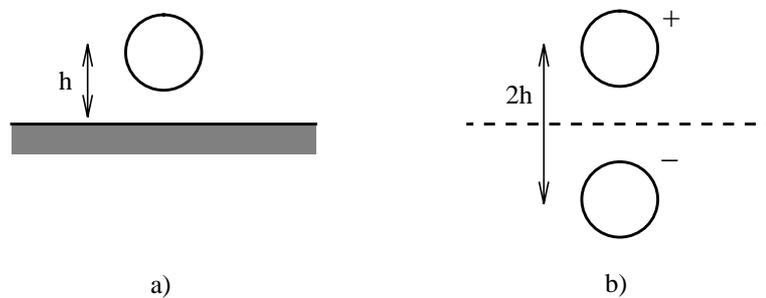


Fig. 3-7 Metodo delle immagini utilizzato per analizzare la variazione degli effetti di alta frequenza indotti da un piano di massa.

La corrente che scorre nel filo immagine e' uguale in modulo e opposta in verso alla corrente che scorre nel filo generatore del campo magnetico. Di conseguenza, ricordando che la tensione ai capi di una induttanza accoppiata e' data dalla relazione $V_1 = L \frac{\partial I_1}{\partial t} + L_m \frac{\partial I_2}{\partial t}$ e sapendo che nel caso in questione $I_2 = -I_1$, si ottiene $V_1 = (L - L_m) \frac{\partial I_1}{\partial t}$. L'induttanza equivalente $L_{eq} = L - L_m$ e' quindi minore della induttanza L della linea in assenza del piano di massa.

Si consideri ora il termine resistivo. E' opportuno innanzi tutto dare una spiegazione del significato fisico di resistenza mutua, il cui andamento, nel caso delle due tracce considerate, e' mostrato assieme agli altri in figura 3-6. Questo termine puo' lasciare perplessi, in quanto non si e' ipotizzata la presenza di alcun dielettrico di conducibilita' finita tra i conduttori che ne giustifichi la presenza.

Si ricordi pero' la trattazione svolta al paragrafo 2.4 circa gli effetti di alta frequenza, in particolare per cio' che riguarda l'effetto di prossimita'. Ad alta frequenza la corrente tende a portarsi verso la superficie del conduttore per effetto pelle; per questo motivo il termine di resistenza sulla diagonale principale sale. La corrente in un secondo conduttore posto nelle vicinanze tendera' a perturbare la distribuzione di corrente nel primo conduttore per effetto di prossimita'. Siccome esso ne perturba la distribuzione di corrente, sta di conseguenza cambiandone la resistenza efficace. In questo modo l'effetto deve essere visto come un termine resistivo fuori dalla diagonale principale, cioe' una resistenza mutua.

L'esistenza di correnti immagine, cioe' di un piano di massa ideale, fara' quindi variare per effetto di prossimita' anche le auto e mutue resistenze dei conduttori.

Il substrato di silicio, tuttavia, non puo' essere considerato un piano conduttore ideale, in quanto presenta una conducibilita' finita, dipendente dal drogaggio. Gli effetti che influenzano la propagazione di un segnale in una struttura di tipo MIS (Metallo-Isolante-Semiconduttore, dove l'isolante e' costituito da SiO_2 ; si veda la figura 3-8) sono ben noti

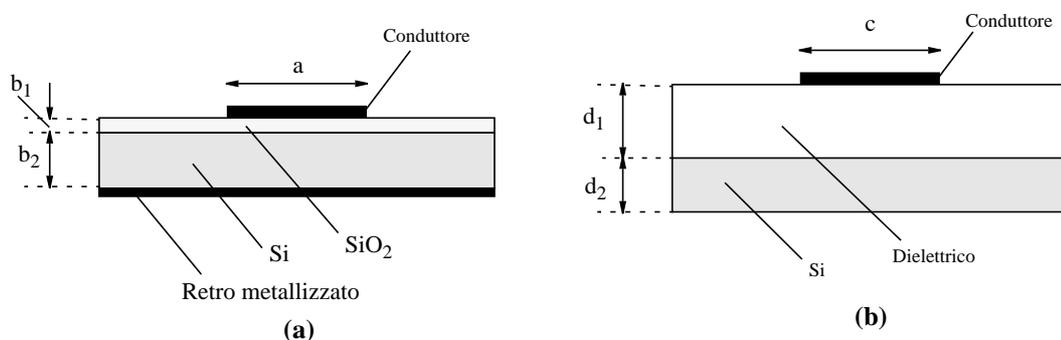


Fig. 3-8 Geometria (a) di una struttura MIS (Metallo-Isolante-Semiconduttore) e (b) della sezione di un package μBGA .

[38],[39]. In pratica, il substrato presenta differenti comportamenti in funzione della resistività del semiconduttore e della frequenza di operazione; si distinguono allora tre casi:

- 1) Il prodotto di frequenza e resistività è abbastanza grande da produrre piccole perdite dovute alle correnti parassite nel substrato. Il substrato si comporta allora come un dielettrico e la linea può allora essere trattata come una comune microstrip caricata con un dielettrico a due strati.
- 2) Il prodotto di frequenza e conducibilità del substrato è abbastanza grande da portare a una piccola profondità di penetrazione del campo nel silicio. In questo caso il substrato agisce come un piano conduttore con perdite e la linea può essere considerata come una microstrip su un 'piano di massa' imperfetto fatto di silicio.
- 3) Quando la frequenza non è così alta e la resistività è moderata, il substrato non presenta alcuno dei due comportamenti sopra menzionati e si instaura un particolare modo di propagazione denominato 'slow-wave'. Questo modo può essere considerato come il limite di 'semiconduttore' del substrato, in contrasto ai due precedenti limiti 'dielettrico' e 'metallico'.

Le caratteristiche del modo di propagazione 'slow-wave' sono legate strettamente alla struttura geometrica del sistema MIS, in particolare al fatto che lo spessore dello strato di SiO_2 è molto inferiore allo spessore del substrato di silicio. Infatti, l'energia magnetica media contenuta nella guida d'onda è uguale alla energia elettrica media immagazzinata nello strato di ossido, tuttavia la prima è immagazzinata principalmente nello strato di silicio, a causa del fatto che $b_1 \ll b_2$ (figura 3-8). La velocità di propagazione del campo quindi diminuisce (da cui il nome del modo, 'slow-wave', cioè onda lenta) a causa del trasferimento di energia attraverso l'interfaccia.

La struttura geometrica della sezione del package μBGA , però, è differente, in quanto lo strato di dielettrico non è costituito solamente dal sottile ossido superficiale, ma dall'intero spessore dell'elastomero e del circuito flessibile; inoltre, la superficie del silicio è ricoperta da una densa griglia di linee di alluminio e non vi è una metallizzazione sul retro del substrato. È interessante allora indagare come si modificano R e L al variare della conducibilità del substrato; sembra però ragionevole poter escludere, almeno in prima approssimazione, la presenza di effetti di 'slow-wave'.

Ora, la regione 'vista' dalle tracce è principalmente attiva e, come detto, ricoperta da vari livelli di metallizzazioni. È logico quindi supporre una discreta conducibilità dell'insieme. Si è allora analizzata la sensitività di R ed L al variare di questo parametro come da figura 3-9.

In questa simulazione non si sono utilizzate le due tracce di figura 3-5 bensì, per semplicità, due tracce parallele lunghe 4mm, con spessore e larghezza sempre di $18\mu\text{m}$ e $50\mu\text{m}$, poste $212\mu\text{m}$ sopra ad un piano di massa spesso $200\mu\text{m}$.

Si può notare come gli effetti di alta frequenza tendano a far aumentare particolarmente la resistenza quando la conducibilità del substrato si aggira intorno ai 100 Siemens per metro, mentre l'induttanza mantiene un andamento monotono.

Infatti, per la frequenza di 10GHz, la profondita' di penetrazione δ risulta essere comparabile con lo spessore del substrato per conducibilita' dello stesso di $100 [Sm^{-1}]$. Quindi, finche' δ risulta essere molto maggiore dello spessore, il piano di massa (passivo) si comporta come un isolante e la sua presenza e' trascurabile.

Quando invece il valore di δ si riduce ad alcune centinaia di micron, le tracce iniziano a risentire della presenza del substrato. Infine, all'aumentare della conducibilita', il conduttore diviene sempre piu' 'perfetto' e la corrente tende a scorrere un uno strato molto sottile in superficie; si giunge cosi' ad un andamento asintotico dei parametri gia' per $\sigma = 1 \times 10^5 [Sm^{-1}]$, quando δ vale circa $16 \mu m$.

Naturalmente si riscontra un andamento simile della induttanza e della resistenza anche a frequenze inferiori, tuttavia, in accordo con la (2.29), la variazione di questi parametri avviene a valori di σ sempre maggiori al diminuire della frequenza. E' ovvio inoltre che per poter apprezzare questi effetti in maniera quantitativa e' importante attribuire al piano di massa una corretta discretizzazione nel senso dello spessore. Se ora si considera un substrato piu' spesso (valori tipici sono compresi tra 200 e $400 \mu m$) si intuisce facilmente dalla precedente discussione che tutti questi effetti si manifesteranno a conducibilita' piu' basse e saranno maggiormente marcati.

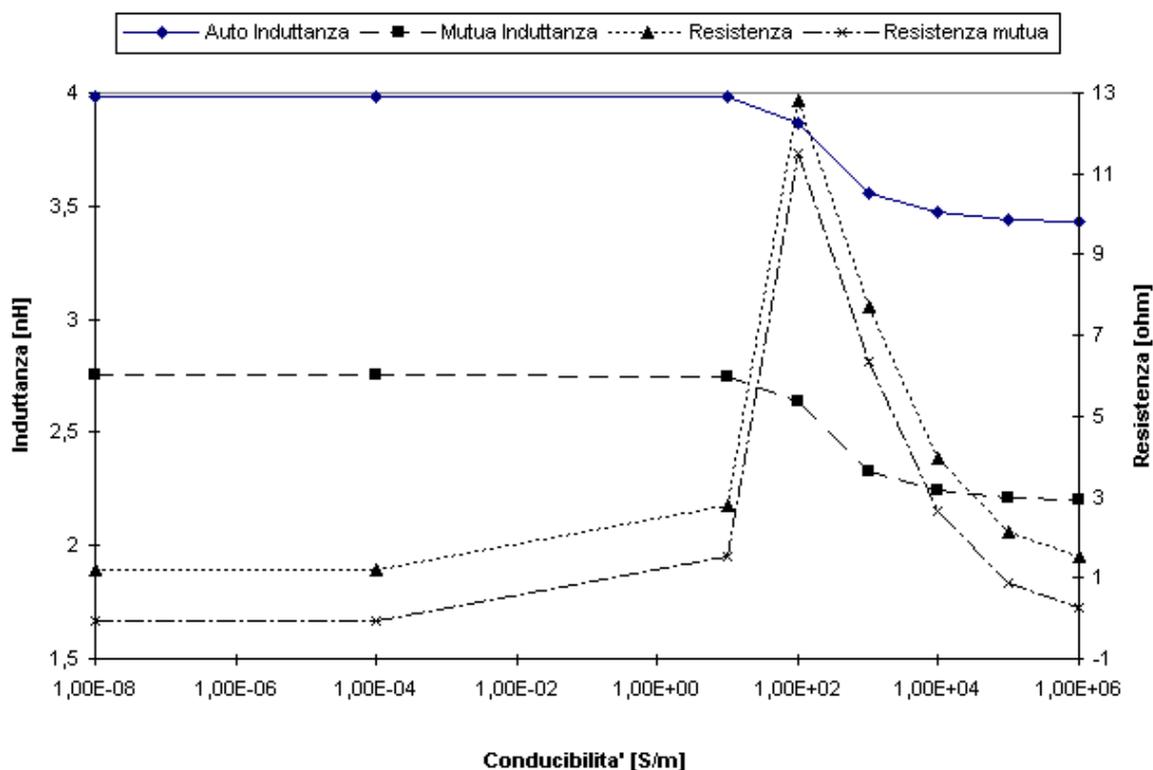


Fig. 3-9 Andamento di R ed L ad alta frequenza (10GHz) al variare della conducibilita' del substrato.

Si e' cosi' arbitrariamente supposto per il substrato uno spessore di $300\mu\text{m}$ e una σ di $10000 [\text{Sm}^{-1}]$, corrispondente ad un livello di drogaggio di tipo n di circa $5 \times 10^{17} [\text{cm}^{-3}]$.

Infatti, diminuendo la conducibilita', ci si sposterebbe verso una zona improbabile rispetto alle ipotesi fatte; invece, aumentandola ulteriormente, i valori di induttanze e di resistenze ad alta frequenza rimarrebbero costanti in quanto avrebbero gia' raggiunto l'andamento asintotico, mentre a media frequenza (100MHz), trovandoci in piena zona di transizione, scenderebbero ancora. Quindi la scelta $\sigma = 10000 [\text{Sm}^{-1}]$ si accorda con una analisi di caso pessimo, in quanto sara' preferibile sovrastimare gli effetti induttivi.

Si potrebbe obiettare pero' che la conseguente sovrastima degli effetti resistivi porterebbe ad un piu' rapido smorzamento dei transitori LC. Tuttavia si osservi che anche il termine di resistenza mutua risulta sovrastimato; si avra' quindi un accoppiamento maggiore tra le linee, argomentazione coerente con il tipo di analisi che si vuole condurre.

Si e' ora provato a rimuovere le sfere; come previsto, la differenza nei risultati e' stata scarsa, inferiore alla accuratezza dichiarata del simulatore (1%). Inoltre, la convergenza dell'algoritmo risulta essere molto migliorata; infatti, FastHenry calcola i termini induttivi mediante una espansione in serie di multipoli, di conseguenza il calcolo di accoppiamenti deboli richiede un ordine di espansione elevato per garantire la correttezza dei risultati [5]. In questo caso pero', essendo le induttanze delle sfere trascurabili, non e' importante valutare esattamente i termini ad esse relativi, cosa che allunga solamente i tempi di calcolo.

3.3.2 Il modello per l'estrazione della capacita'

Innanzitutto si consideri la creazione del modello geometrico tridimensionale ottenibile attraverso ConvertHenry, il programma di conversione dei dati da FastHenry a FastCap presentato al paragrafo 2.7.

ConvertHenry permette di specificare quale sia il passo massimo di discretizzazione in pannelli quadrangolari delle facce dei segmenti definiti nel file di ingresso a FastHenry. Un passo di $100\mu\text{m}$ e' ottimale per il problema trattato, come si e' verificato con alcune simulazioni. I piedini cubici, inoltre, vengono automaticamente sostituiti da sfere grazie alla opzione della interfaccia di conversione che consente il rimpiazzo di un qualsiasi segmento con una struttura arbitraria, la cui descrizione sia contenuta in un file a parte; viene inoltre aggiunta, sotto alla sfera, la piazzola di metallo su cui essa poggia.

Resta ora da definire il ruolo del dielettrico e l'importanza relativa delle tracce e delle sfere per cio' che riguarda il calcolo delle capacita'; potrebbe sembrare ragionevole, per esempio, ritenere l'accoppiamento tra traccia e sfera scarso rispetto alle loro capacita' verso l'infinito; in questo modo sarebbe possibile trattare separatamente il problema della matrice (regolare) di sfere e delle tracce (le quali, invece, hanno percorsi non simmetrici e non prevedibili a priori).

Una sezione del package con indicate le caratteristiche dei dielettrici e' mostrata in figura 3-10. Si noti che le tracce, finche' viaggiano sullo stesso piano, sono circondate

dalla pellicola plastica di protezione (soldermask), mentre quando si piegano a formare il terminale (non mostrato in figura 3-10) sono immerse in una resina incapsulante.

Per ottenere un ordine di grandezza dei valori capacitivi, si e' iniziato simulando semplicemente le due tracce con relative sfere senza piazzola metallica in un mezzo omogeneo di costante dielettrica pari a 3.3. I risultati, sotto forma di matrice di Maxwell delle capacita', sono mostrati in tabella 3-1.

TABELLA 3-1. Capacita' delle tracce in esame

	Traccia 1	Traccia 2
Traccia 1	308.2 fF	-179 fF
Traccia 2	-179 fF	260.8 fF

Gli strati isolanti circostanti e sottostanti alle tracce hanno proprieta' dielettriche simili, come evidenziato in figura 3-10. Sembra quindi logico poter assumere la presenza di un unico mezzo omogeneo indefinito di costante dielettrica equivalente. Tuttavia, da varie prove fatte, e' risultato che il contributo dell'interfaccia solder mask - aria non puo' essere trascurato, in quanto l'errore commesso risulterebbe superiore al 20%.

Si e' quindi deciso di utilizzare una struttura composta da un piano di massa (di spessore infinitesimo) posta sulla superficie del silicio, su cui poggia uno strato omogeneo di dielettrico in cui sono 'annegate' le tracce. Questo strato isolante ha uno spessore di 262 μ m, dopodiche' e' sostituito da aria, mezzo in cui sono immerse le sfere. Resta a questo punto da determinare la permittivita' equivalente.

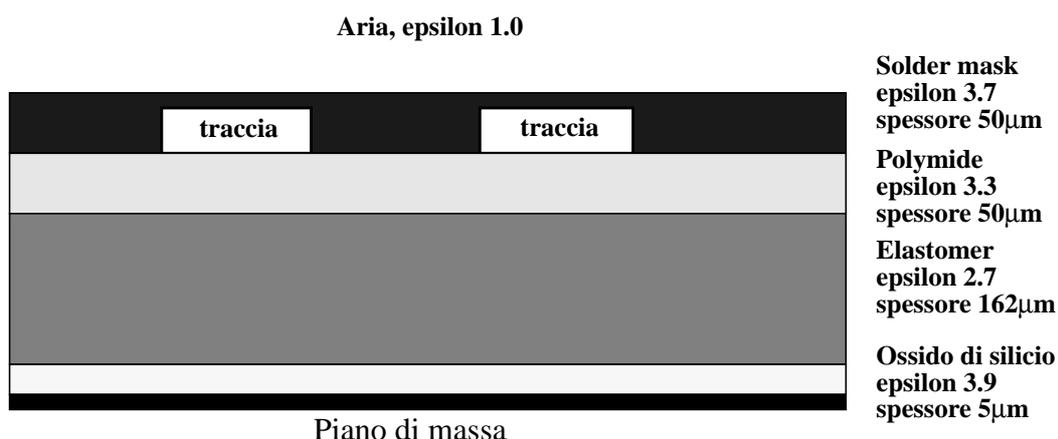


Fig. 3-10 Sezione del package μ BGA con evidenziate le costanti dielettriche degli strati componenti (non in scala).

Una possibile formula e'

$$\varepsilon_{eq} = \frac{h_{tot}}{\frac{h_1}{\varepsilon_1} + \frac{h_2}{\varepsilon_2} + \frac{h_3}{\varepsilon_3}} \quad (3.1)$$

dove h_1, h_2, h_3 sono le altezze, rispettivamente, degli strati dielettrici di permittivita' $\varepsilon_1, \varepsilon_2, \varepsilon_3$ e $h_{tot} = h_1 + h_2 + h_3$ e' l'altezza totale dell'insieme degli strati. Nel nostro caso si otterrebbe dalla (3.1) un valore di ε_{eq} pari a 2.97. Questo valore e' stato poi adattato mediante simulazioni accurate della intera struttura ottenendo una costante dielettrica equivalente pari appunto a 3.3.

Una immagine del modello e' mostrata in figura 3-11.

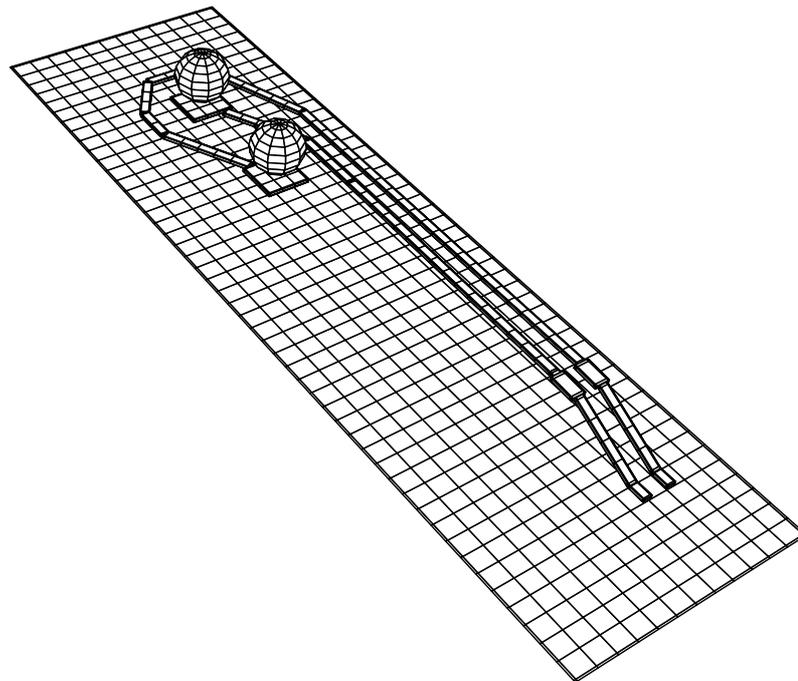


Fig. 3-11 Modello delle tracce usato nelle simulazioni con FastCap (la superficie di separazione dielettrico - aria e' stata rimossa per esigenze di visualizzazione).

Si e' ora analizzato se effettivamente tracce e sfere possano essere trattate indipendentemente. Si e' pertanto simulata nuovamente la stessa struttura ma in diverse configurazioni.

In una prima simulazione sfere e tracce sono state considerate come elementi distinti. Si e' cosi' ottenuta una matrice 4x4; queste capacita' sono rappresentate in figura 3-12.

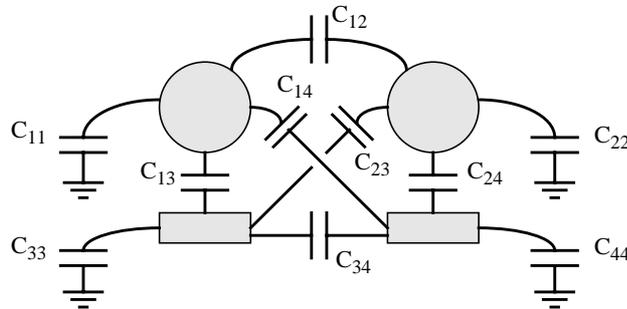


Fig. 3-12 Le capacita' di una struttura composta da due tracce e due sfere.

Sono state effettuate inoltre altre quattro simulazioni su strutture parziali, rappresentate nelle figure 3-13a, b, c e d, con i rispettivi valori.

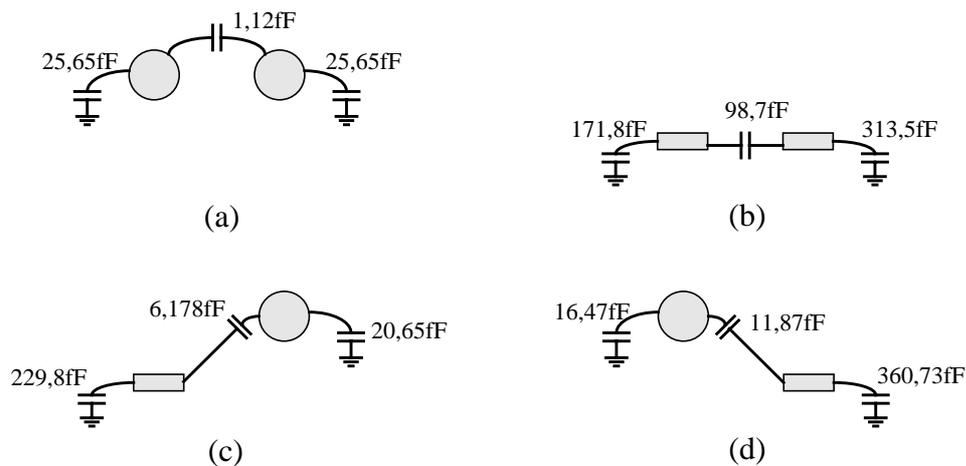


Fig. 3-13 Capacita' tra conduttori appartenenti a strutture parziali

Ora: la capacita' mutua reale tra le due tracce, comprese le sfere, e' data dalla seguente espressione:

$$C_m = C_{12} + C_{34} + C_{14} + C_{23}$$

Se ora si decide di approssimare questa quantita' con la somma dei contributi evidenziati in figura 3-13, si ottiene una stima per eccesso della capacita' mutua:

$$C'_m = C_{12} + C_{34} + K_1 + C_{14} + C_{23} + K_2$$

Infatti, si osservi per esempio come e' formata la capacita' tra le due sfere di figura 3-13a. Se si dovesse calcolare il valore di questa capacita' a partire dalle informazioni di figura 3-12, si dovrebbe ricavare una rete equivalente eliminando i due nodi corrispondenti alle tracce, come mostrato schematicamente in figura 3-14.

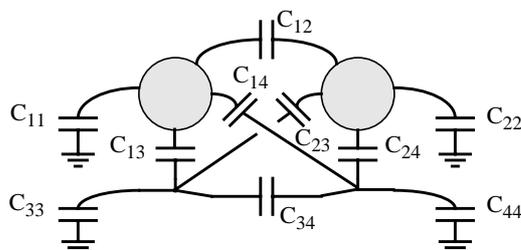


Fig. 3-14 Capacita' tra le sfere in funzione delle capacita' tra i quattro conduttori di figura 3-12. I due nodi non rappresentanti le sfere devono essere semplificati.

Questo e' possibile con semplici trasformazioni triangolo-stella. Il risultato in generale sara' l'aver trovato 3 capacita' equivalenti in parallelo rispettivamente a C_{11} , C_{12} , C_{22} . Di conseguenza, le 'nuove' C'_{11} , C'_{12} , C'_{22} saranno piu' grandi di C_{11} , C_{12} , C_{22} ; la stessa argomentazione puo' essere ripetuta per ciascuno dei casi di figura 3-13.

Una spiegazione intuitiva del fenomeno e' che, quando un nuovo conduttore viene avvicinato ad un sistema preesistente di conduttori, introduce una perturbazione del campo elettrico, tendendo a sottrarre linee di campo per formare le proprie capacita' mutue. Di conseguenza, sia le mutue capacita' che le capacita' verso l'infinito della struttura precedente risultano diminuite. Il contrario avviene quando un conduttore viene allontanato. E' quindi chiara la provenienza dei termini K_1 e K_2 , pur senza averli calcolati esplicitamente.

Infine, si consideri la stima che si farebbe di C_m nel caso in cui si prendessero in considerazione solo i casi a e b di figura 3-13:

$$C''_m = C_{12} + C_{34} + K_1$$

E' difficile quindi capire se questa seconda stima sia approssimata per difetto o per eccesso. Possiamo pero' dire che, se $K_1 \approx C_{14} + C_{23}$, la stima sara' circa corretta; oppure, se $K_1, C_{14}, C_{23} \ll C_{12} + C_{34}$, l'errore commesso sara' piccolo indipendentemente dai valori di K_1, C_{14}, C_{23} . Le ipotesi corrispondono dunque a questo secondo caso.

Si valutino ora numericamente queste quantità'. Per le due tracce in esame, le capacità sono riassunte in tabella 3-2.

TABELLA 3-2. Matrice delle capacità', come indicate in figura 3-12.

	Sfera 1	Sfera 2	Traccia 1	Traccia 2
Sfera 1	9,381 fF	0,738 fF	19,52 fF	6,641 fF
Sfera 2	0,738 fF	9,219 fF	3,133 fF	21,44 fF
Traccia 1	19,52 fF	3,133 fF	166,62 fF	94,53 fF
Traccia 2	6,641 fF	21,44 fF	94,53 fF	307,2 fF

Quindi, servendosi anche dei dati di figura 3-13, si ha che $C_m = 105,04 fF$, $C'_m = 117,86 fF$, $C''_m = 99,8 fF$. Si nota così che, correttamente, $C'_m > C_m$. Si trova ora $K_1 = C''_m - (C_{12} + C_{34}) = 4,53 fF$ e $K_2 = C'_m - C''_m - (C_{14} + C_{23}) = 8,29 fF$. Entrambe le ipotesi di correttezza di C_m sono verificate, in quanto $4,53 \approx 6,641 + 3,133$ e comunque $4,53, 6,641, 3,133 \ll 0,738 + 94,53$; infatti, $C''_m \approx C_m$. Di fatto, è sufficiente che la capacità tra una sfera e la traccia opposta sia piccola rispetto alle capacità tra le tracce e tra le sfere.

Semberebbe quindi possibile considerare sfere e tracce separatamente. Tuttavia, si valuti ora la stima che verrebbe fatta della capacità verso l'infinito di traccia e sfera. La capacità reale della traccia a sinistra è $C_1 = C_{11} + C_{33}$ mentre la capacità stimata è $C'_1 = C_{11} + C_{33} + K$, per le ragioni sopra addotte. Ne consegue che il coefficiente di accoppiamento capacitivo $K_c = C_m / \sqrt{C_1 C_2}$ verrebbe sottostimato e non (come sarebbe preferibile in una analisi di caso pessimo) sovrastimato.

Ciononostante, un errore di questo tipo risulta del tutto trascurabile nella trattazione che si sta conducendo, come verrà provato nel paragrafo successivo; in ogni caso, se K è piccolo rispetto a C_{11} e C_{33} , l'errore introdotto non viene avvertito.

3.4 Modelli elettromagnetici di una linea

Si esamineranno in questo paragrafo diversi tipi di modelli circuitali per le strutture conduttive del package Tessera μBGA . In particolare, si sono considerati modelli a parametri concentrati, a parametri distribuiti, modelli in grado di rappresentare l'effetto di discontinuità e modelli dipendenti o indipendenti dalla frequenza.

Ogni modello è stato valutato rispetto al caso specifico in esame per capire se esso dia una rappresentazione corretta della realtà'. In funzione di questa analisi si è determinato che il modello con migliore compromesso tra semplicità e accuratezza è un modello a parametri concentrati, indipendente dalla frequenza, che consideri solamente le auto e mutue induttanze di tracce e terminali (leads). Naturalmente, possono esistere casi particolari in cui sia necessario raffinare questo modello; in ogni caso, sia la loro

individuazione che la modifica del modello sono possibili grazie alle tecniche qui descritte.

3.4.1 Modelli a parametri concentrati e modelli a parametri distribuiti

Essendo le dimensioni geometriche della struttura relativamente piccole rispetto alla lunghezza d'onda della massima frequenza di interesse, sembra possibile l'utilizzo di modelli a parametri concentrati.

Infatti, supponendo una frequenza di 5Ghz e una costante dielettrica del mezzo pari a 4, si ottiene $\lambda = c/(f\sqrt{\epsilon_r}) = 3,0 \text{ cm}$ (dove c e' la velocita' della luce nel vuoto, f la frequenza ed ϵ_r la costante dielettrica relativa) mentre le dimensioni tipiche delle tracce di un package μ BGA non superano qualche millimetro. Un modello a parametri concentrati comune e molto semplice e' il modello Γ -inverso mostrato in figura 3-15.

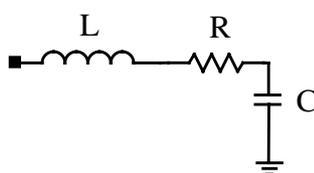


Fig. 3-15 Modello Γ -inverso a parametri concentrati

Per verifica e a giustificazione di quanto affermato, si sono confrontati i risultati ottenuti mediante il modello a parametri concentrati con un modello a parametri distribuiti (linea di trasmissione). Nel fare cio' si deve pero' essere consci di quali siano le differenti ipotesi sotto le quali ci si sta muovendo.

Nel caso di una analisi di tipo TEM della linea, si suppone che il sistema di conduttori e dielettrici sia uniforme lungo un asse e che quindi una qualsiasi sezione perpendicolare a questo asse presenti sempre la stessa configurazione geometrica. Si suppone inoltre che le dimensioni trasversali della linea siano piccole rispetto alla lunghezza d'onda di interesse e che le componenti longitudinali del campo elettromagnetico (dovute alle perdite e alle inomogeneita' del dielettrico) siano trascurabili in confronto alle componenti trasversali.

Grazie a queste ipotesi, e' possibile analizzare la propagazione guidata del campo in maniera molto semplice, in quanto e' possibile definire senza ambiguita', almeno sulla sezione trasversale, tensione e corrente; infatti, la configurazione di campo su questa sezione risulta essere analoga a quella che si otterrebbe in condizioni statiche [13].

Viceversa, i modelli a parametri concentrati con cui si sta lavorando derivano da una soluzione separata per campo elettrico e magnetico delle equazioni di Maxwell in regime quasistatico [5]; questo significa che i potenziali elettrico e magnetico sono considerati non avere ritardo, cioe' tutte le interazioni tra differenti punti del circuito sono considerate istantanee. Cio' corrisponde a trascurare il fatto che il campo elettromagnetico si muove

con velocità finita e quindi a supporre che le dimensioni della struttura siano sufficientemente piccole perché il campo possa percorrere lo spazio in tempi trascurabili; o, che è lo stesso, a ipotizzare che le dimensioni siano piccole rispetto alla lunghezza d'onda di utilizzo. È stato dimostrato [18] che, sotto queste ipotesi, la soluzione della rete circuitale così ottenuta è equivalente alla soluzione diretta delle equazioni di Maxwell.

Dal momento che le tracce in esame presentano una geometria tridimensionale complessa, difficilmente si potranno ritenere valide le ipotesi di analisi per linee di trasmissione; inoltre, visto che le dimensioni dell'intera struttura possono considerarsi piccole rispetto alla lunghezza d'onda, non si è interessati ad osservare la propagazione del campo e i ritardi possono essere considerati nulli.

In realtà, affinché la soluzione della rete circuitale sia effettivamente equivalente alla soluzione delle equazioni di Maxwell, sarebbe necessario non calcolare separatamente le capacità e le induttanze; infatti, a lunghezze d'onda poco superiori alle dimensioni fisiche dell'insieme di conduttori in esame, il ritardo di propagazione del campo elettromagnetico può ancora essere trascurato ma induttanza e capacità non sono necessariamente disaccoppiate [16]. In ogni caso, si può ritenere semplicemente che, se un modello Γ risulta pessimistico in quanto ipotizza l'intera capacità della struttura come concentrata al capo lontano, un modello distribuito dia una visione più realistica del conduttore.

3.4.1.1 Confronto tra modelli a parametri concentrati e a parametri distribuiti

Si supponga di avere una linea di trasmissione senza perdite e una sua approssimazione a parametri concentrati, sotto forma di un semplice filtro LC, come in figura 3-15.

È noto, come già ricordato, che quando il tempo necessario al segnale per propagarsi lungo la linea è lungo rispetto al tempo di salita del fronte (che, almeno in un segnale digitale, è il transitorio più rapido) il generatore non 'vede' il carico; in questo modo, quando il segnale giunge al capo lontano della linea e questo non è adattato (cioè non presenta una impedenza pari a quella della linea, l'unica che il generatore avesse 'visto') si genera una riflessione causata dalla discontinuità. Viceversa, se il tempo di propagazione è molto piccolo, il generatore può 'vedere' il carico e la linea contemporaneamente, quindi è lecito utilizzare un modello a parametri concentrati che non tenga esattamente conto del ritardo.

Si consideri ora la funzione di trasferimento di una linea di trasmissione perfetta di una certa lunghezza, quando si ponga un generatore ideale di tensione in ingresso e si misuri la tensione in uscita, senza carico. In generale, ci si aspetterà di osservare una serie di picchi di risonanza, in virtù della lunghezza finita della linea. Un circuito LC, però, può risuonare ad una sola frequenza; ci si dovrà quindi accontentare di approssimare il comportamento della linea al più fino a questo valore (si veda la figura 3-16, dove si è ipotizzato $L=1\mu\text{H}/\text{m}$, $C=25\text{pF}/\text{m}$, lunghezza 4mm).

L'ipotesi di fronte di salita lento equivale quindi alla richiesta di lavorare con segnali il cui spettro abbia ampiezza significativa solo per frequenze inferiori a quella di risonanza

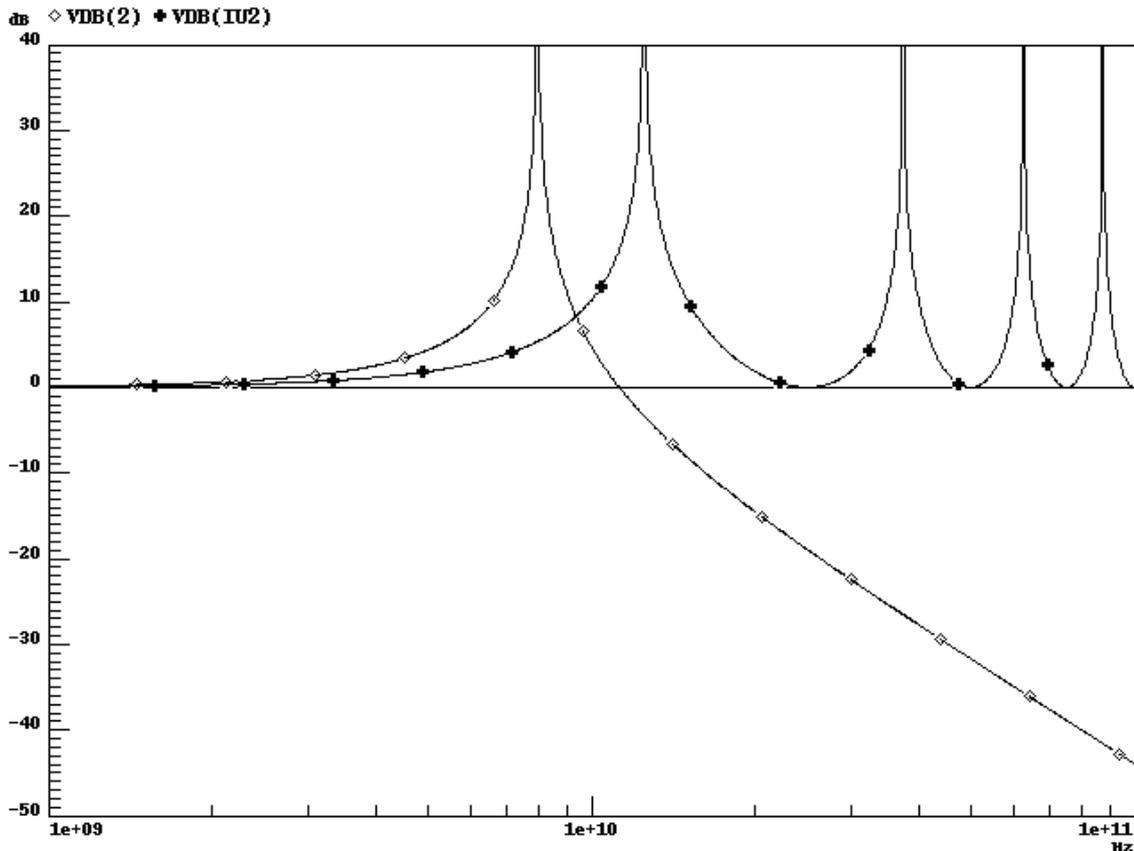


Fig. 3-16 Risposta in frequenza di una linea di trasmissione ideale in confronto ad un modello a parametri concentrati (singolo stadio Γ -inverso).

(o, se si vuole, con linee corte rispetto alla minima lunghezza d'onda di interesse); di fatto, in tutto questo intervallo la funzione di trasferimento risulta essere unitaria. Sotto queste ipotesi dunque la necessita' di utilizzare un qualunque modello della linea sembrerebbe scarsa, in quanto potrebbe sembrare influente approssimare il comportamento della linea solo dove questa ha risposta in frequenza piatta e unitaria. Tuttavia, supponendo ora di connettere un carico alla linea, si capisce facilmente che la presenza della linea stessa altera le posizioni di eventuali poli e zeri dovuti al carico.

Come esempio significativo, si connetta una capacita' da 10pF al capo lontano della linea. Se non si fosse interposta la linea tra il generatore di tensione e la capacita', si sarebbe avuto un polo nell'origine. Ora tuttavia il polo e' divenuto complesso coniugato e si e' spostato a media frequenza, dove puo' generare sovraelongazioni anche per stimoli relativamente lenti, come ad esempio fronti di salita intorno al nanosecondo.

Inoltre, come si puo' notare dalla figura 3-17, l'approssimazione del modello a parametri distribuiti con il modello a parametri concentrati e' divenuta molto buona; si e' quindi giustificato l'utilizzo di modelli a parametri concentrati, gli unici che verranno adoperati nel seguito.

Va comunque considerato che la lunghezza tipica di una traccia nella tecnologia in esame (p.e. 4mm) e' piu' di un decimo della minima lunghezza d'onda della banda di interesse (cioe' 3cm, come calcolato precedentemente); di conseguenza, man mano che il valore della capacita' di carico diminuisce, risulta in parte visibile la presenza della risonanza a frequenze leggermente diverse (come in figura 3-17) per le due diverse modellizzazioni. E' necessario quindi prestare attenzione a quale sia l'effettiva dimensione del package e l'entita' delle capacita' di carico, a meno di non essere interessati al comportamento del package solo a frequenze tali da non generare questo tipo di problema (cioe' a frequenze molto inferiori rispetto alla frequenza di risonanza).

Infine, si puo' ora capire perche', come preannunciato al paragrafo 3.3.2, una stima non corretta delle capacita' dei conduttori non provochi particolari problemi. I carichi imposti alle linee sono in prima approssimazione capacitivi, in quanto possono consistere o in connessioni al chip di silicio (quindi le linee sono collegate alle piazzole di metallo di contatto e alle gate dei transistori di un invertitore, entrambi rappresentabili come condensatori) oppure in tracce della piastra a circuito stampato, esterne al package, che portano ad altri dispositivi e l'unico dato noto che le caratterizzi e' la capacita' di carico massima.

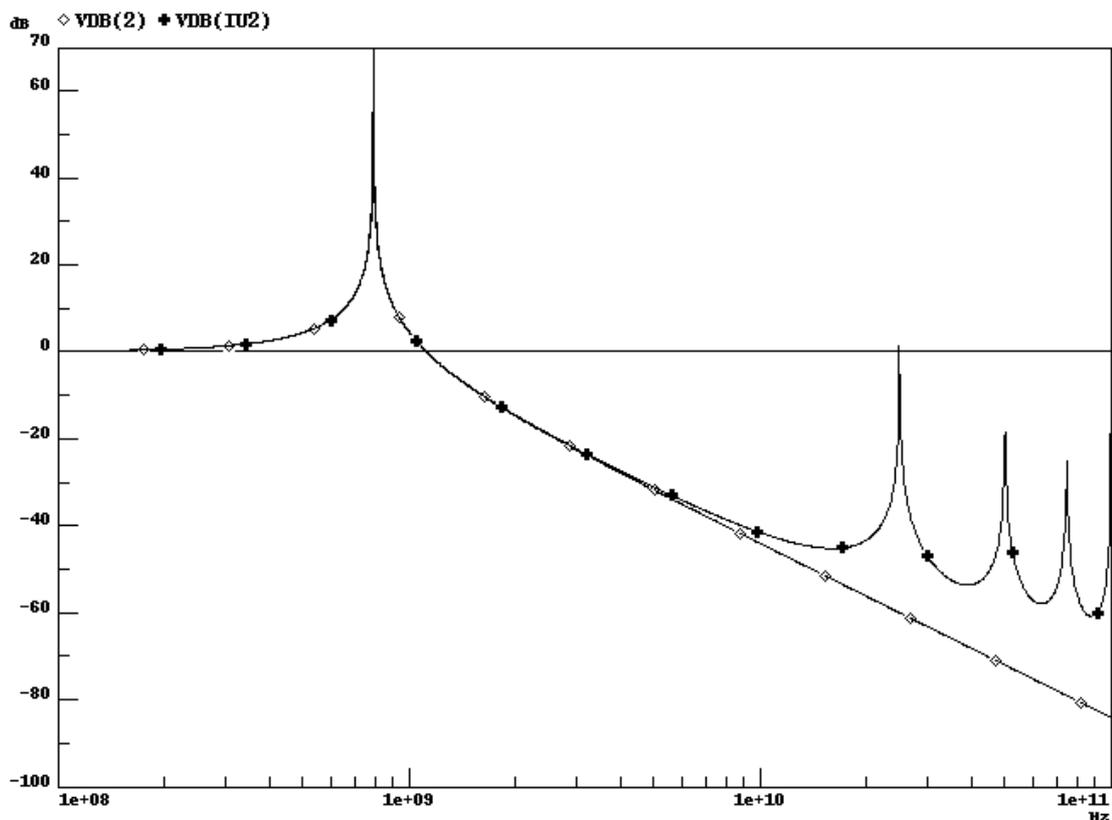


Fig. 3-17 Confronto della risposta in frequenza di modelli di linea di trasmissione a parametri concentrati e a parametri distribuiti con carico capacitivo da 10pF.

Questi carichi capacitivi hanno solitamente valori superiori al picofarad; dal momento che le capacità tipiche delle tracce di un package μ BGA sono frazioni di questa quantità, come si è visto al paragrafo 3.3.2, l'effetto di un errore di stima del valore di queste ultime si ripercuote in maniera trascurabile sui risultati delle simulazioni. Infatti, dal momento che si è stabilito di utilizzare solo modelli a parametri concentrati, si osserva che la capacità di carico è in parallelo alla capacità della linea, almeno per il modello Γ -inverso, come in figura 3-18; allora è possibile trascurare totalmente la presenza di capacità mutue tra le tracce, in quanto i valori di C_m rispetto alla C totale così ottenuta risultano essere sufficientemente piccoli da poter ritenere l'accoppiamento tra le linee come dovuto essenzialmente ad effetti induttivi. Inoltre, se la auto capacità della linea verso l'infinito è piccola, anch'essa può essere tranquillamente ignorata; nel caso in cui, invece, se ne volesse tenere conto, è sufficiente aumentare la capacità di carico di un valore pari alla capacità della linea.

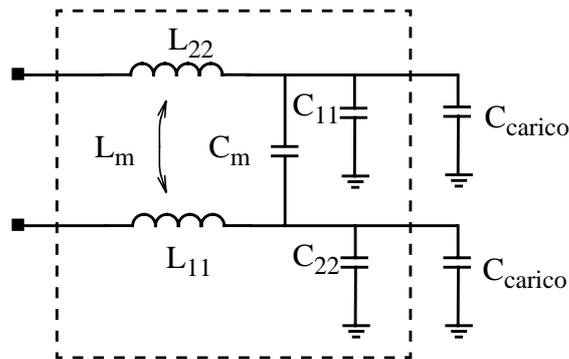


Fig. 3-18 Linee a parametri concentrati con carico capacitivo. Si noti come la capacità di carico risulti essere in parallelo alla capacità della linea.

3.4.2 Modelli con discontinuità

Nel caso in cui la lunghezza di una traccia sia tale da essere una frazione non trascurabile della lunghezza d'onda ma non sia ancora sufficiente a dare luogo a fenomeni radiativi, possono comunque avere luogo degli effetti di riflessione da parte di discontinuità lungo una linea, che a più bassa frequenza, quando la propagazione del segnale lungo il conduttore può essere considerata istantanea, non sono visibili.

Per modellizzare questi effetti mediante circuiti a parametri concentrati si utilizza in genere una sequenza di celle elementari, come la Γ -inversa di figura 3-11, collegate in serie.

Il problema principale di una simile rappresentazione circuitale, però, è che queste celle, pensate come modelli di brevi tratti di linea, sono in realtà accoppiate tra loro. Tuttavia, se si dispone di solutori di campo in grado di considerare separatamente questi tratti di linea (come per esempio FastHenry e FastCap, specificando opportunamente le

geometrie) e' possibile calcolare l'entita' degli accoppiamenti; di conseguenza e' possibile realizzare un modello, usando un tecnica di tipo PEEC (Partial Element Equivalent Circuit) descritta in [18], che ne tenga conto. In pratica, il circuito equivalente avra' una forma simile a quello mostrato in figura 3-19:

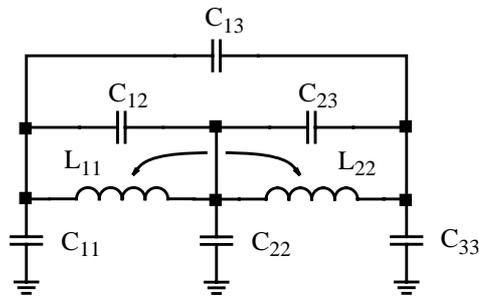


Fig. 3-19 Modello a parametri concentrati di un tratto di linea, in grado di simulare l'effetto di una discontinuita'.

Tuttavia, nei casi comuni, le linee sono lunghe al piu' quanto il package stesso (a meno che non seguano un percorso tortuoso). Per package di lato pari a qualche millimetro, dunque, l'effetto delle riflessioni e' visibile solo per frequenze ben superiori al gigahertz e quindi non e' necessario preoccuparsene.

3.4.3 Modelli indipendenti dalla frequenza e modelli dipendenti dalla frequenza

Si osservera' ora il comportamento di una linea a parametri concentrati nel caso in cui vengano presi in considerazione gli effetti di alta frequenza discussi al paragrafo 2.4.

Per poter disporre di modelli circuitali dipendenti dalla frequenza si e' impiegato FastHenry, in quanto questo programma e' in grado di generare dei modelli di ordine ridotto (ROM) del comportamento di un conduttore al variare della frequenza. Questi modelli circuitali sono compatibili con simulatori tipo SPICE e quindi e' possibile effettuare analisi accurate della risposta del sistema ad uno stimolo, sia nel dominio della frequenza che nel dominio del tempo (si veda il paragrafo 2.6.1).

E' allora necessario avere una descrizione geometrica di un insieme di linee da cui derivare il modello di ordine ridotto. Per semplicita', si e' preso in esame il caso di 5 linee parallele, larghe 35um, separate da una distanza di 35um e lunghe 4mm. Il modello e' stato poi inserito nella configurazione circuitali di figura 3-20, dove si e' supposto che una delle linee (quella centrale, T3) sia quieta mentre le altre commutano contemporaneamente; le quattro linee adiacenti a T3 sono comandate da dei generatori con resistenza serie da 10 ohm che commutano da 0V a 2.5V nel tempo di 1ns; il carico e' costituito da condensatori del valore di 10pF (si noti per inciso che l'ipotesi di commutazione da 0 a 2.5V non e'

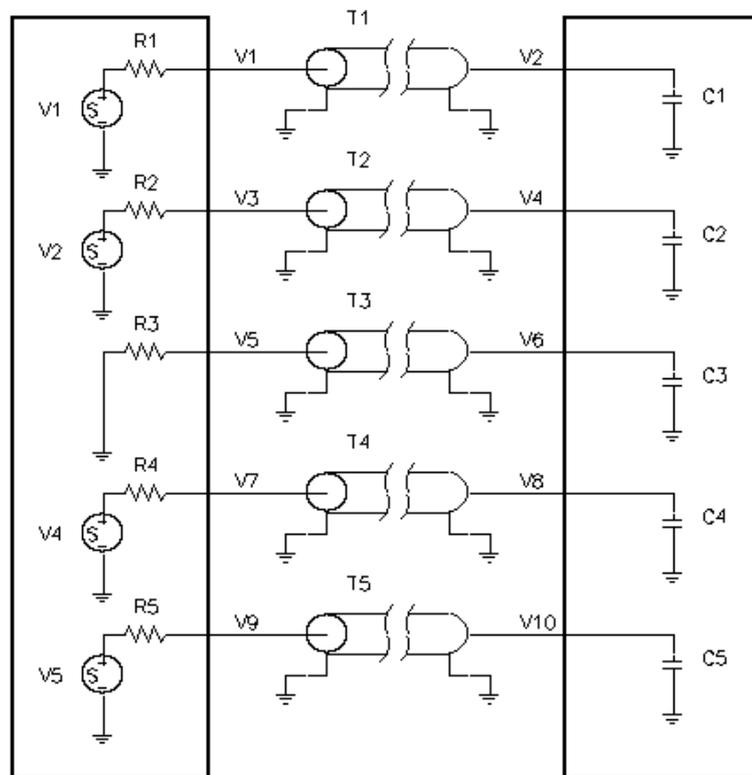


Fig. 3-20 La configurazione circuitale usata per le simulazioni di confronto tra modelli delle linee dipendenti o indipendenti dalla frequenza.

restrittiva in quanto, considerando nella trattazione seguente solamente elementi lineari, una differente escursione del segnale si tradurrebbe esclusivamente in un diverso coefficiente moltiplicativo delle ampiezze).

In figura 3-21 si e' confrontata innanzi tutto la risposta in frequenza del modello con e senza effetto pelle (le quattro linee attive sono pilotate direttamente da generatori di corrente alternata da 1A e lasciate aperte; viene misurata la tensione rispetto a massa al capo lontano della linea passiva e in questo modo si ottiene una transimpedenza).

Si puo' notare come, fino a circa 10MHz, entrambe le risposte siano indistinguibili; da qui in poi pero' il comportamento cambia radicalmente, portando ad un picco di risonanza principale per il modello con effetto pelle spostato in alta frequenza e maggiormente attenuato, in accordo con le previste diminuzione della induttanza e aumento della resistenza (si veda la trattazione degli effetti di alta frequenza al paragrafo 2.4).

In figura 3-22 sono rappresentati gli andamenti della tensione ai capi del carico della linea passiva e di una delle linee attive in funzione del tempo per entrambi i modelli.

Si nota immediatamente come gli effetti di alta frequenza portino complessivamente conseguenze benefiche per quanto riguarda le sovraelongazioni, che risultano apprezzabilmente inferiori rispetto al caso in cui questi effetti non vengano presi in considerazione. Tuttavia, pur consci di questo risultato, si e' scelto di utilizzare un modello indipendente dalla frequenza e ricavato in regime continuo; in questo modo i modelli delle

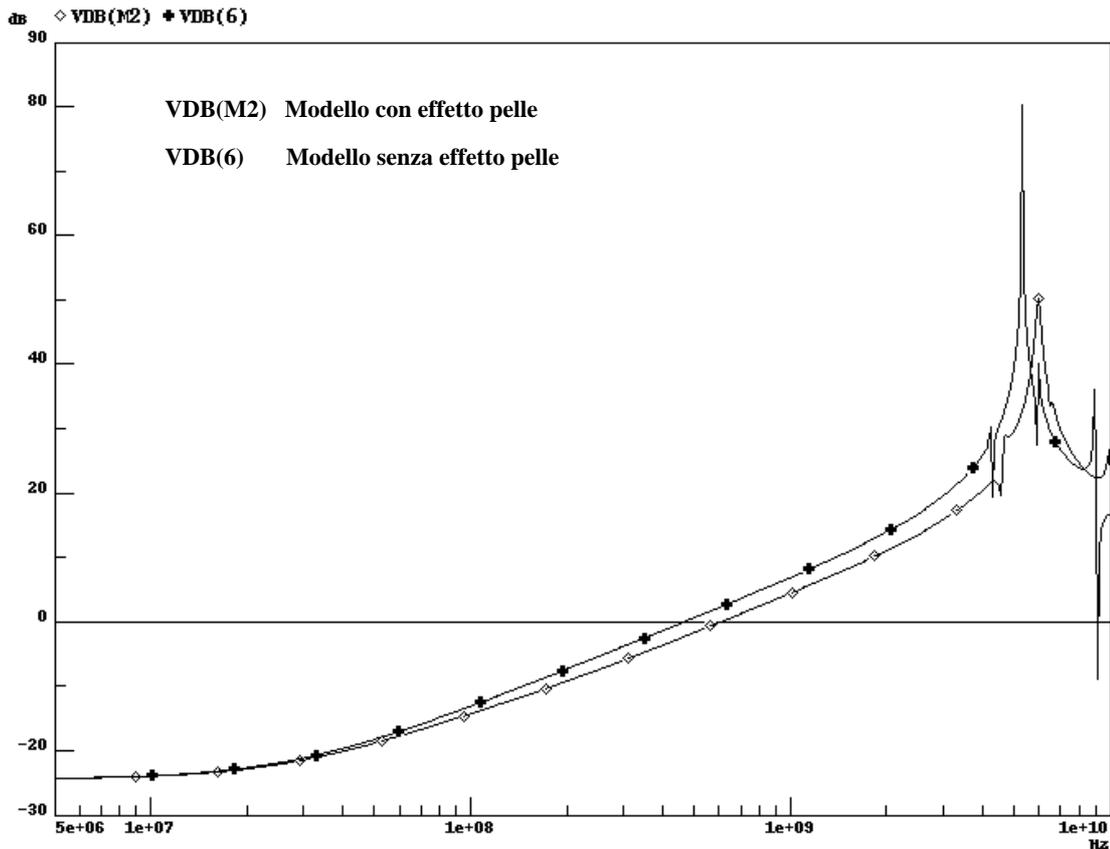


Fig. 3-21 Risposta in frequenza dei modelli con e senza effetto pelle.

linee sono molto più semplici e si prestano meglio ad una analisi analitica dei fenomeni di crosstalk, inoltre, trattandosi di una ipotesi sicuramente peggiorativa rispetto alla analisi che si sta conducendo, non si rischia di sottovalutare l'entità dei disturbi.

3.5 Effetti induttivi al variare delle dimensioni

Dalla analisi svolta al paragrafo 3.4.1 si è determinato come sia possibile trascurare l'accoppiamento capacitivo tra le linee; di conseguenza, il fenomeno del crosstalk risulta essenzialmente legato agli accoppiamenti induttivi. Risulta quindi importante analizzare il comportamento delle induttanze parassite.

È lecito innanzi tutto chiedersi quale sia il numero massimo di linee effettivamente accoppiate, cioè tra cui vi sia un coefficiente di mutua induttanza rilevante rispetto al termine di auto induttanza; si potrebbe infatti pensare che linee non immediatamente adiacenti siano scarsamente accoppiate e che quindi il loro effetto ai fini del crosstalk possa essere trascurato.

A questo scopo è opportuno rivolgersi a qualche formula chiusa per il calcolo della induttanza attraverso cui osservare la sensibilità dei valori trovati al variare dei parametri

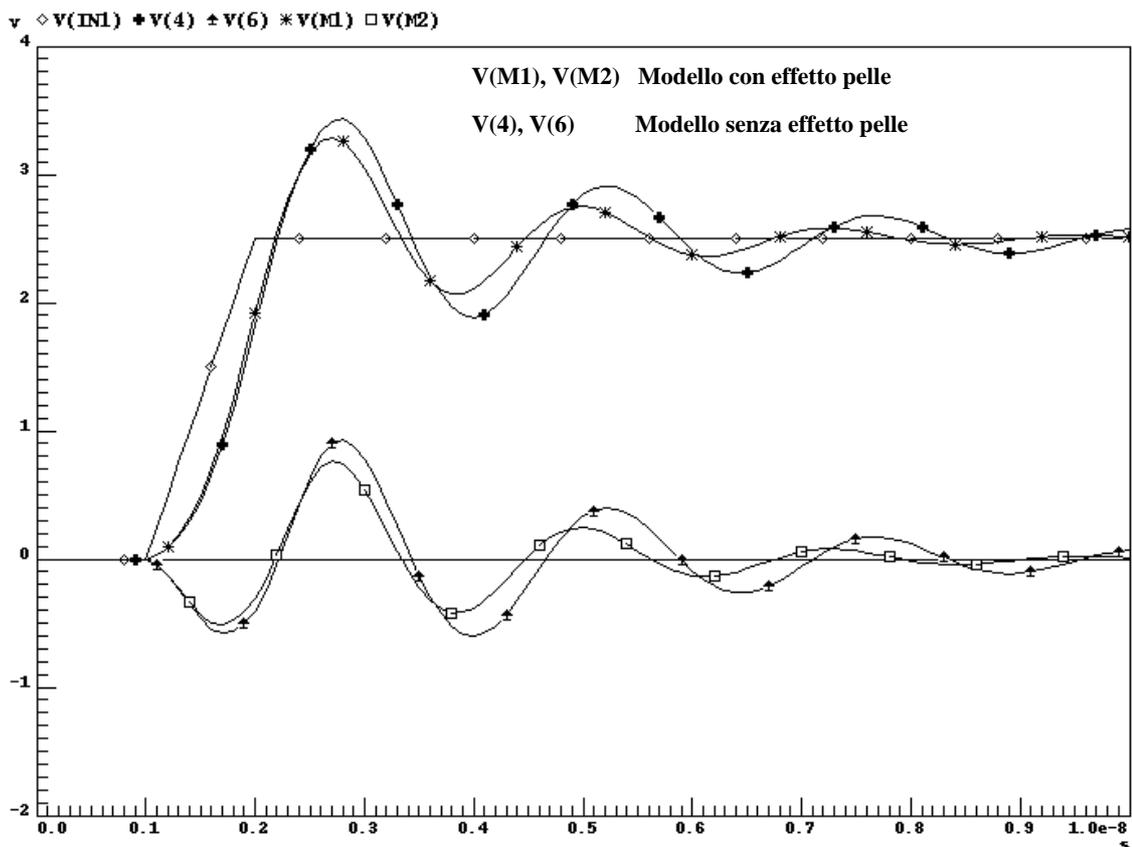


Fig. 3-22 Risposta temporale dei modelli con e senza effetto pelle

geometrici. Si dimostrerà in questo modo come anche transitori di tensione su linee apparentemente lontane possano avere effetto sul crosstalk. Inoltre, si dimostra come alcune formule, ricavate nel caso particolare di conduttori cilindrici a sezione circolare, possono essere utilizzate per ottenere una stima rapida dei valori di induttanza in gioco, con buona precisione dei risultati.

3.5.1 Formule chiuse per il calcolo della induttanza

Sono note, in letteratura, formule chiuse per il calcolo delle induttanze parziali di fili rettilinei a sezione rettangolare [17]. Tuttavia, queste formule risultano essere piuttosto complicate e in generale non è facile capire come l'induttanza del filo dipenda dalle sue dimensioni geometriche. È quindi preferibile prendere in considerazione formule più semplici.

In particolare, si riportano i risultati per il calcolo delle induttanze parziali a bassa frequenza per due conduttori rettilinei, cilindrici e paralleli nell'ipotesi di distribuzione di corrente uniforme lungo la sezione. La derivazione analitica di queste relazioni può essere

trovata in [15]. Detta l la lunghezza dei fili, d la distanza tra i loro centri ed r il raggio, si ha:

$$L_{auto} = \frac{\mu_0 l}{2\pi} \left\{ \ln \left[\frac{l}{d} + \sqrt{\left(\frac{l}{d}\right)^2 + 1} \right] + \frac{d}{l} - \sqrt{\left(\frac{d}{l}\right)^2 + 1} \right\} + \frac{\mu_0 l}{8\pi} \quad (3.2)$$

$$L_{mutua} = \frac{\mu_0 l}{2\pi} \left\{ \ln \left[\frac{l}{r} + \sqrt{\left(\frac{l}{r}\right)^2 + 1} \right] + \frac{r}{l} - \sqrt{\left(\frac{r}{l}\right)^2 + 1} \right\} \quad (3.3)$$

dove il termine $\frac{\mu_0 l}{8\pi}$ di L_{auto} rappresenta l'induttanza interna di un filo rotondo. Nell'ipotesi $d/l \ll 1$, le (3.2) e (3.3) si possono approssimare, espandendo in serie il logaritmo e la radice, come in [14]:

$$L_{auto} = \frac{\mu_0 l}{2\pi} \left[\ln\left(\frac{2l}{r}\right) - 1 \right] + \frac{\mu_0 l}{8\pi} \quad (3.4)$$

$$L_{mutua} = \frac{\mu_0 l}{2\pi} \left[\ln\left(\frac{2l}{d}\right) - 1 + \frac{d}{2l} \right] \quad (3.5)$$

Si considerino ora due tracce rettilinee, parallele e di sezione rettangolare, larghe $35\mu\text{m}$, spesse $18\mu\text{m}$, lunghe 4mm e poste a distanze via via maggiori. I risultati analitici per la mutua induttanza ottenuti con la (3.5) sono confrontati, nel grafico di figura 3-23, con i risultati numerici delle simulazioni effettuate con FastHenry; in ascissa e' riportata la spaziatura tra le tracce (si noti che d , la distanza centro-centro tra i fili, e' uguale alla spaziatura piu' una larghezza di traccia; per esempio, se le tracce sono larghe $35\mu\text{m}$ e spaziate $100\mu\text{m}$, d vale $135\mu\text{m}$) e in ordinata i valori di mutua induttanza.

E' evidente quindi un ottimo accordo tra i dati, che tende a scadere per spaziature grandi, quando d diviene comparabile con l e l'espansione in serie non e' piu' valida.

E' naturale chiedersi cosa accada pero' per differenti larghezze di traccia; infatti, quanto piu' una traccia ha un rapporto larghezza-spessore diverso da uno, tanto meno assomigliera' ad un filo rotondo. Nel caso in cui l'area compresa tra le due tracce sia grande rispetto alle loro dimensioni, e' lecito approssimare le tracce con filamenti infinitamente sottili; se tuttavia le tracce sono poco spaziate, nulla garantisce che la differente distribuzione di corrente in un filo rotondo piuttosto che in una traccia non modifichi localmente, in maniera significativa, il campo magnetico.

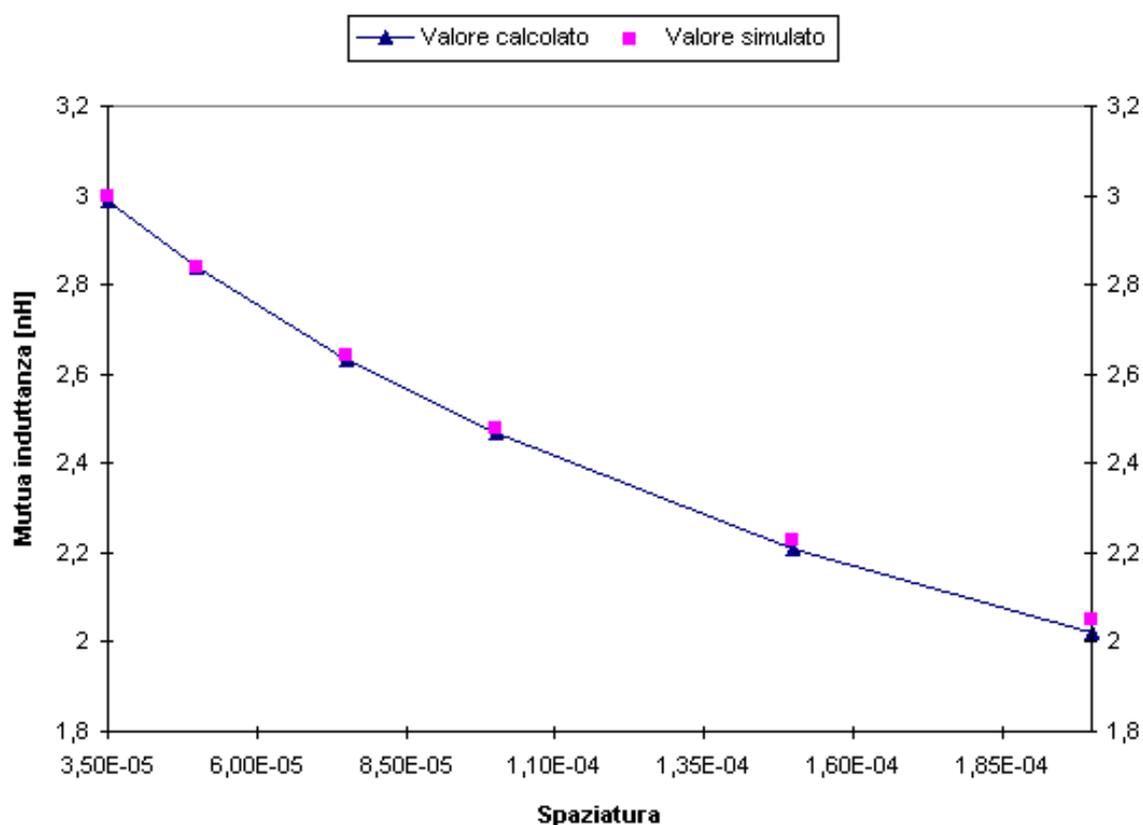


Fig. 3-23 Valori di mutua induttanza tra due tracce calcolati sia analiticamente con la formula (3.5), che con FastHenry. Si noti l'ottima corrispondenza.

Per fortuna cio' sembra non avvenire, come si puo' vedere in tabella 3-3, dove l'errore massimo e' solo l'1% persino nel caso in cui le due tracce sono piu' larghe dello spazio interposto fra loro:

TABELLA 3-3. Mutua induttanza tra due tracce con diverse larghezze e uguale distanza centro-centro, pari a 135 μm ; la spaziatura e' quindi, rispettivamente, di 100 μm , 85 μm , 60 μm .

Larghezza tracce	Non conta: da formula	35 μm	50 μm	75 μm
Mutua induttanza	2.479 nH	2.490 nH	2.496 nH	2.508 nH

Le formule date sono quindi sufficientemente precise, almeno se applicate a tracce con dimensioni dell'ordine di grandezza di interesse.

La (3.5), inoltre, viene estesa senza molti problemi anche al caso di piu' tracce accoppiate. Infatti, si ricordi come e' calcolata la mutua induttanza parziale tra due segmenti (paragrafo 2.3) : si ipotizza che in uno dei due segmenti scorra una certa corrente

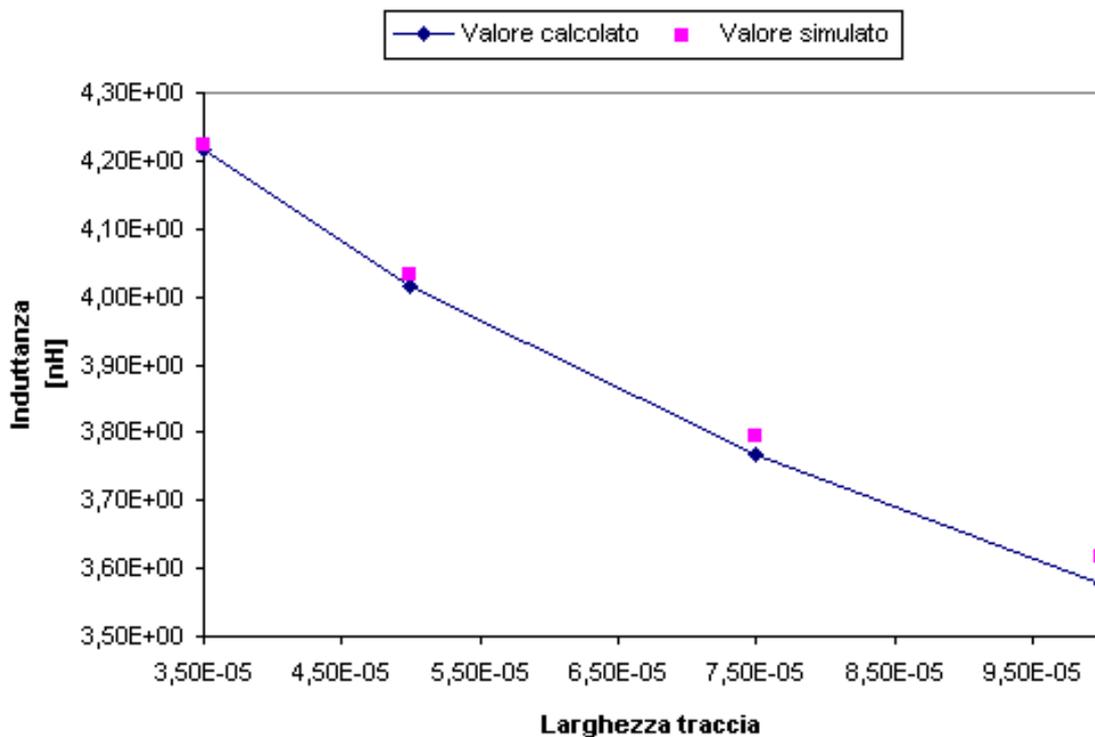


Fig. 3-24 Induttanza asintotica di una traccia calcolata sia analiticamente che con FastHenry.

I e si calcola il rapporto tra il flusso magnetico attraverso una particolare area racchiusa dal secondo segmento e la corrente I . Quindi, la presenza di altri conduttori di rame in cui però non scorre corrente è ininfluente, almeno a bassa frequenza, come spiegato al paragrafo 3.3.1, in quanto il rame non è un materiale ferromagnetico.

Si consideri ora il termine di auto induttanza. È possibile, nota l'auto induttanza di una traccia, ricavare il suo raggio equivalente in termini di filo di sezione circolare invertendo la (3.4):

$$r = 2l e^{-\left(\frac{2\pi L_{auto}}{\mu_0 l} + \frac{3}{4}\right)} \quad (3.6)$$

Se nella (3.4) si trascura il termine di induttanza interna $\frac{\mu_0 l}{8\pi}$, l'induttanza residua (quella esterna) è una buona approssimazione di L_∞ , cioè della induttanza asintotica che si raggiunge ad alta frequenza. Noti i raggi equivalenti, si calcolano facilmente i valori di L_∞ . Si osservi in figura 3-24 come i risultati così ottenuti corrispondano entro l'1% ai valori ottenuti da simulazioni con FastHenry alla frequenza di 10Ghz.

Verificata la validità delle formule approssimate (3.4) e (3.5), si noti in particolare cosa accade alla induttanza mutua al variare della distanza d tra le tracce. Dal momento che

l'induttanza e' funzione della distanza attraverso un logaritmo, non e' affatto vero che al raddoppiare della distanza l'induttanza mutua si dimezza. Ora, anche se accade che per distanza infinita tra le tracce l'induttanza mutua si annulla, non e' possibile sostenere che tracce lontane qualche decina di volte la loro larghezza siano effettivamente disaccoppiate.

Infatti, come si vede in figura 3-23, due tracce larghe 35 μ m alla distanza di 200 μ m hanno una mutua induttanza che si e' ridotta solo del 32% rispetto alle stesse tracce alla distanza di 35 μ m. E' facile verificare a questo punto che, per esempio, due tracce larghe 50 μ m alla distanza di 1mm hanno ancora un coefficiente di accoppiamento induttivo $K_v=L_m/L$ pari a circa 0.25.

Di conseguenza, sara' opportuno tenere conto nel modello degli accoppiamenti tra tutte le linee di segnale che trasportano fronti veloci e non solo tra un sottoinsieme di esse.

3.6 Crosstalk

Si e' piu' volte parlato delle piccole dimensioni del package μ BGA, grazie alle quali le tracce sono molto corte rispetto alle connessioni interne di un package tradizionale; purtroppo, pero', anche le distanze tra le tracce sono molto piccole e capita frequentemente che esse abbiano un percorso a causa del quale risultano parallele per una lunghezza grande rispetto alla propria sezione. Di conseguenza, si rende necessaria una accurata analisi di crosstalk tra le linee.

La letteratura in merito al problema di piu' linee di trasmissione mutuamente accoppiate e' molto ampia [13],[1]; tuttavia, come piu' volte sottolineato (in particolare al paragrafo 3.4.1), le ipotesi alla base del modello di linea di trasmissione non sono valide per il caso di interesse. Per questo motivo si e' ricavato da principio un sistema di equazioni che descrivono il comportamento di n linee a parametri concentrati mutuamente accoppiate, mostrando, sulla falsariga della trattazione nota per le linee di trasmissione, la presenza di n modi di eccitazione del sistema. Il vantaggio di questa nuova formulazione del problema e' che risulta possibile dare una descrizione del comportamento delle linee nel dominio del tempo mediante formule chiuse, senza peraltro introdurre ipotesi semplificative a valle della trattazione, come invece risulta necessario fare nel caso di linee di trasmissione mutuamente accoppiate.

L'analisi degli effetti di crosstalk (o diafonia) mediante le formule chiuse cosi' ricavate e' stata quindi suddivisa in due parti principali: primo, il caso di un segnale entrante nel package dall'esterno; in questa situazione si sara' interessati al disturbo sul capo lontano rispetto al generatore del segnale (telediafonia). Secondo, il caso di un segnale generato dal dispositivo contenuto nel package; questa volta si sara' interessati al disturbo sul capo vicino (paradiafonia). In particolare, si e' descritto il comportamento dei segnali digitali trasportati dalle linee al variare dei carichi imposti; si sono cosi' ricavati alcuni rapidi criteri di stima dei valori dei carichi da usare nelle simulazioni, allo scopo di cercare di individuare i casi pessimi senza la necessita' di molte simulazioni del circuito equivalente.

A questo proposito e' necessaria qualche ulteriore precisazione delle ipotesi gia' presentate al paragrafo 3.2.

Innanzitutto, nel seguito si e' supposto che i carichi siano tutti lineari; cio' in realta' non e' vero. Tuttavia, dato che comunque lo scopo della analisi svolta e' ricavare risultati di prima approssimazione, in questo modo e' possibile mantenere semplice la trattazione e fare uso delle formule chiuse ricavate.

Inoltre, nulla e' noto circa i percorsi conduttivi sulla piastra a circuito stampato; come visto, pero', essi non possono essere trascurati, in quanto influenzano in maniera sostanziale il comportamento del package. Le seguenti analisi ipotizzeranno sempre che i generatori dei segnali entranti e i carichi esterni siano collegati direttamente ai piedini del componente in esame. Questa approssimazione appare non realistica; si consideri tuttavia il fatto che l'utilizzo del package μ BGA ha senso principalmente negli apparati dove vi siano problemi di spazio, come per esempio i telefoni cellulari. In queste condizioni, le distanze tra i diversi dispositivi montati sulla piastra a circuito stampato raggiungono al massimo qualche centimetro; di conseguenza, e' lecito considerare anche le piste metalliche della piastra come elettricamente corte e quindi rappresentabili con modelli a parametri concentrati. Sotto questa ipotesi, tutte le considerazioni teoriche presentate nel seguito mantengono la loro validita', in quanto e' possibile sostituire alle induttanze delle tracce del package, le uniche considerate nella trattazione, l'induttanza dell'intero percorso, quando questo sia noto. Nel caso in cui questo percorso sia, a priori, ignoto, e' comunque possibile pensare che, se gli accoppiamenti mutui tra le linee sono dovuti sostanzialmente alla estrema vicinanza tra le porzioni di linea interne al package, trascurare parte della auto induttanza porti ad una sovrastima del coefficiente di accoppiamento induttivo $K_i = L_m/L$ e quindi ad ipotesi di tipo conservativo.

Nel caso in cui, invece, le linee esterne non siano elettricamente corte, il modello a parametri concentrati del package puo' essere considerato nelle simulazioni come un carico da usare per terminare queste linee di trasmissione. E' pero' molto complicato fare qualsiasi previsione circa il comportamento dei segnali e dei disturbi, in quanto 1) le caratteristiche incognite delle linee esterne hanno una influenza determinante sul comportamento dei segnali 2) le linee di trasmissione e il package sono accoppiati. In questa tesi non si e' trattato il problema di linee esterne non elettricamente corte in quanto, come mostrato, la maggior parte dei casi pratici puo' essere trattata sotto questa ipotesi; il problema rimane comunque un interessante oggetto di studio.

Si consideri ora in che punti, fisicamente, si e' interessati agli effetti di telediafonia e paradiafonia; per chiarezza, si puo' fare riferimento alla situazione di figura 3-20, in cui i generatori di tensione rappresentino alternativamente o i buffer di uscita del dispositivo contenuto nel package o i segnali entranti dall'esterno nei piedini.

Si supponga, per esempio, che uno dei buffer di uscita commuti; di conseguenza, ci si aspettera' di osservare un transitorio di tensione, corrispondente all'effetto del crosstalk, anche al capo vicino degli altri buffer di uscita (purche' posti in prossimita'). In questo caso, pero', risultera' maggiormente significativo analizzare il segnale spurio al capo

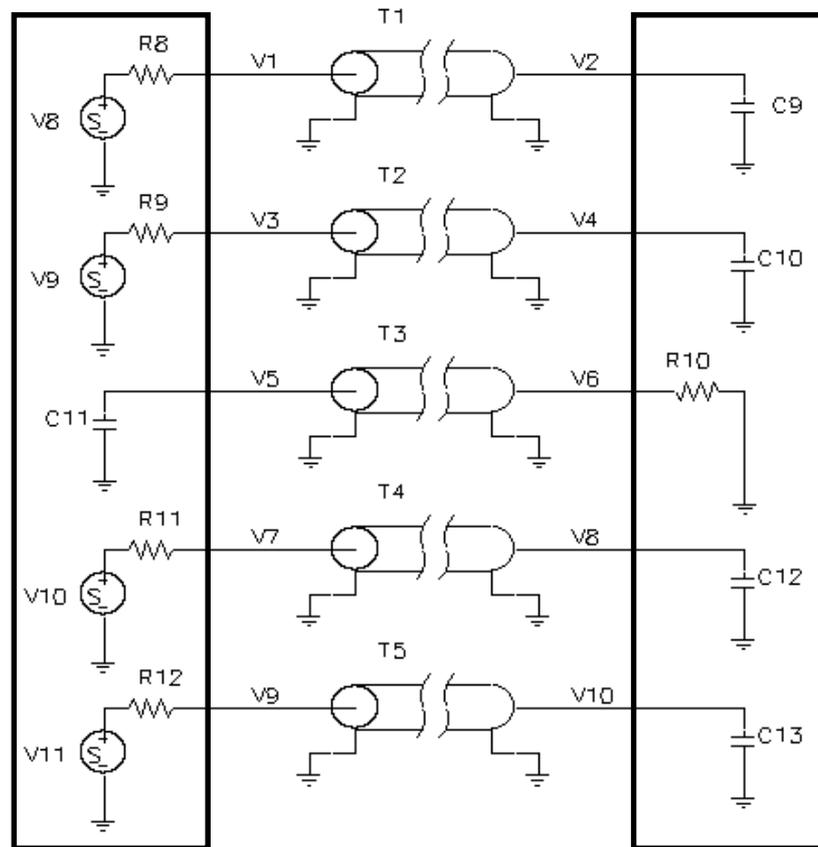


Fig. 3-25 La configurazione circuitale per le simulazioni di paradiafonia

lontano delle linee di uscita che sono rimaste passive (telediafonia), in quanto difficilmente una variazione di tensione indotta all'uscita di un buffer può provocare errori nel comportamento dell'elettronica a monte.

È ragionevole supporre, invece, che un disturbo da parte delle linee di uscita sul capo vicino, rispetto ai buffer stessi, delle linee di ingresso (paradiafonia) possa avere conseguenze significative, come per esempio provocare una commutazione spuria. La struttura in analisi in questo caso è del tipo illustrato in figura 3-25, dove il numero totale di linee (attive e passive) è considerato, come esempio, pari a 5.

Si noti come l'unica differenza rispetto alla figura 3-20 sia il fatto che la linea passiva centrale ha generatore e carico scambiati di posizione; lo stesso ragionamento può essere ripetuto nel caso della commutazione di un segnale in ingresso. Si comprende però facilmente come questa ipotesi in realtà non comporti una reale modificazione del problema, in quanto è sufficiente scambiare i segni degli accoppiamenti mutui induttivi per poter considerare analoghi i due casi; non sembra vi sia quindi differenza nella analisi da condurre su telediafonia e paradiafonia.

Tuttavia, non e' possibile ritenere, a priori, che i carichi capacitivi siano uguali su ciascuna linea. Ad esempio, in prima approssimazione, una linea di ingresso terminera' su una capacita' sempre (circa) dello stesso valore; una linea di uscita, invece, terminera' su una capacita' di valore differente rispetto alle linee di ingresso (e' difficile fare ipotesi piu' dettagliate, in quanto non e' possibile prevedere cio' che accadrà al segnale una volta lasciato il package). Di conseguenza, trattando il disturbo sul capo lontano di linee tutte di uscita o tutte di ingresso, si puo' ipotizzare che i carichi abbiano, in prima approssimazione, valore identico; viceversa, trattando il disturbo sul capo vicino, si dovra' considerare la presenza di carichi capacitivi di valore differente a seconda del tipo di linea, dal momento che esso coinvolge sia linee di ingresso che di uscita.

Si evidenzia quindi la necessita' di una analisi approfondita di cio' che accade al crosstalk al variare dei carichi; pero', nel caso di telediafonia, i carichi varieranno tutti allo stesso modo, mentre nel caso di paradiafonia si dovra' considerare la variazione indipendente dei carichi.

Per chiarezza, si riassume ora quali siano i quattro principali casi di interesse per il crosstalk:

- Per cio' che riguarda il disturbo sul capo lontano, si possono considerare i segnali come provenienti dal dispositivo contenuto nel package e tutti uscenti, oppure provenienti da sorgenti esterne e tutti entranti. In questi due casi, il ricevitore del disturbo e' una linea di uscita (o di entrata) come le altre.
- Per cio' che riguarda il disturbo sul capo vicino, si possono considerare i segnali come provenienti dal dispositivo o in esso entranti, al pari del caso precedente, tuttavia il ricevitore e' una linea di ingresso nel primo caso e di uscita nel secondo.

In due dei quattro casi descritti il disturbo e' presente ai piedini di uscita del package (nel nostro caso, le sfere) e quindi la sua possibile pericolosita' e' legata strettamente a cio' che verra' ad essi collegato. Nei restanti casi, si e' in grado di valutare con esattezza il comportamento della circuiteria interna. Si adotteranno quindi dei criteri prudenziali laddove non e' possibile avere informazioni piu' dettagliate.

3.6.1 Equazioni di governo di n linee a parametri concentrati mutuamente accoppiate.

Ci si riferisca alla figura 3-26, dove sono rappresentate n linee, tutte mutuamente accoppiate sia induttivamente che capacitivamente (per non confondere la figura, sono mostrati solo alcuni accoppiamenti); si e' inoltre ipotizzato che ogni linea sia chiusa su una impedenza Z_l (reale o complessa) e stimolata da un generatore con impedenza serie Z_s .

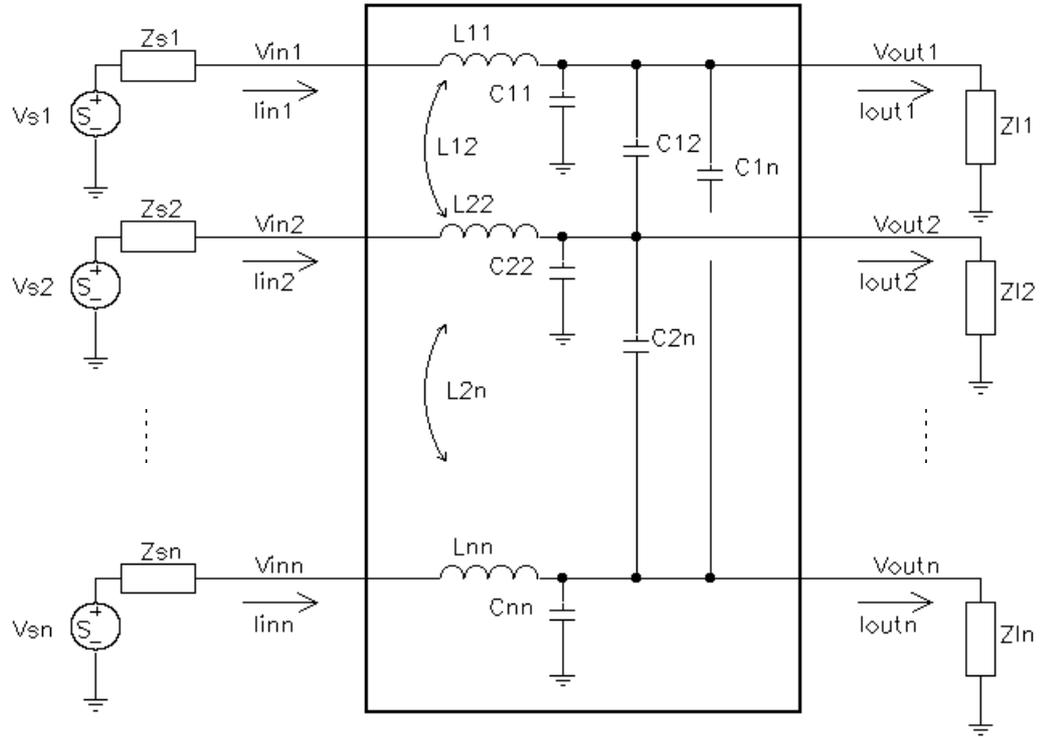


Fig. 3-26 Sistema di linee mutuamente accoppiate (non tutti gli accoppiamenti sono mostrati). Le linee sono rappresentate mediante modelli a parametri concentrati.

Si consideri ora il sistema di equazioni, nel dominio della trasformata di Laplace, riguardanti le sole linee:

$$\begin{aligned}
 V_{out1} &= V_{in1} - sL_{11}I_{in1} - sL_{12}I_{in2} - sL_{13}I_{in3} - \dots \\
 &\dots \\
 &\dots \\
 V_{outn} &= V_{in_n} - sL_{n1}I_{in1} - sL_{n2}I_{in2} - sL_{n3}I_{in3} - \dots \quad (3.7) \\
 I_{out1} &= I_{in1} - sC_{11}V_{out1} - sC_{12}(V_{out1} - V_{out2}) - sC_{13}(V_{out1} - V_{out3}) - \dots \\
 &\dots \\
 &\dots \\
 I_{outn} &= I_{in_n} - sC_{n1}(V_{out_n} - V_{out1}) - sC_{n2}(V_{out_n} - V_{out2}) - \dots - sC_{nn}V_{out_n}
 \end{aligned}$$

Definendo secondo Maxwell le seguenti matrici di induttanza e capacita' come:

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} L_{11} & L_{12} & \dots & L_{1n} \\ L_{21} & L_{22} & & L_{2n} \\ \dots & & \dots & \\ L_{n2} & L_{n2} & \dots & L_{nn} \end{bmatrix} \quad \mathbf{C} = \begin{bmatrix} C_{11} + C_{12} + \dots + C_{1n} & -C_{12} & \dots & -C_{1n} \\ -C_{21} & C_{21} + C_{22} + \dots + C_{2n} & \dots & -C_{2n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ -C_{n1} & -C_{n2} & \dots & C_{n1} + C_{n2} + \dots + C_{nn} \end{bmatrix}$$

dove con le lettere non corsive si sono indicate le matrici, il sistema puo' essere riscritto in questo semplice modo:

$$\begin{aligned} V_{out} &= V_{in} - sL I_{in} \\ I_{out} &= I_{in} - sC V_{out} \end{aligned} \quad (3.8)$$

dove con **Vin**, **Vout**, **Iin**, **Iout** si intendono i vettori colonna composti rispettivamente dalle tensioni e dalle correnti di ingresso e di uscita.

Si scrivano ora le equazioni dei vincoli dati dai generatori e dai carichi. E' abbastanza ovvio giungere alla forma matriciale, una volta definite **Zs**, **Zl** e **Vs** come:

$$Z_s = \begin{bmatrix} Z_{s_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & Z_{s_2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & Z_{s_n} \end{bmatrix} \quad Z_l = \begin{bmatrix} Z_{l_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & Z_{l_2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & Z_{l_n} \end{bmatrix} \quad V_s = \begin{bmatrix} V_{s_1} \\ V_{s_2} \\ \dots \\ V_{s_3} \end{bmatrix}$$

e ottenere:

$$\begin{aligned} V_{in} &= Z_l I_{out} \\ V_{out} &= V_s - Z_s I_{in} \end{aligned} \quad (3.9)$$

Considerando le equazioni delle linee (3.8) con i rispettivi vincoli (3.9) si ricava un sistema matriciale di quattro equazioni in quattro incognite **Vin**, **Vout**, **Iin**, **Iout** che puo' essere risolto in funzione di **Vs**. La soluzione, per quanto riguarda **Vout** (infatti si e' interessati solo a cio' che avviene vicino ai carichi, come si e' spiegato), e':

$$V_{out} = [I + (Z_s + sL)(Z_l^{-1} + sC)]^{-1} V_s \quad (3.10)$$

dove con **I** si e' indicata la matrice unita'.

Si analizzi questo risultato in un caso semplice, dove non vi sia resistenza in serie al generatore e sia le Cm che le C delle tracce siano trascurabili rispetto ai valori dei carichi. Allora **Zs=0**, **C=0**; inoltre, i carichi delle linee siano tutti capacitivi, quindi (nel dominio trasformato) del tipo 1/sC. La matrice **Zl** e' diagonale, quindi l'inversa e' ancora una matrice diagonale, i cui elementi sono i reciproci di quelli originari. Si nota allora che la matrice **Zl⁻¹**, se si raccoglie s, ha la forma di una matrice di Maxwell delle capacita', in cui tutti i contributi mutui siano nulli. Si chiami questa matrice **C'**; la (3.10) diviene:

$$V_{out} = [I + s^2 LC']^{-1} V_s \quad (3.11)$$

Di conseguenza, dal momento che il secondo termine della equazione contiene l'inversa di una matrice, esplicitando questa operazione si avr  un fattore moltiplicativo comune, al denominatore, costituito dal determinante. Si puo' notare come $\det[\mathbf{I}+s^2\mathbf{LC}'] = 0$ abbia la forma di una equazione agli autovalori; quindi il denominatore sara' di grado pari a n nella variabile s^2 . Possiamo inoltre affermare che, essendo le matrici \mathbf{L} e \mathbf{C} reali e simmetriche, come si puo' dimostrare con considerazioni energetiche (e \mathbf{C}' per come e' stata costruita), le n soluzioni dovranno essere reali. Sara' quindi possibile 'spezzare' la relazione tra i V_s e un generico V_{out_k} nella somma di n contributi del tipo $f_i(s)/(s^2+\omega_i^2)$. Antitrasformando, si avra' quindi una somma di n sinusoidi di pulsazione ω_i , con i che va da 1 a n .

Facendo un parallelo con la teoria delle linee di trasmissione, si sono trovati gli n modi di eccitazione del sistema, che sono quindi in numero uguale alle linee.

Per completezza di trattazione, si supponga ora di non voler trascurare le resistenze serie dei buffer che pilotano le linee. Allora si definiscano due nuove matrici \mathbf{Z} e \mathbf{Y} come $\mathbf{Z}=\mathbf{Z}_s+s\mathbf{L}$ e $\mathbf{Y}=\mathbf{Z}\mathbf{I}^{-1}+s\mathbf{C}$; in generale, $\det[\mathbf{I}+\mathbf{Z}\mathbf{Y}]=0$ sara' una equazione di grado $2n$ in s . Se esiste una soluzione complessa, esistera' anche la sua coniugata; e' quindi possibile raccogliere entrambe in un unico termine di secondo grado. Ora, il generico termine

as^2+bs+c puo' essere riscritto come $a\left[\left(s+\frac{b}{2a}\right)^2+\frac{c}{a}-\frac{b^2}{4a^2}\right]$, dove $\frac{c}{a}-\frac{b^2}{4a^2}$ e' sicuramente

maggiore di zero se $b^2-4ac < 0$, cioe' se le soluzioni sono complesse. E' cosi' ancora possibile 'spezzare' la relazione tra i V_{s_j} e i V_{out_k} nella somma di piu' contributi del tipo $f(s+\alpha)/((s+\alpha)^2+\omega_i^2)$ che, antitrasformati, risultano essere sinusoidi di pulsazione ω_i moltiplicate per esponenziali decrescenti con fattore di attenuazione α .

3.6.2 Telediafonia

Come spiegato all'inizio del paragrafo 3.6, trattando il disturbo sul capo lontano si puo' ipotizzare che i carichi abbiano, in prima approssimazione, valore identico. Si e' allora analizzato che cosa accada alla ampiezza del disturbo indotto su una linea passiva al variare del carico capacitivo e si sono ricavate due semplici formule che consentono di stimare in modo rapido quale sia il valore del carico che la massimizza.

3.6.2.1 Effetti della variazione del carico di I^a approssimazione

E' opportuno chiedersi che cosa accada al variare del carico capacitivo di una linea, in quanto le specifiche di un dispositivo tipicamente vincolano il suo valore massimo, ma non il minimo; non vi e' quindi alcuna garanzia che il valore indicato rappresenti il valore reale.

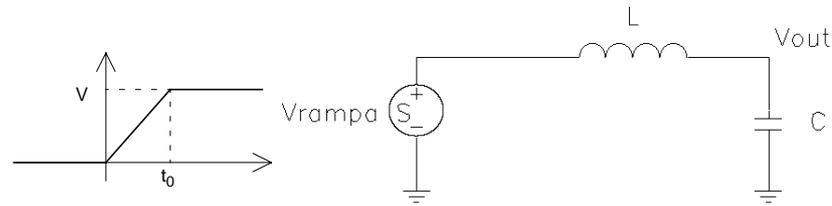


Fig. 3-27 Modello sovrasemplificato per l'analisi del comportamento della linea al variare del carico capacitivo C.

Si osservi un caso relativamente semplice: una rampa di tensione direttamente in ingresso ad uno stadio Γ -inverso (privo del termine resistivo) rappresentante la linea (figura 3-27).

Si puo' facilmente verificare che la trasformata di Laplace di una simile rampa e':

$$\frac{\alpha}{s^2}(1 - e^{-st_0}) \quad (3.12)$$

dove $\alpha = V/t_0$ e' la pendenza della rampa.

Applicando in ingresso alla linea questo stimolo si ottiene, nel dominio delle frequenze (applicando i risultati di cui al paragrafo 3.6.1):

$$\frac{\alpha}{s^2}(1 - e^{-st_0}) - \alpha\sqrt{LC}(1 - e^{-st_0})\left(\frac{1/\sqrt{LC}}{s^2 + 1/(LC)}\right) \quad (3.13)$$

La prima parte e' ancora, ovviamente, la rampa stessa. Si antitrasformi e si consideri cosa accade solo per $t > t_0$:

$$V - \alpha\sqrt{LC}(\sin(\omega t) - \sin\omega(t - t_0)) = V - \alpha\sqrt{LC} \cdot 2 \sin\frac{\omega t_0}{2} \cos\omega\left(t - \frac{t_0}{2}\right) \quad (3.14)$$

dove $\omega = 1/(\sqrt{LC})$ e si e' fatto uso di una nota relazione trigonometrica.

Ora, per C grandi, cioe' quando ω diviene piccolo rispetto a $1/t_0$, ci si aspetta una risonanza in bassa frequenza. Difatti, si puo' approssimare il seno con il suo argomento e ottenere, dopo alcune semplificazioni, il limite asintotico:

$$V - V \cos \omega t \quad (3.15)$$

che e' ovviamente la risposta del circuito ad un gradino.

Si e' tuttavia trascurata la resistenza serie del generatore che, in generale, porta ad un decadimento esponenziale del segnale al trascorrere del tempo (la resistenza della linea non e' stata presa in considerazione in quanto puo' essere semplicemente sommata alla resistenza serie del generatore; inoltre e' in genere molto piu' piccola). All'aumentare della C, quindi, dal momento che la frequenza diminuisce, il primo massimo avverra' a tempi sempre piu' lontani e di conseguenza sara' maggiormente smorzato (e a maggior ragione i massimi seguenti).

Viceversa, per valori di C piccoli, la capacita' necessitera' di meno carica per portarsi al valore di tensione desiderato e quindi, al limite di caricamento quasistatico, non si avranno oscillazioni. Infatti, essendo \sqrt{C} il coefficiente moltiplicativo delle funzioni trigonometriche nella (3.14) (che per loro natura sono vincolate tra -1 e 1), l'ampiezza delle oscillazioni deve diminuire se C diminuisce. Naturalmente, si e' supposto che per piccole C (quindi frequenze di risonanza alte) il primo picco di tensione avvenga a tempi molto vicini a t_0 e quindi sia smorzato in maniera trascurabile. E' opportuno notare, pero', che non e' possibile diminuire C a piacere, in quanto ad un certo punto il valore della capacita' usata come carico raggiungera' come ordine di grandezza la capacita' intrinseca della linea.

Si e' quindi osservato che sia per C grandi che piccole si ottiene uno smorzamento delle sovraelongazioni. Dunque esistera' un massimo, che puo' essere stimato approssimativamente avvenire per quel particolare valore di C tale che $\sin\frac{\omega t_0}{2} \approx 1$; quindi, scegliendo la prima determinazione,

$$C = \frac{t_0^2}{\pi^2 L} \quad (3.16)$$

Per esempio, supponendo $t_0=200\text{ps}$, $L=4\text{nH}$ (cioe' circa l'induttanza di una traccia lunga 4mm) si ottiene $C=10\text{pF}$, cioe' proprio il valore utilizzato per il carico nell'esempio del paragrafo 3.4.3, ammesso di applicare i risultati di questa semplice trattazione anche al caso di piu' linee accoppiate.

In figura 3-28 sono mostrati i risultati di una simulazione su una linea singola (con le ipotesi appena fatte) al variare del carico. Si puo' notare come la massima sovraelongazione sia raggiunta gia' per $C=5\text{pF}$ in quanto a $C=10\text{pF}$ l'attenuazione dovuta al termine esponenziale e' gia' sensibile; tuttavia l'ampiezza delle oscillazioni non cambia drasticamente e quindi la formula approssimativa data puo' comunque essere considerata valida. (Tra parentesi, si rilevi che per tempi piu' lenti di salita del fronte si avra' una minore differenza di tensione, in quanto a tempi t_0 maggiori la funzione esponenziale responsabile della attenuazione si trovera' in una zona di pendenza minore e quindi i picchi, seppure presenti a tempi differenti, risulteranno similmente smorzati).

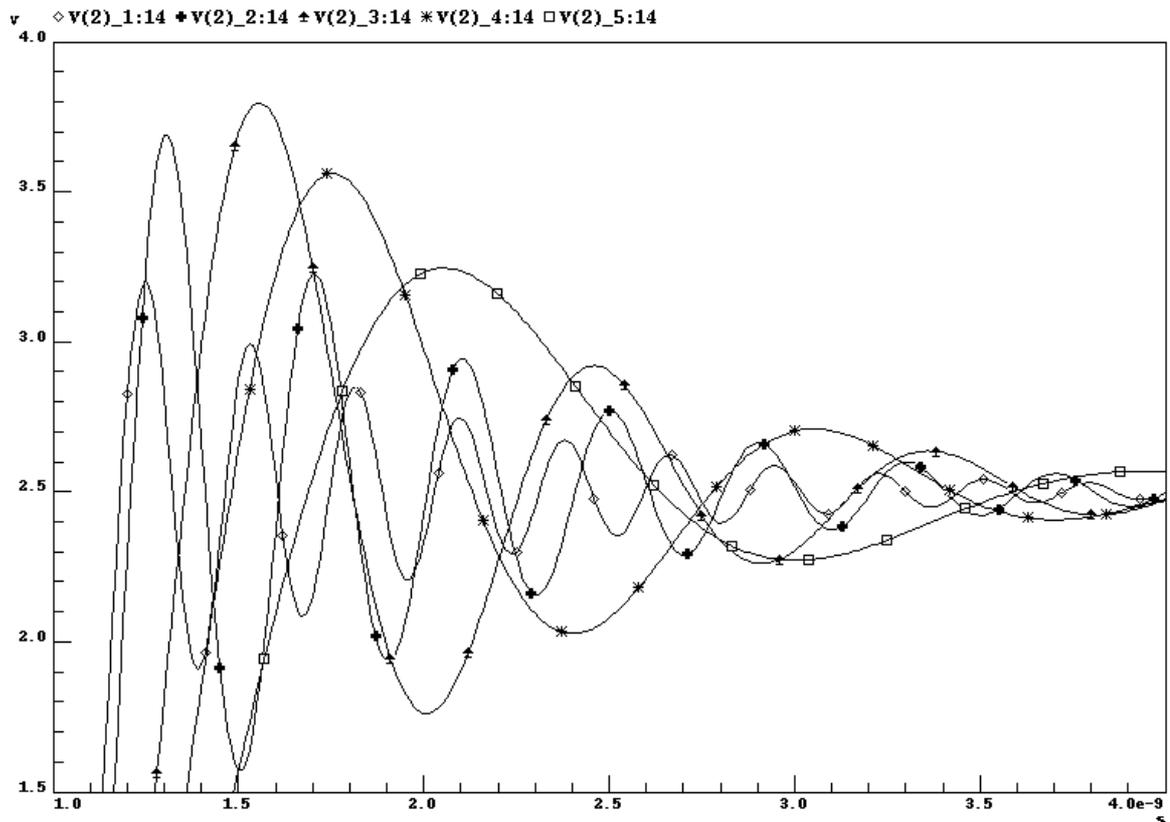


Fig. 3-28 Sovraelongazioni in funzione del carico capacitivo per i valori di 0.5pF, 1pF, 5pF, 10pF, 20pF rispettivamente.

3.6.2.2 Effetti della variazione del carico di II^a approssimazione

Si consideri ora un modello piu' realistico di cio' che un segnale incontra lungo il percorso di ingresso.

Tipicamente, si ha innanzi tutto sul silicio la piazzola di metallo per il contatto, relativamente larga per consentire la connessione meccanica con il mondo esterno mediante un filo o un terminale (lead); segue poi un percorso conduttivo integrato, piu' o meno lungo, attraverso cui avviene il collegamento con i gate del primo invertitore del buffer d'ingresso. Lungo questo percorso sono posti alcuni circuiti di protezione ESD (ElectroStatic Discharge); in particolare, vicino all'ingresso si avra' una qualche struttura in grado di limitare la tensione entro i livelli di funzionamento (per esempio, due diodi in inversa collegati alle alimentazioni o altri circuiti piu' complessi) e subito prima dell'invertitore una resistenza, il cui valore solitamente si aggira intorno ai 2K Ω .

Si supponga per ora di trascurare i limitatori, tranne per quel che riguarda il loro peso capacitivo; in questo modo puo' essere realizzato un modello di seconda approssimazione del carico posto in fondo alla linea, come mostrato in figura 3-29. La piazzola metallica, i circuiti di protezione e il filo integrato di collegamento sono rappresentati da una capacita',

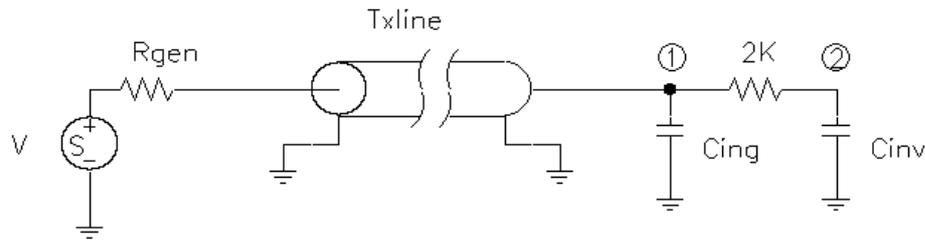


Fig. 3-29 Modello di seconda approssimazione della circuiteria di ingresso di un generico dispositivo integrato.

la C_{ing} . Si ha quindi la resistenza e infine una seconda capacità rappresentante i gate dell'invertitore, C_{inv} .

Intuitivamente, se C_{inv} è sufficientemente grande, ci vorrà molto tempo per caricarla, quindi all'ingresso dell'invertitore i transistori veloci risulteranno filtrati; viceversa, con un basso valore di C_{inv} ci si aspetterà che il punto 2 segua molto bene in tensione il punto 1 (si veda la figura 3-29). Purtroppo solitamente il progettista deve cercare di limitare C_{inv} per non rallentare eccessivamente le commutazioni, quindi facilmente il disturbo riuscirà a passare.

Si consideri ora quantitativamente il problema. La resistenza da $2K\Omega$ disaccoppia abbastanza bene la C_{inv} da ciò che sta a sinistra del punto 1. Infatti, alle frequenze di interesse, cioè alle frequenze dell'ordine di $1/(2\pi\sqrt{LC_{ing}})$ (le oscillazioni indesiderate avvengono alla frequenza di risonanza del circuito) la reattanza capacitiva di C_{ing} è $\chi_c = \sqrt{L/C_{ing}}$ (pari alla impedenza equivalente della linea). Per valori tipici di L (4nH) e supponendo nel caso peggiore che la C_{ing} valga 0.5pF si ottiene un valore di 89Ω per la reattanza. La capacità è poi in parallelo alla resistenza da $2K\Omega$ (più qualcos'altro in serie) la quale quindi influisce in modo trascurabile sul comportamento del circuito fino al punto 1. Di conseguenza, i due 'mondi' a destra e a sinistra di questo nodo non si 'parlano' e si possono considerare indipendentemente le loro costanti di tempo.

Il circuito RC è un semplice filtro passa-basso con pulsazione di taglio a -3dB $\omega_0 = 2/(RC_{inv})$. Si deve allora confrontare questa pulsazione con $\omega = 1/(\sqrt{LC_{ing}})$; se $\omega_0 < \omega$ il disturbo viene attenuato, altrimenti no. La capacità limite è identificata per $\omega_0 = \omega$, quindi:

$$C_{inv} = \frac{2\sqrt{LC_{ing}}}{R} \quad (3.17)$$

Volendo verificare questi risultati con una simulazione, si è considerato un tempo di salita del fronte 0-2.5V di 1ns, un valore di L pari a 4nH, una C_{ing} di 25pF (non necessariamente realistico, ma tale da dare oscillazioni massime secondo la (3.16)) e

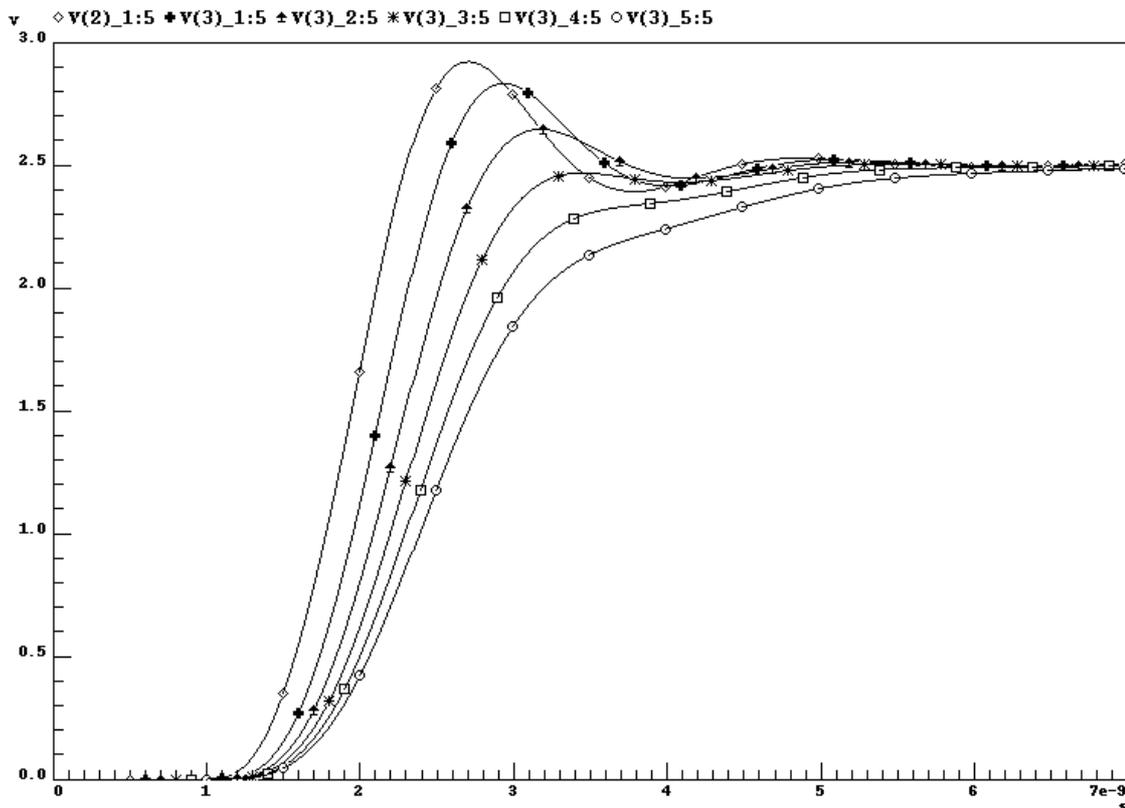


Fig. 3-30 Filtraggio RC delle sovraelongazioni per diversi valori di C. V2 e' il segnale prelevato prima del filtro, V3 i segnali in uscita dal filtro per valori della C rispettivamente di 50fF,100fF, 200fF, 300fF, 400fF e 500fF.

differenti valori di C_{inv} ; infine, secondo la (3.17), il valore critico di C_{inv} con questi parametri e' 316fF.

Come si puo' vedere in figura 3-30, effettivamente proprio il valore di C pari a 300fF e' il confine di separazione tra i due differenti comportamenti del segnale in ingresso all'invertitore.

3.6.2.3 Commutazione non contemporanea dei segnali di ingresso

Infine, si prenda in considerazione cio' che accade nel caso in cui i segnali sulle linee attive non commutino contemporaneamente da uno stato logico all'altro, ma presentino uno skew minimo.

Infatti, in ogni caso pratico e' realistico ritenere che le transizioni siano leggermente sfasate nel tempo; e' lecito allora domandarsi se un simile sfasamento porti a conseguenze benefiche significative per il crosstalk.

Si faccia riferimento alla figura 3-31; le condizioni di simulazione sono le medesime illustrate al paragrafo 3.4.3 e in figura 3-20, ma i quattro generatori commutano a tempi multipli di una certa quantita'. Ad esempio, nel caso di v6_1, si sono utilizzati multipli di 50ps: cioe', il primo generatore commuta al tempo di 1ns, il secondo a 1.05ns, il terzo a

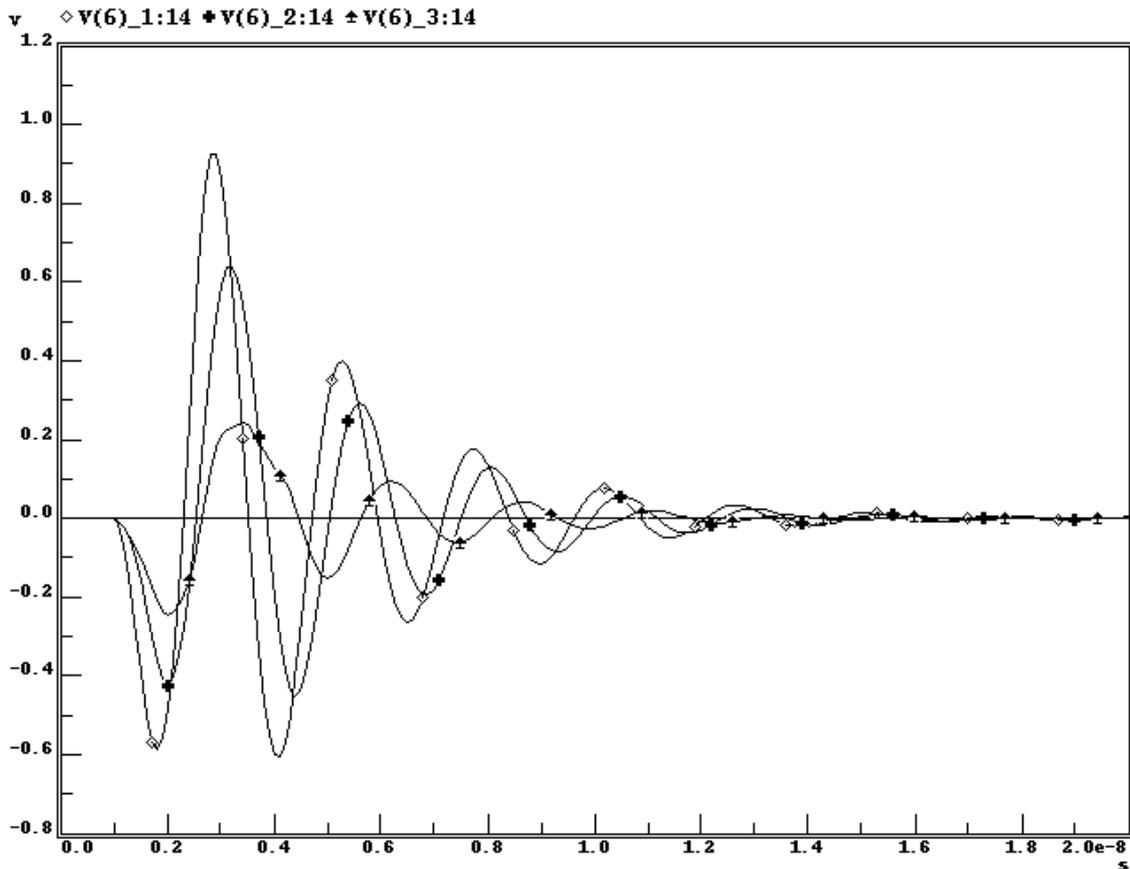


Fig. 3-31 Disturbo al capo lontano della linea passiva per differenti tempi di skew (50ps, 250ps, 500ps) delle commutazioni sulle linee attive.

1.1ns e il quarto a 1.15ns; in questo primo caso il risultato e' quasi indistinguibile da quello di figura 3-22 (considerando dei due solo il transitorio senza effetti di alta frequenza).

Si e' quindi provato ad aumentare il tempo di skew fino ad ottenere una riduzione significativa del crosstalk, come nei casi v6_2 e v6_3, dove i ritardi sono multipli rispettivamente di 250ps e 500ps; e' interessante notare come anche con una differenza di inizio transizione tra il primo generatore che commuta e l'ultimo pari all'intero tempo di salita del fronte (il caso v6_2) il disturbo non sia trascurabile.

Ci si potrebbe attendere ora che per tempi di skew maggiori l'interferenza diventi sempre minore, fino ad un minimo asintotico (infatti, al limite si avrebbe l'effetto di una singola commutazione). Si osservi pero' cosa accade per tempi di ritardo pari a multipli di circa 2.5ns, come illustrato in figura 3-32, per il segnale v6_4 (il v6_1 e' riportato per confronto dalla figura 3-31).

In questo caso vi e' uno stimolo, da parte dei generatori, quasi in fase con il transitorio del disturbo e che quindi tende a rinforzarlo. A causa di cio', la durata di questo transitorio e' ben superiore a quella delle forme d'onda di figura 3-31. Se accadesse che per un

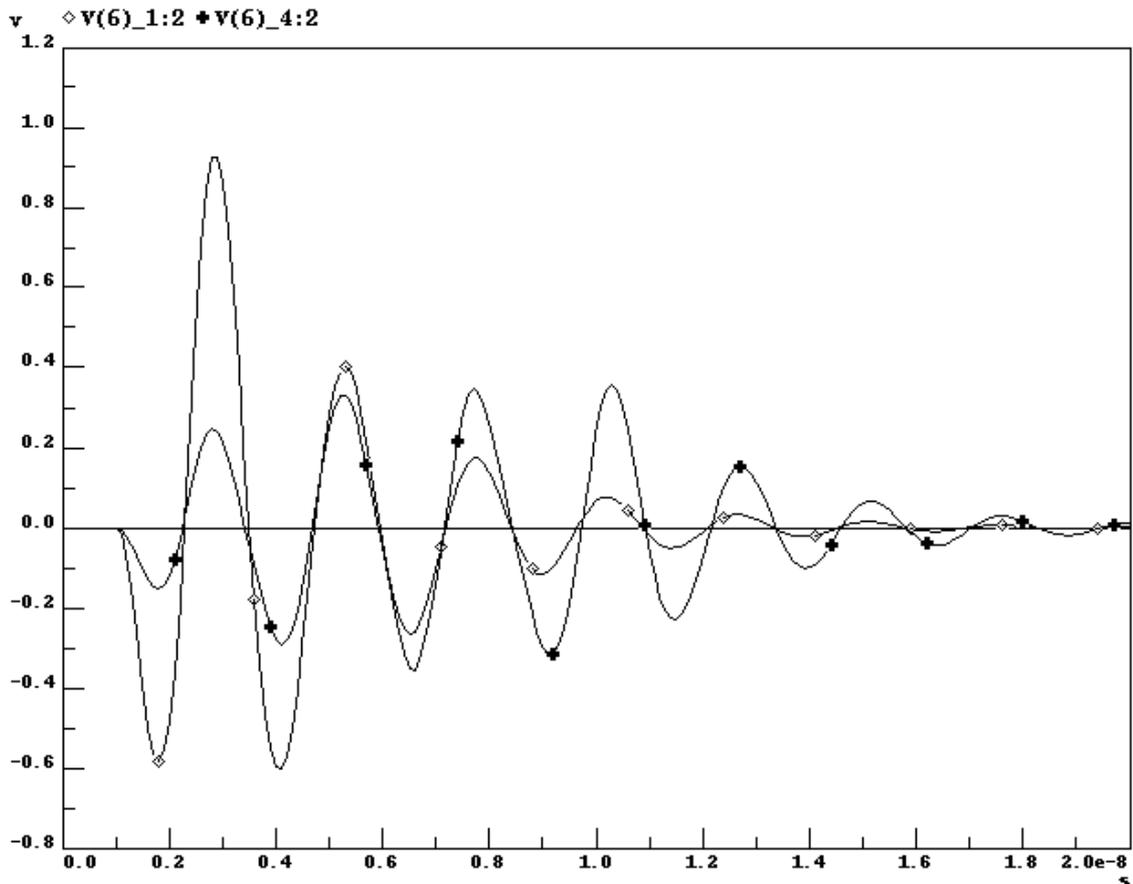


Fig. 3-32 Disturbo al capo lontano della linea passiva per tempi di skew delle commutazioni sulle linee attive multipli di 2.5ns.

qualche motivo un simile segnale venisse raddrizzato (ad esempio, se avesse ampiezza sufficiente da far intervenire i circuiti di protezione) ci si troverebbe in presenza di un disturbo forse non sufficientemente veloce da poter essere filtrato efficacemente.

3.6.3 Paradiafonia

Secondo quanto spiegato all'inizio del paragrafo 3.6, trattando il disturbo sul capo vicino non è possibile ritenere, a priori, che i carichi capacitivi siano uguali su ciascuna linea. Si è svolta quindi una ulteriore analisi, considerabile come una estensione del discorso esposto ai paragrafi 3.6.2.1 e 3.6.2.2, dalla quale si sono ricavati dei criteri molto semplici che, unitamente alle relazioni sviluppate nei citati paragrafi, consentono una veloce stima del caso pessimo.

3.6.3.1 Effetti della variazione indipendente dei carichi

Si e' quindi voluto analizzare cosa accada quando i carichi capacitivi posti in fondo alle linee assumono valori differenti gli uni dagli altri. La struttura circuitale piu' semplice su cui fare qualche considerazione deve constare allora di almeno due linee.

Si considerino i risultati del paragrafo 3.6.1, in particolare l'equazione (3.10), nel caso in cui non vi sia resistenza serie dei generatori e sia le C_m che le C delle tracce siano trascurabili rispetto ai valori dei carichi; si era visto che, di conseguenza, la (3.10) si semplificava nella (3.11). Si supponga inoltre di avere due sole linee, identiche e simmetriche; in questo modo $L_1=L_2$. I carichi, invece, siano C_1 e C_2 , a priori differenti (si faccia riferimento, per chiarezza, alla figura 3-26). Si trova cosi', esplicitando la (3.11) per quanto riguarda V_{out_2} :

$$V_{out_2} = \frac{s^2(s^2(L_m^2 - L^2)C_1C_2Vin_2 - LC_2Vin_2 - L_mC_1Vin_1)}{s^4(L^2 - L_m^2)C_1C_2 + s^2L(C_1 + C_2) + 1}$$

che, definendo ω_m^2 e ω_p^2 come

$$\omega_m^2 = \frac{L(C_1 + C_2) + \sqrt{L^2(C_1 - C_2)^2 + 4L_m^2C_1C_2}}{2C_1C_2(L^2 - L_m^2)}, \quad \omega_p^2 = \frac{L(C_1 + C_2) - \sqrt{L^2(C_1 - C_2)^2 + 4L_m^2C_1C_2}}{2C_1C_2(L^2 - L_m^2)}$$

puo' essere riscritta nel seguente modo, come somma dei due contributi modali:

$$V_{out_2} = s^2 \left(\frac{A}{s^2 + \omega_m^2} + \frac{B}{s^2 + \omega_p^2} \right) \quad (3.18)$$

dove A e B sono:

$$A = \frac{C_1C_2(L^2 - L_m^2)\omega_m^2Vin_2 - LC_2Vin_2 - L_mC_1Vin_1}{C_1C_2(L^2 - L_m^2)(\omega_p^2 - \omega_m^2)}, \quad B = - \left(\frac{C_1C_2(L^2 - L_m^2)\omega_p^2Vin_2 - LC_2Vin_2 - L_mC_1Vin_1}{C_1C_2(L^2 - L_m^2)(\omega_p^2 - \omega_m^2)} \right)$$

Allo scopo di analizzare l'entità del disturbo sul capo lontano della linea passiva, si ponga $V_{in2}=0$ e V_{in1} sia una rampa, come in figura 3-27, la cui trasformata di Laplace e' data dalla (3.12). Allora e' possibile riscrivere la (3.18) in funzione della sola V_{in1} :

$$V_{out2} = s^2 \left(\frac{A'}{s^2 + \omega_m^2} + \frac{B'}{s^2 + \omega_p^2} \right) V_{in1} \quad (3.19)$$

dove in A' e B' si sono esplicitate le espressioni di ω_m^2 e ω_p^2 :

$$A' = \frac{L_m C_1}{\sqrt{L^2 (C_1 - C_2)^2 + 4L_m^2 C_1 C_2}}, \quad B' = - \left(\frac{L_m C_1}{\sqrt{L^2 (C_1 - C_2)^2 + 4L_m^2 C_1 C_2}} \right) \quad (3.20)$$

Antitrasformando la (3.19) e tenendo conto della (3.12) per la definizione di V_{in1} , si ha:

$$V_{out2} = V \left(A' \frac{\sin\left(\frac{\omega_m t_0}{2}\right)}{\frac{\omega_m t_0}{2}} \cos\left[\omega_m \left(t - \frac{t_0}{2}\right)\right] + B' \frac{\sin\left(\frac{\omega_p t_0}{2}\right)}{\frac{\omega_p t_0}{2}} \cos\left[\omega_p \left(t - \frac{t_0}{2}\right)\right] \right) \quad (3.21)$$

Avendo sviluppato analiticamente la soluzione, si e' in grado di verificare cosa accada effettivamente al capo lontano della linea passiva al variare di C_1 e C_2 rispetto ad alcune semplici considerazioni.

1) Si supponga innanzi tutto di lasciare inalterato il carico sulla linea attiva e di modificare solo C_2 . Come primo caso, si consideri $C_2 < C_1$. Se C_2 e' molto piu' piccola di C_1 , e' logico attendersi che la seconda linea si comporti come se fosse stata lasciata aperta. Di conseguenza, la linea attiva tendera' ad oscillare alla pulsazione $1/LC_1$, come se la linea passiva non esistesse; quest'ultima invece si comportera' come il secondario di un trasformatore con carico avente impedenza infinita e quindi tendera' a riprodurre al capo lontano l'andamento della tensione della linea attiva, smorzato di un fattore L_m/L , pari all'accoppiamento induttivo. Questo purché la C_2 , nonostante sia stata ipotizzata minore di C_1 , non abbia tuttavia un valore sufficiente a far risuonare la linea passiva in seguito allo stimolo dato da V_{in1} ; cioe' se ω_m e' minore di $1/t_0$. In questo caso si avra' in generale la sovrapposizione di due sinusoidi, una ad alta frequenza ed una a piu' bassa frequenza (in virtu' di $C_2 < C_1$) e il disturbo risultante potra' anche essere significativo; non bisogna pero' scordare che, in generale, si avra' anche un termine di smorzamento (dipendente dalla R in serie alla linea) che quindi tendera' ad abbattere l'ampiezza dei massimi delle sinusoidi a bassa frequenza rispetto ad una sinusoidi a piu' alta frequenza.

Si verifichino ora queste osservazioni qualitative rispetto alle formule. Se si suppone che C_2 sia molto minore di C_1 , e' possibile approssimare A' e B' come $A' \approx \frac{L_m}{L}$, $B' \approx -\frac{L_m}{L}$; allo stesso modo, si possono semplificare le espressioni di ω_m^2 :

$$\omega_m^2 \approx \frac{LC_1 + L(C_1 - C_2)}{2C_1C_2(L^2 - L_m^2)} \approx \frac{L}{C_2(L^2 - L_m^2)}$$

e, espandendo la radice al primo ordine, di ω_p^2 :

$$\omega_p^2 \approx \frac{L(C_1 + C_2) - L(C_1 - C_2) \left(1 + \frac{2L_m^2 C_1 C_2}{L^2 (C_1 - C_2)^2} \right)}{2C_1 C_2 (L^2 - L_m^2)} \approx \frac{1}{L(C_1 - C_2)} \approx \frac{1}{LC_1}$$

Ora, se C_2 diminuisce, ω_m aumenta; di conseguenza, il termine $\frac{\sin\left(\frac{\omega_m t_0}{2}\right)}{\frac{\omega_m t_0}{2}}$ della (3.21)

che, come si puo' facilmente riconoscere, non e' altro che un seno cardinale, tendera' a zero. Rimane quindi nella (3.21) solo il termine associato a B' che non variera', in quanto si e' supposto C_1 costante. Si osservera' allora una sinusoide (quella associata a ω_m) che si alza in frequenza e diminuisce in ampiezza, sovrapposta ad una seconda sinusoide (associata a ω_p) che tende a frequenza costante. Si nota inoltre che la pulsazione ω_p asintotica e' quella che si avrebbe nel caso in cui non si avesse affatto crosstalk.

Naturalmente, se $C_2 \ll C_1$ ma $\omega_m \ll 1/t_0$ il seno cardinale tendera' a 1 invece che annullarsi; di conseguenza, se anche A' e B' fossero circa unitari (cioe' se $L_m/L \approx 1$), si avrebbe la sovrapposizione di due sinusoidi di ampiezza massima (infatti, si puo' vedere dalla (3.20) che, nel caso in cui $C_1=C_2$, A' e B' valgono solo, rispettivamente, $1/2$ e $-1/2$, indipendentemente dai valori di L ed L_m). Un esempio e' mostrato in figura 3-33.

2) Come secondo caso, si ipotizzi che $C_2 > C_1$ e che, come prima, C_1 (il carico sulla linea attiva) resti costante. Se C_2 e' molto maggiore di C_1 , si puo' pensare che la linea passiva filtri sempre di piu' il disturbo, per arrivare al limite di C_2 tendente a infinito a poter considerare la seconda linea come cortocircuitata a massa. Di conseguenza, ci si aspettera' di osservare un transitorio di ampiezza inferiore rispetto al caso in cui C_1 e C_2 sono identiche.

Ancora, procedendo analiticamente, e' possibile ricavare approssimazioni per A' , B' , ω_m , ω_p nell'ipotesi $C_2 \gg C_1$ in maniera simile a quanto fatto nel caso opposto; si trova

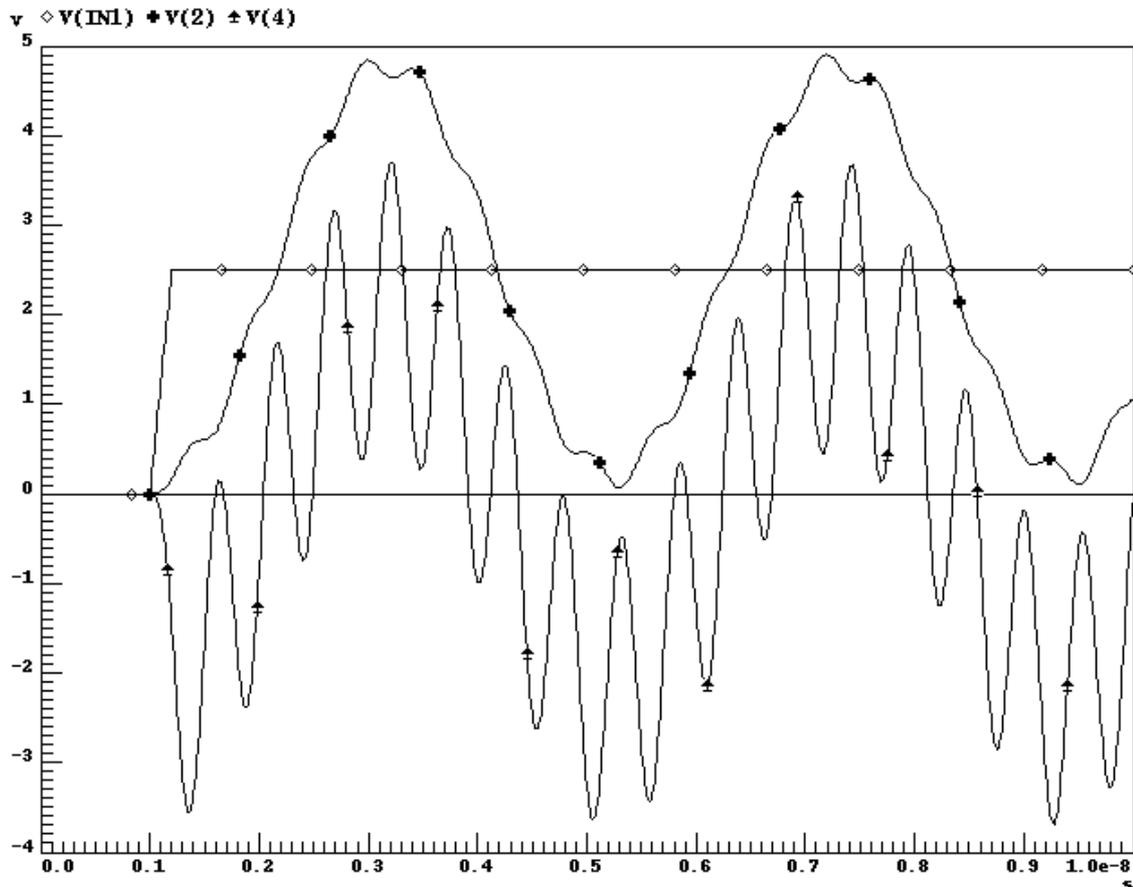


Fig. 3-33 Disturbo su linea attiva (v2) e passiva (v4) in un caso critico. Si sono qui assunti: fronte di salita 0-2.5V in 200ps, $L_m/L=0.9$, $C_1=100\text{pF}$, $C_2=10\text{pF}$.

allora che A' e B' tendono a zero e le pulsazioni, con un procedimento analogo a quello visto, risultano essere:

$$\omega_m^2 \approx \frac{L}{C_1(L^2 - L_m^2)}, \quad \omega_p^2 \approx \frac{1}{LC_2}$$

Si nota quindi la presenza di una sinusoide a pulsazione ω_m costante e di una seconda sinusoide a pulsazione decrescente con C_2 .

Si osservi inoltre che la pulsazione ω_m e' la stessa che si avrebbe sulla prima linea nel caso in cui la seconda fosse cortocircuitata a massa; in questo caso infatti l'induttanza equivalente vista dalla prima linea sarebbe $L_{eq} = L - L_m^2/L = (L^2 - L_m^2)/L$. La sinusoide a bassa frequenza verra' ulteriormente diminuita in ampiezza dalla presenza del termine di attenuazione esponenziale; inoltre, visto che A' e B' tendono ad annullarsi, l'ampiezza del transitorio di tensione sara' sicuramente inferiore rispetto al caso $C_1=C_2$.

Riassumendo, si e' dimostrato come la diminuzione del valore della capacita' di carico della seconda linea rispetto alla capacita' di carico della prima linea non porti nessun beneficio alla diafonia e anzi possa costituire una condizione peggiorativa. Viceversa, all'aumentare di questo valore, il disturbo indotto sulla linea passiva tende a smorzarsi come ampiezza.

Tipicamente, e' ragionevole assumere che la capacita' vista in ingresso ad una piazzola del dispositivo in silicio (per esempio, 10pF) sia inferiore alla capacita' ipotizzata in uscita ad un piedino del package (per esempio, 50pF). Di conseguenza, le due situazioni esaminate corrispondono rispettivamente ai caso di disturbo da parte di una linea di uscita dal dispositivo verso una linea di ingresso e di disturbo da parte di una linea di ingresso verso una linea di uscita.

E' logico a questo punto chiedersi per quali valori di C_1 , C_2 , a parita' di L ed L_m (in quanto questi ultimi sono fissati dalla la geometria delle tracce), si abbia la massima diafonia.

Purtroppo, pero', V_{out2} non ha una espressione analitica semplice. Si inizi allora con l'osservare che i due seni cardinali nella (3.21) contengono un argomento dipendente da t_0 , cosa che non accade per A' e B' . Quindi, visto che $\text{Sin}(x)/x$ e' sempre minore o uguale a 1, e' possibile supporre, regolando opportunamente t_0 , di essere nella condizione in cui il seno cardinale e' unitario; infatti, questa situazione e' sicuramente peggiorativa.

Di conseguenza, si puo' trascurare questo termine nella espressione in esame. Si considerino ora le (3.20). Come gia' osservato, per $C_1=C_2$ i termini A' e B' valgono, in modulo, $1/2$. Si dimostrera' ora che A' e B' hanno al massimo modulo unitario.

Procedendo per assurdo, si ipotizzi che $\frac{L_m C_1}{\sqrt{L^2(C_1 - C_2)^2 + 4L_m^2 C_1 C_2}} > 1$. Allora, osservando che

l'argomento della radice e' sempre positivo, si puo' elevare al quadrato e ottenere $L_m^2 C_1^2 > L^2(C_1 - C_2)^2 + 4L_m^2 C_1 C_2$. Riarrangiando i termini della disuguaglianza si ha $\frac{L_m^2}{L^2} C_1(C_1 - 4C_2) > (C_1 - C_2)^2$. Fisicamente, accade che $L_m/L \leq 1$; quindi

$C_1(C_1 - 4C_2) \geq \frac{L_m^2}{L^2} C_1(C_1 - 4C_2) > (C_1 - C_2)^2$ da cui segue, considerando solo i due termini piu' esterni, che $-2C_1 C_2 > C_1^2$, condizione ovviamente non vera. La tesi e' quindi provata.

Si consideri ora nuovamente il caso $C_2 < C_1$, in quanto come visto puo' portare ad una condizione di diafonia critica. Si supponga pero' questa volta di mantenere C_2 fissa e di aumentare C_1 . In questo modo e' possibile scegliere una C_2 tale da consentire, dato t_0 , il sussistere della disuguaglianza $\omega_m < 1/t_0$. Se l'accoppiamento induttivo fosse prossimo a 1, cioe' se $L_m/L \approx 1$, allora per C_1 molto maggiore di C_2 si avrebbero A' e B' tendenti in modulo a uno che, come dimostrato, e' il valore massimo che essi possono assumere.

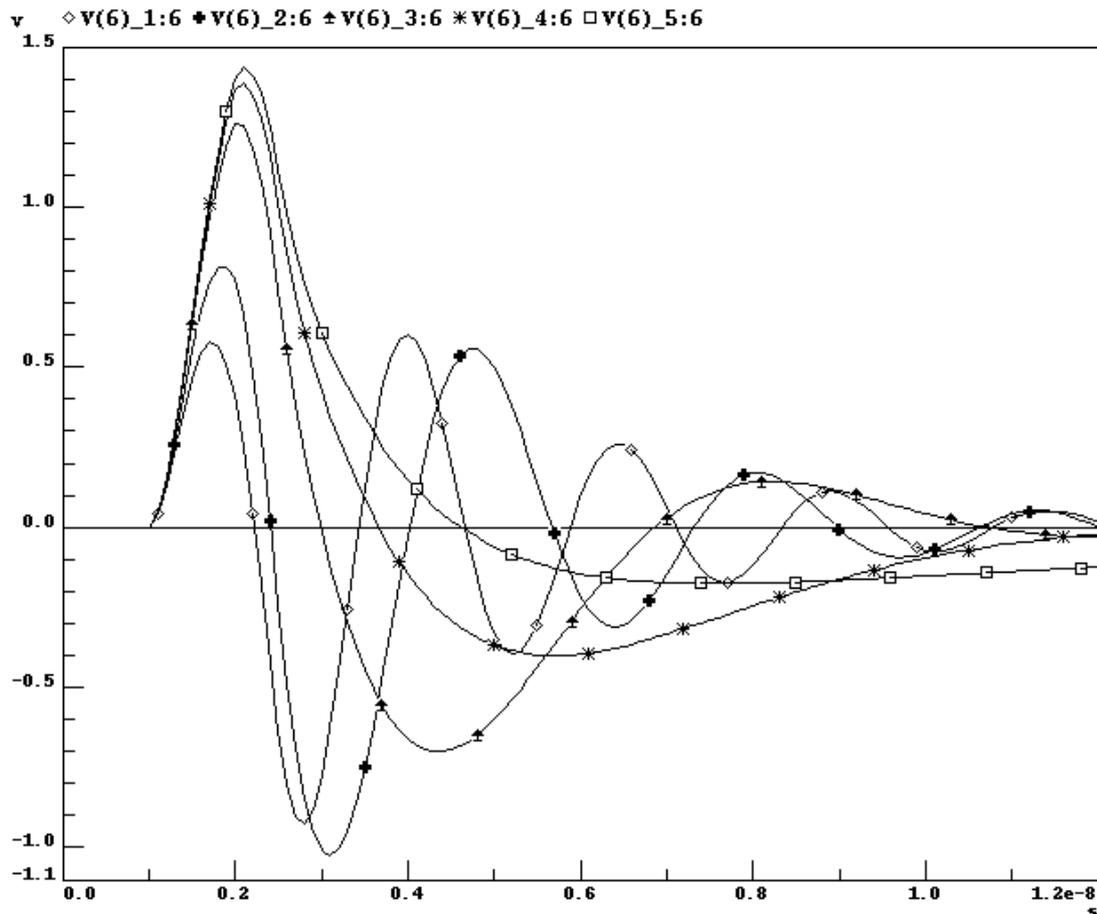


Fig. 3-34 Diafonia su linea passiva all'aumentare del carico capacitivo sulle linee attive. Nel caso in esame, quattro linee attive commutano da 2.5 a 0V in 1ns. Il carico sulla linea passiva e' una capacita' da 10pF; sulle linee attive la capacita' assume i valori di 10pF, 20pF, 100pF, 300pF, 1nF. I modelli delle linee sono gli stessi di figura 3-25; gli accoppiamenti induttivi variano, a seconda della distanza tra le linee, da 0.48 a 0.68.

Quindi, partendo da $C_1=C_2$ dove A' e B' valgono 1/2 in valore assoluto, si arriva per $C_1 \gg C_2$ ad un valore prossimo al massimo possibile.

Di conseguenza, anche non sapendo esattamente quale sia l'andamento di A' e B' al variare di C_1 (in particolare, non si e' certi che non vi sia un massimo per un qualche valore di C_1 diverso da infinito), si puo' essere sicuri che, per C_1 grande rispetto a C_2 , si ha una condizione molto simile alla peggiore.

Nelle strutture in esame, dove facilmente il fattore $K_i=L_m/L$ puo' assumere valori intorno a 0.7 e dove quindi non valgono le ipotesi di accoppiamento lasco, e' ancora ragionevole supporre che per $C_1 \gg C_2$ ci si avvicini al caso pessimo. Dovendo allora ricavare dei valori da attribuire ai carichi per effettuare le simulazioni, si potra' calcolare innanzi tutto C_2 con la semplice formula (3.16) del paragrafo 3.6.2.1, quindi si scegliera'

C_1 il piu' grande possibile, compatibilmente con le specifiche; la figura 3-33 e la figura 3-34 sono state generate seguendo questi criteri.

Viceversa, nel caso $C_1 < C_2$, si fissera' C_1 (sempre con gli usuali metodi) e si sceglia' C_2 piu' piccola possibile, sempre compatibilmente con le specifiche, in modo da minimizzarne gli effetti di filtro; un esempio e' mostrato in figura 3-35.

Si puo' obiettare a questo punto che, nel caso $C_2 < C_1$, calcolando C_2 con la (3.16), si stima una capacita' di valore inferiore rispetto a quella che si otterrebbe con l'utilizzo della espressione esatta di ω_m (si confrontino le espressioni di ω e ω_m); quindi non necessariamente la condizione $\omega_m \approx 1/t_0$ e' rispettata. Si ricordi tuttavia la discussione svolta al paragrafo 3.6.2.1; infatti, se e' vero che ipotizzando una capacita' di carico troppo piccola le sovraelongazioni si smorzano in quanto e' 'facile' fornire la quantita' di carica elettrica necessaria alla variazione di tensione ai capi della stessa, e' altresì vero che, se la

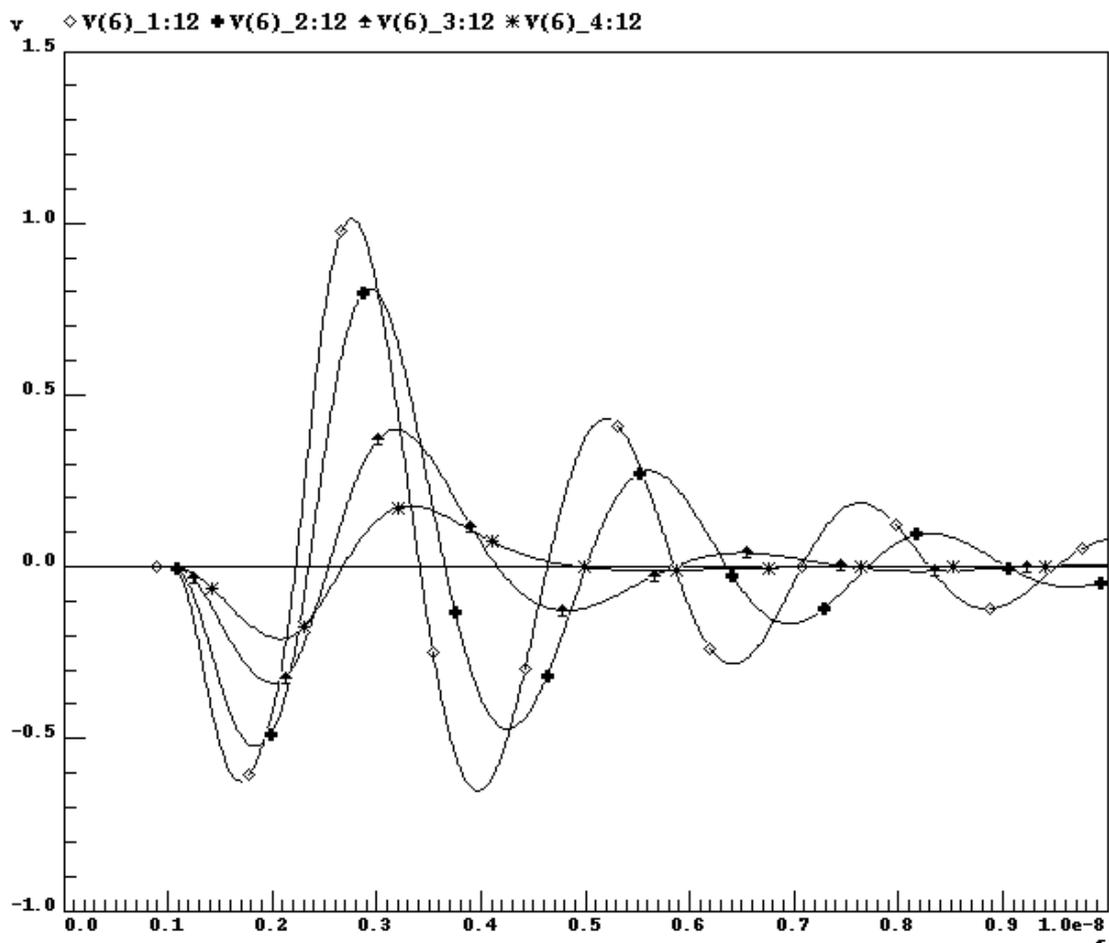


Fig. 3-35 Diafonia su linea passiva nel caso delle cinque linee accoppiate di figura 3-25, al variare della capacita' di carico imposta alla linea passiva. Le linee attive commutano da 0 a 2.5V in 1ns e hanno un carico di 10pF. Sulla linea passiva la capacita' assume i valori di 10pF, 20pF, 50pF, 100pF.

pulsazione di risonanza e' bassa rispetto alla velocità con cui il transitorio e' attenuato dagli effetti dissipativi, ancora le sovraelongazioni massime vengono smorzate.

Ora, pur non conoscendo a priori la costante di smorzamento, in quanto essa dipende dalla resistenza serie del buffer che pilota la linea, si puo' sicuramente affermare che una sinusoide di una certa ampiezza e frequenza avra' il primo massimo a tensione inferiore rispetto ad una seconda sinusoide di pari ampiezza e piu' alta frequenza, quando nel circuito siano inserite delle R in serie agli induttori; in figura 3-36 e' mostrato il disturbo sulla linea passiva nel caso di cinque linee accoppiate, al variare del carico imposto alla linea passiva nell'intorno del valore calcolato mediante la (3.16).

E' bene inoltre ricordare che una analisi piu' dettagliata dell'andamento di A' e B' al variare di C_1 e C_2 , sebbene possibile, risulterebbe inutile; infatti, si stanno ricavando alcune considerazioni la cui validita' non vuole essere ristretta al caso di due sole linee accoppiate. I calcoli fin qui svolti servono semplicemente a dare una valida giustificazione analitica ad una serie di criteri qualitativi di valutazione la cui individuazione e' uno degli

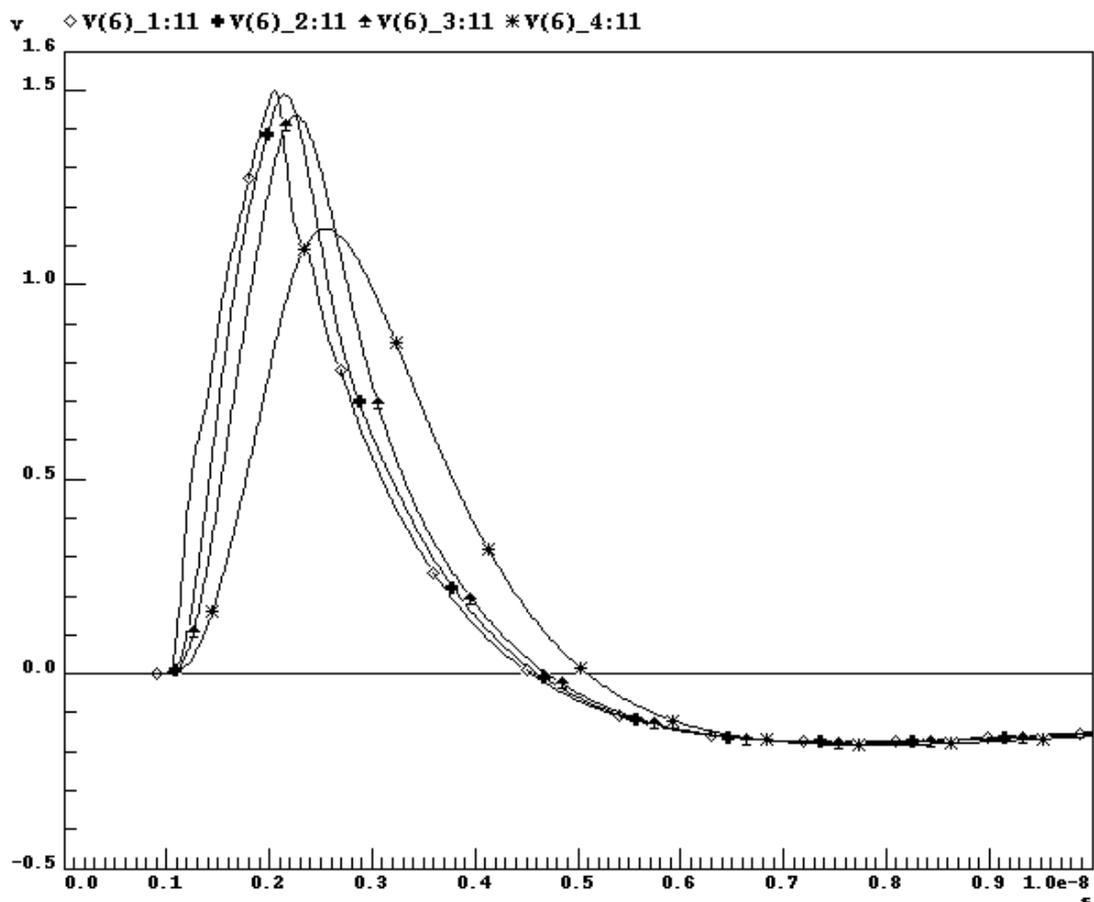


Fig. 3-36 Diafonia su linea passiva nel caso delle cinque linee accoppiate, di cui in figura 3-25, al variare del carico imposto alla linea passiva. Le linee attive commutano da 2.5 a 0V in 1ns e hanno un carico di 1nF. Sulla linea passiva la capacita' assume i valori di 1pF, 10pF, 20pF, 50pF.

scopi della presente trattazione; la figura 3-34, la figura 3-35 e la figura 3-36, per esempio, sono state generate applicando i criteri enunciati al caso delle cinque linee mutuamente accoppiate di figura 3-25. In merito al caso in questione, quindi, si e' dimostrato come un valore di C_1 grande rispetto a C_2 porti ad una grande diafonia; il che e' ovvio, se si pensa che in questo modo sulla linea attiva si ha un carico a bassa impedenza. Allora si avranno sulla prima linea, in generale, alte correnti e basse tensioni; non stupisce quindi avere alti livelli di accoppiamento induttivo.

3.7 Il ground bounce

Quando un numero significativo di invertitori integrati commutano simultaneamente causando l'iniezione di grandi correnti nel sistema di distribuzione delle alimentazioni, si generano delle fluttuazioni di tensione in seguito alla presenza di induttanze parassite lungo i conduttori; questo fenomeno e' genericamente indicato con il termine di ground bounce.

Tipicamente, il rumore dI/dt causato dalla commutazione simultanea dei buffer di uscita e' il componente piu' significativo del ground bounce, in quanto la maggior parte degli invertitori facenti parte della circuiteria interna si occupano di caricare e scaricare capacita' di dimensioni trascurabili rispetto a quelle che un buffer di uscita e' chiamato a pilotare; inoltre, la circuiteria interna puo' formare piccoli percorsi chiusi per la corrente, cosa che evidentemente non e' possibile nel caso in cui il carico da pilotare non siano le "gate" di un'altro invertitore integrato nello stesso chip di silicio ma una capacita' esterna al package [1].

Gli effetti negativi di questo disturbo possono essere molto insidiosi e manifestarsi in differenti modi; per esempio, si puo' avere un aumento dei ritardi nelle commutazioni dei segnali o addirittura la generazione di una commutazione spuria. Per evitare che la circuiteria interna venga disturbata dalle fluttuazioni di tensione causate dalle commutazioni dei buffer di uscita, si tengono tipicamente separate le alimentazioni di queste due parti. Inoltre, e' ovvio che quanti piu' cammini differenti sono disponibili per la corrente, tanto minore sara' la variazione della tensione causata dagli effetti induttivi, in quanto si provvede ad un numero di percorsi in parallelo fra loro che aiutano a diminuire l'induttanza totale. Di conseguenza, nel caso in cui risulti necessario, puo' essere conveniente riservare alle alimentazioni piu' di un collegamento del dispositivo con il mondo esterno.

Nel caso del package μ BGA si e' evidenziata la necessita' di considerare l'effetto degli accoppiamenti mutui tra le tracce, sia per tenere conto della diafonia causata dalla vicinanza delle linee di alimentazione a linee di segnale da queste indipendenti, che per considerare correttamente le induttanze totali dei percorsi chiusi effettuati dalla corrente. Si noti inoltre che si e' implicitamente ipotizzato che l'induttanza dei conduttori di massa e alimentazione esterni al package sia nulla; cio' e' ragionevole qualora vi sia nelle

vicinanze un condensatore di disaccoppiamento, magari unitamente alla presenza nella piastra a circuito stampato di piani di metallizzazione dedicati alle alimentazioni.

3.7.1 La modellizzazione del ground bounce

Trattando la tecnologia μ BGA e' necessario considerare anche un secondo veicolo di introduzione di disturbo nelle alimentazioni, oltre alla commutazione dei buffer ad esse direttamente connessi. Infatti, dal momento che, come piu' volte ricordato, le alimentazioni sono portate da tracce in nulla differenti da quelle dei segnali, e' possibile avere un disturbo accoppiato a causa della diafonia.

Naturalmente, nel caso in cui le tracce di segnale responsabili del disturbo siano le stesse che utilizzano la particolare traccia di alimentazione come percorso comune per chiudere la spira di corrente, non si parlera' di diafonia ma piuttosto di induttanza totale e di ground bounce (si veda il paragrafo 3.2). Tuttavia, dal momento che spesso le alimentazioni, come accennato, vengono separate, e' possibile che una simile traccia sia posta in prossimita' di tracce di segnale da questa indipendenti (almeno in prima approssimazione, in quanto un legame esistera' sempre, se non altro per il fatto che i circuiti a cui le alimentazioni fanno capo sono integrati insieme). Per esempio, potrebbe capitare che la traccia di massa dei buffer di uscita sia vicina alle tracce che portano i segnali di ingresso al dispositivo. Sotto l'ipotesi di indipendenza, si applica il principio di sovrapposizione degli effetti e si considera la diafonia come un disturbo che va a sovrapporsi al preesistente rumore delta-I causato dalle commutazioni degli invertitori.

In genere, i modelli utilizzati per la simulazione del ground bounce sono molto semplici, in quanto consistono nell'interporre tra le alimentazioni esterne e quelle interne un singolo induttore. E' quindi facile stimare il disturbo di tensione indotto con la relazione valida per l'induttanza $V_n = L_{eff} \frac{dI}{dt}$. Naturalmente, in questo caso si e' ipotizzato implicitamente di considerare l'intera induttanza della spira come concentrata in un punto; cio' e' realistico nel caso in cui le variazioni di corrente siano dovute solamente alla carica e scarica da parte degli invertitori di capacita' interne al dispositivo.

Nel caso in cui, invece, la capacita' di carico sia esterna, questa ipotesi e' peggiorativa, in quanto sicuramente l'induttanza parassita del conduttore che collega l'uscita dell'invertitore con il carico tende a limitare la rapida variazione della corrente, mitigando cosi' l'effetto del ground bounce. In figura 3-37 e' mostrato un modello semplificato del dispositivo e del package.

Il fatto di trascurare la mutua induttanza tra i due percorsi di alimentazione e di segnale di uscita, invece, puo' essere una ipotesi peggiorativa accettabile, anche se non accurata, in quanto se essi sono vicini l'accoppiamento mutuo tendera' a ridurre l'induttanza totale, come visto nel paragrafo 3.2 e non ad aumentarla.

Se pero' per qualche ragione i percorsi fossero equiversi, l'accoppiamento fara' aumentare l'induttanza di spira. Spesso si puo' pensare in prima approssimazione che

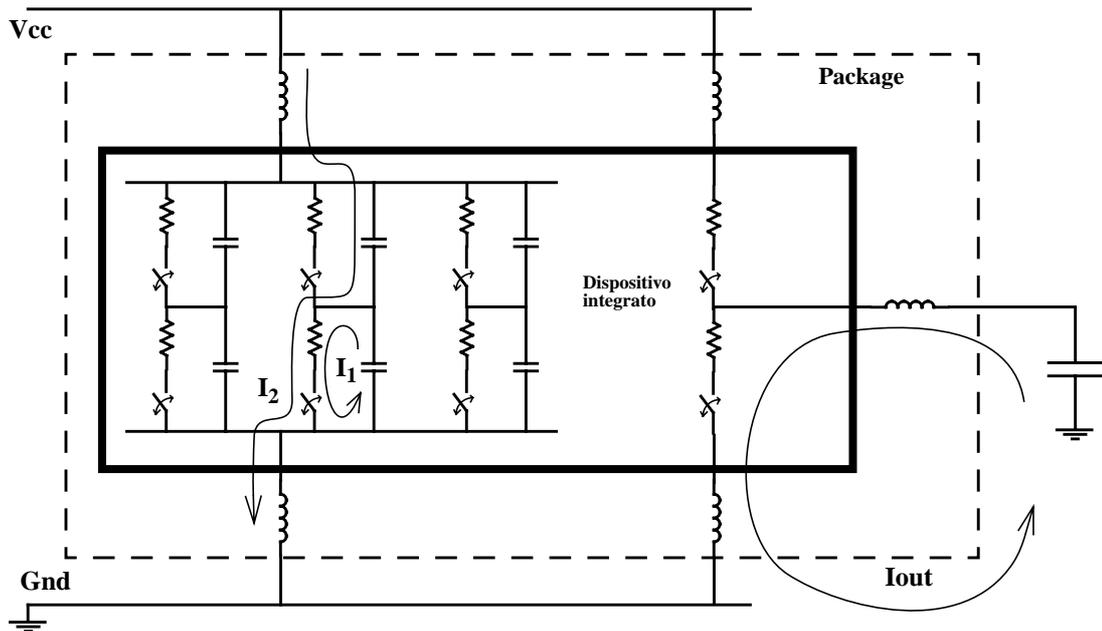


Fig. 3-37 Modello della distribuzione delle alimentazioni in un circuito integrato (le induttanze dei conduttori esterni al package sono considerate nulle). Si noti la presenza di due differenti alimentazioni per la circuiteria interna e per gli invertitori che comandano le uscite. I transistori componenti gli invertitori sono schematizzati con un interruttore in serie ad una resistenza. Sono inoltre mostrati alcuni percorsi conduttivi per la corrente nel caso di commutazioni dallo stato logico alto a quello basso.

questo accoppiamento sia nullo; cio' e' possibile, per esempio, in un package tradizionale, come un DIP, in cui un piedino di alimentazione sia posto da uno dei due lati e uno o piu' piedini di segnale dall'altro e quindi ad una certa distanza tra loro; in figura 3-38 e' mostrata l'area racchiusa dalla spirale di corrente.

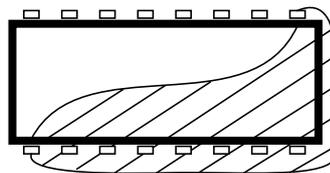


Fig. 3-38 Possibile area racchiusa dalla spirale di corrente in un package DIP quando alimentazione e segnale sono associati a piedini su lati opposti.

Purtroppo, nella tecnologia μ BGA puo' avvenire un caso critico, come illustrato in figura 3-39, quando un piedino di alimentazione e un piedino di segnale sono situate in posizioni diametralmente opposte rispetto alle corrispondenti piazzole sul silicio.

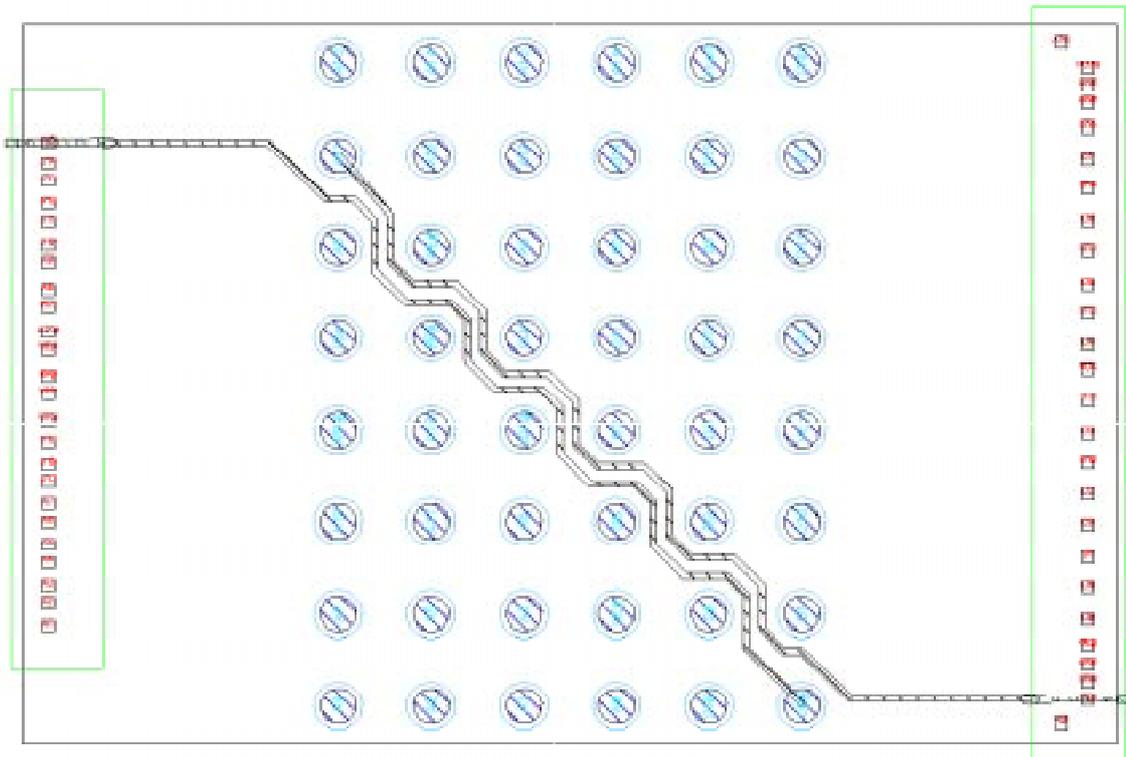


Fig. 3-39 Due tracce pesantemente accoppiate nel layout di un package μ BGA.

E' evidente allora che la porzione di percorso della corrente all'interno del dispositivo integrato non e' affatto trascurabile e le ipotesi del paragrafo 3.2 non sono piu' valide; inoltre, l'accoppiamento positivo tra le tracce e' significativo.

Presupporre quindi l'esistenza del semplice accoppiamento positivo corrisponde a sovrastimare l'induttanza d'anello totale, in quanto il percorso all'interno del dispositivo limita in realta' l'area della spira (infatti, si ricordi il significato di induttanza parziale, secondo cui l'area associata ad un segmento per il calcolo della sua induttanza e' quella racchiusa tra il segmento stesso, due semirette passanti per i suoi estremi e ad esso perpendicolari e l'infinito); sarebbe pero' sbagliato considerare nullo questo accoppiamento. Analiticamente, chiamando 1 e 3 le porzioni di percorso lungo le tracce e 2 la porzione interna, un semplice calcolo mostra come l'induttanza totale della spira sia $L_{tot} = L_{11} - L_{22} + L_{33} + 2L_{13}$, da confrontare con la approssimazione $L'_{tot} = L_{11} + L_{33} + 2L_{13}$; si e' cosi' verificato che effettivamente l'approssimazione sovrastima l'induttanza totale.

Si e' quindi dimostrato come, per una corretta modellizzazione del problema, sia necessario considerare anche le induttanze mutue tra le tracce di alimentazione e di segnale, in quanto la vicinanza delle stesse sull'unico livello di metallo disponibile per lo sbroglio dei percorsi crea degli accoppiamenti non trascurabili, sia per quanto riguarda la diafonia che il ground bounce. Inoltre, come sottolineato in [1], e' indispensabile considerare gli accoppiamenti mutui tra i diversi percorsi di alimentazione, qualora si sia

scelto di utilizzare piu' cammini in parallelo allo scopo di minimizzare l'induttanza totale tra le alimentazioni interne e quelle esterne; infatti, uno stretto accoppiamento tra questi cammini riduce drasticamente l'efficacia della soluzione. Un secondo modo di vedere il problema e' questo: visto che l'induttanza di un filo percorso da corrente e' prevalentemente legata all'area che questo filo racchiude e non tanto a caratteristiche del filo stesso, come la sezione, due porzioni differenti di percorso che, per esempio, connettano la stessa massa interna con la massa esterna seguendo un tragitto simile, non provvederanno ad un cammino realmente differente e quindi, a parita' di corrente condotta (cioe' se la resistenza del filo e' trascurabile rispetto a quella dei generatori che pilotano la linea) daranno circa la stessa induttanza totale.

Di fatto, in una simile situazione, se si 'guardasse da lontano', cioe' da una distanza alla quale il percorso della corrente possa essere considerato filiforme rispetto all'area della spira (e questo e' tanto piu' vero quanto meno i cammini si differenziano), si vedrebbe una unica spira. Naturalmente cio' in realta' non e' vero, in quanto un diverso cammino, anche se parallelo, porta comunque ad una diminuzione della induttanza; il problema e' determinare se questa diminuzione sia apprezzabile oppure no. In ogni caso e' bene, quando possibile, differenziare i cammini quanto piu' possibile.

Si notino infine due aspetti che, fortunatamente, aiutano a rendere il problema del ground bounce meno critico. Innanzi tutto, esistera' sicuramente una capacita' di accoppiamento tra massa e alimentazione che tendera' a mantenere costante questa differenza di potenziale e a rendere disponibile, attraverso di essa, un secondo cammino possibile per la corrente, come mostrato nell'esempio di figura 3-40.

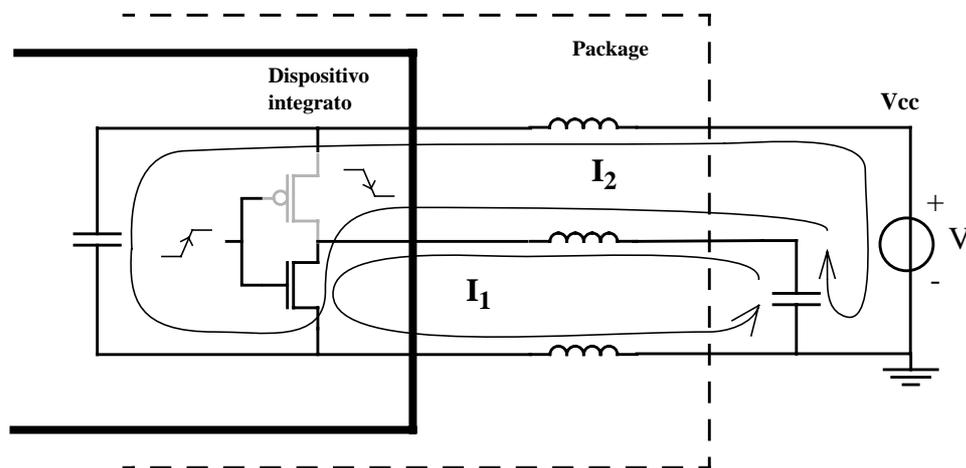


Fig. 3-40 I percorsi possibili per le spire di corrente attraverso le alimentazioni quando un buffer d'uscita commuta stato logico.

Questa capacita' e' costituita, oltre che dalle capacita' mutue tra le linee in metallo interne al dispositivo, da tutti gli invertitori che in quel momento non stanno commutando. Cio' e' sicuramente vero per la circuiteria interna, in quanto solo una piccola frazione dei

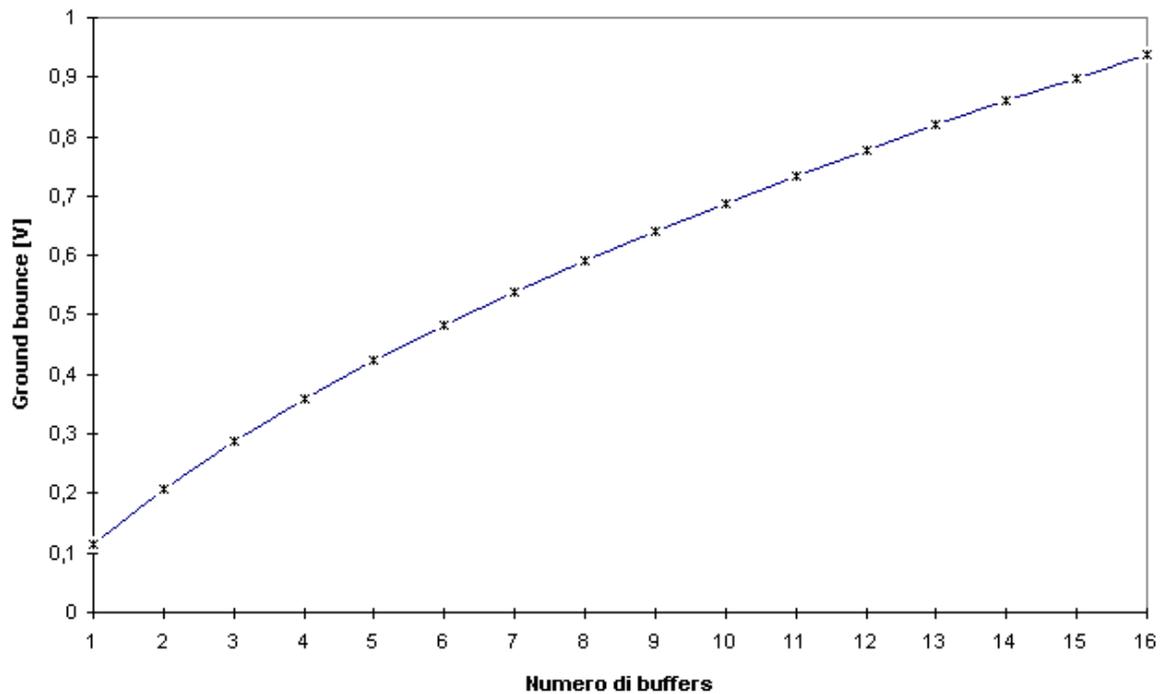


Fig. 3-41 Entita' del ground bounce al variare del numero di invertitori che commutano da 0 a 2,5V. La linea di massa e le linee di segnale hanno una induttanza di 4nH, senza accoppiamenti mutui; gli invertitori pilotano carichi da 100pF, hanno resistenza serie di 10 Ω e commutano in

molti invertitori integrati stara' commutando in un dato momento. Se si e' scelto pero' di separare le alimentazioni della circuiteria interna e dei buffer di uscita, per questi ultimi la situazione e' piu' critica, in quanto e' sicuramente possibile che essi commutino tutti (quasi) contemporaneamente. E' stato pero' mostrato come la tensione di disturbo indotta sia sublineare rispetto al numero di invertitori che si attivano [25],[23], in quanto il ground bounce agisce in forma di reazione negativa, riducendo la differenza di potenziale vista dai transistori e quindi la corrente da essi condotta. Un esempio di cio' e' mostrato in figura 3-41.

Progetto del package

4.1 Introduzione

Nel capitolo precedente si e' svolta una trattazione teorica circa i metodi migliori per realizzare un modello circuitale del package Tessera μ BGA. Nel presente capitolo si fara' uso degli elementi di teoria sviluppati, mostrando in che modo essi trovino applicazione pratica.

Innanzitutto si e' caratterizzata la tecnologia μ BGA, cioe' si sono ricavate, mediante simulazioni, informazioni realistiche circa il comportamento del package. Purtroppo, non e' possibile dare una misura dei disturbi introdotti dalla presenza del package valida per ogni configurazione geometrica, in quanto, come si e' visto, essi dipendono in maniera sostanziale sia dal percorso delle tracce del circuito flessibile, che dalla particolare geometria delle connessioni sulla piastra a circuito stampato. Si e' quindi preso in esame un caso specifico, progettato pero' appositamente allo scopo di fornire informazioni 'generali', per quanto entro i limiti evidenziati. Queste informazioni sono utili a chi sviluppa il dispositivo per stimare velocemente e fin dall'inizio, anche se in prima approssimazione, l'entita' dei disturbi introdotti dal package.

In secondo luogo si e' individuata, sulla base della trattazione teorica, una serie di regole di progetto dei percorsi delle tracce sul circuito flessibile che consentano di ridurre al minimo gli effetti indesiderati, come per esempio il crosstalk. Infatti, potendo decidere la configurazione delle connessioni interne al package, si ha il massimo numero di gradi di liberta'. Ora, strumenti di calcolo come FastHenry e FastCap consentono l'analisi solo di una situazione gia' definita; tuttavia, nel caso in esame, si e' a monte di questa situazione, in quanto si deve ancora procedere alla sintesi, cioe' al progetto dei percorsi delle connessioni. E' quindi opportuno fornire alcune regole che consentano un progetto ottimale dei percorsi; la bonta' del risultato puo' essere verificata in un secondo tempo

mediante l'ausilio dei solutori di campo. Queste regole sono quindi utili a chi progetta il circuito flessibile, per avere dei criteri di scelta, nello sbroglio delle connessioni, basati su considerazioni di natura elettromagnetica e non solo meccanica o geometrica.

In ultimo, si mostrerà come i precedenti criteri di stima e regole di progetto siano stati applicati al caso reale di un package μ BGA destinato a contenere una memoria flash da 16Mbit. Il comportamento di questo package è stato quindi simulato in maniera accurata mediante l'uso di un modello semplice e completo, secondo quanto illustrato nel precedente capitolo; i risultati della simulazione verranno quindi discussi in confronto ai criteri di stima e alle regole di progetto utilizzati.

4.2 Caratterizzazione della tecnologia Tessera μ BGA

Nel momento in cui ci si accinge a sviluppare un nuovo dispositivo, è utile poter conoscere, almeno qualitativamente, le caratteristiche elettromagnetiche del package in cui esso sarà contenuto; in questo modo, infatti, sarà possibile tenere conto, in uno stadio ancora iniziale del progetto, della presenza degli elementi parassiti che inevitabilmente, a causa del package, si introdurranno.

Si è quindi eseguita una caratterizzazione della tecnologia Tessera μ BGA; con ciò si intende l'aver individuato, attraverso la applicazione dei risultati teorici ricavati al capitolo 3, un insieme di informazioni e di metodi per stimare velocemente, anche se solo in prima approssimazione, l'entità dei fenomeni di disturbo causati dalla presenza del package.

La caratterizzazione della tecnologia μ BGA in generale è però molto delicata, in quanto, come visto al paragrafo 3.2, i valori dei parassiti induttivi e capacitivi del package dipendono in maniera sostanziale da come esso viene montato sulla piastra a circuito stampato. Non conoscendo tale configurazione, si dovranno formulare alcune ipotesi arbitrarie; di conseguenza, i risultati trovati dovranno essere utilizzati con cautela, in quanto sarà sempre necessario valutare, alla luce delle considerazioni svolte al precedente capitolo, se essi possano o no essere considerati validi. Inoltre, questi risultati, essendo approssimati, saranno poco precisi e quindi adatti solo ad una prima stima.

Un esempio di applicazione di questi metodi di stima verrà presentato nel paragrafo 4.4.

4.2.1 La stima dei disturbi

Innanzitutto, per porsi nel caso più generico possibile, si è deciso di considerare un gruppo di tracce di rame rettilinee e parallele, lunghe quattro millimetri, spesse $18\mu\text{m}$ e di larghezza e spaziatura minime pari a $35\mu\text{m}$. La lunghezza di quattro millimetri è stata imposta in quanto, come mostrato al paragrafo 3.2, non è possibile definire per queste linee dei parametri per unità di lunghezza; questa lunghezza è allora stata scelta

leggermente maggiore della lunghezza tipica di una traccia (si veda per esempio il paragrafo 3.3.1). Lo spessore delle tracce e' vincolato a $18\mu\text{m}$ dalla tecnologia usata dal fornitore di circuito flessibile. La larghezza e spaziatura minima sono state scelte per consentire il massimo accoppiamento tra le tracce, in modo da ottenere delle stime del caso pessimo (larghezza e spaziatura tipiche tra le tracce corrispondono a $50\mu\text{m}$). Il fatto di utilizzare una piccola larghezza di traccia influisce solo marginalmente, tra l'altro, sulla induttanza delle spire di corrente che si formano, come mostrato al paragrafo 3.5.

Queste scelte sono, in realta', molto conservative, in quanto difficilmente ci si trovera' in una situazione cosi' sfortunata; tuttavia, se dalle stime effettuate risulta che il dispositivo non e' disturbato dalla presenza del package, si puo' ritenere che effettivamente cio' avvenga anche nella realta'. In caso contrario, per verificare il buon funzionamento dell'insieme dispositivo - package ci si deve rivolgere a simulazioni piu' accurate; un esempio di tali simulazioni e' riportato nel paragrafo 4.4.

Un metodo semplice per consentire ad un progettista di stimare l'entita' di un disturbo e' fornire dei grafici, attraverso i quali egli possa individuare i valori massimi che un disturbo puo' assumere in funzione di alcuni parametri caratteristici, come il numero di linee mutuamente accoppiate e i tempi di salita dei fronti dei segnali.

Si sono quindi determinati quattro casi principali per i quali realizzare questi grafici. Si ricordi a questo proposito la trattazione del crosstalk svolta al paragrafo 3.6, in particolare per cio' che riguarda i ruoli svolti dalle linee di ingresso e di uscita nel creare o ricevere i disturbi: nel caso di segnali solo entranti o solo uscenti dal package si ipotizza, in prima approssimazione, che i carichi capacitivi delle linee abbiano tutti lo stesso valore; viceversa, prendendo in esame il crosstalk tra linee di ingresso e linee di uscita, e' necessario ritenere che i carichi capacitivi siano differenti.

I generatori di tensione, che pilotano le linee usate per le simulazioni da cui sono stati ricavati i grafici, hanno una resistenza serie di 10 ohm. I valori dei carichi sono stati calcolati in funzione del tempo di salita del fronte, secondo la (3.16) e i criteri del paragrafo 3.6.3.1, per dare le massime sovralongazioni. Si e' inoltre supposto che, nel caso di segnali entranti, le protezioni contro le scariche elettrostatiche non filtrino i disturbi.

I quattro casi sono i seguenti:

1. Crosstalk tra segnali entranti. In questa situazione non si e' considerata l'induttanza dei conduttori di alimentazione, allo scopo di avere una condizione peggiorativa. Infatti, il generatore che pilota una generica linea di ingresso e' esterno al package; l'induttanza del conduttore di massa, L_{gnd} , tende ad opporsi alle variazioni di corrente, quindi, quando una linea di ingresso commuta, la tensione della massa interna al package si alza. Di conseguenza, la differenza di potenziale ai capi della capacita' da caricare diminuisce, unitamente alla richiesta di corrente. Tuttavia, una minore corrente nelle linee di segnale implica un minore accoppiamento induttivo. E' quindi preferibile trascurare la L_{gnd} .

2. Crosstalk tra segnali uscenti. In questo caso e' necessario considerare l'induttanza dei conduttori di massa. Infatti, il generatore che pilota una generica linea di uscita e', questa volta, interno al package. Una variazione della tensione della massa interna e' quindi avvertita da tutti i buffer d'uscita e da' luogo ad un aumento dell'accoppiamento, come mostrato alla fine del paragrafo 3.2. Si e' allora ipotizzata la presenza di una unica linea di massa isolata rispetto alle linee di segnale, allo scopo di massimizzare le induttanze d'anello (si vedano i paragrafi 2.3, 3.2, e 3.7).
3. Crosstalk tra segnali uscenti e segnali entranti. In questa situazione e' opportuno considerare la presenza della L_{gnd} , come al punto 2, in quanto non necessariamente le masse dei buffer d'uscita e dei buffer d'ingresso sono separate. Il carico capacitivo sulle linee di uscita attive e' stato posto pari a 100pF, considerato come il massimo valore che, ragionevolmente, una linea di questo tipo e' chiamata a pilotare.
4. Ground bounce. In questo caso si e' considerata la commutazione contemporanea dei buffer d'uscita; il carico capacitivo e' stato mantenuto pari a 100pF.

I grafici per i quattro casi elencati sono mostrati, rispettivamente, in figura 4-1, 4-2, 4-3 e 4-4. Ogni grafico rappresenta il massimo valore di tensione del disturbo su una linea rispetto al valore asintotico che essa assume a transitorio esaurito, in funzione del numero di linee che commutano; nel grafico sono mostrate varie curve di livello corrispondenti ad uguali tempi di salita del fronte.

I valori di tensione rappresentati sono stati normalizzati ad 1 volt, cosa che e' possibile dal momento che il modello e' lineare; di conseguenza, per conoscere l'entita' del disturbo nel caso in cui si utilizzi una alimentazione a V_{cc} volt, sara' sufficiente moltiplicare per V_{cc} i valori ricavati dai grafici. Si presti pero' particolare attenzione a questo criterio; infatti, nel caso in cui si abbia un segnale con una parte di transitorio rapida (ad esempio, dallo 0 al 50% della transizione) e una seconda parte molto piu' lenta, bisognera' considerare, per l'uso dei grafici, solo la prima parte del transitorio. Il motivo di cio' e' che il crosstalk e' legato alla variazione di tensione nel tempo (cioe' alla derivata della tensione) e i grafici sono stati realizzati in funzione di valori costanti della pendenza della rampa di stimolo; dunque bisognera' individuare il piu' veloce transitorio a pendenza costante, supponendo poi che il restante andamento del segnale non dia un contributo significativo al crosstalk.

Si osservi dai grafici, per inciso, che per un numero di linee pari a sedici e tempi di salita del fronte inferiori a 2ns, le ampiezze dei disturbi oltrepassano la meta' della escursione totale possibile; il package μBGA non puo' quindi venire utilizzato con tranquillita' per segnali con armoniche superiori a circa 175MHz. Questo risultato, unitamente alla assenza di un piano di massa, rende discutibile la affermazione secondo la quale la tecnologia μBGA consente la realizzazione di packages ad alte prestazioni dal punto di vista elettrico.

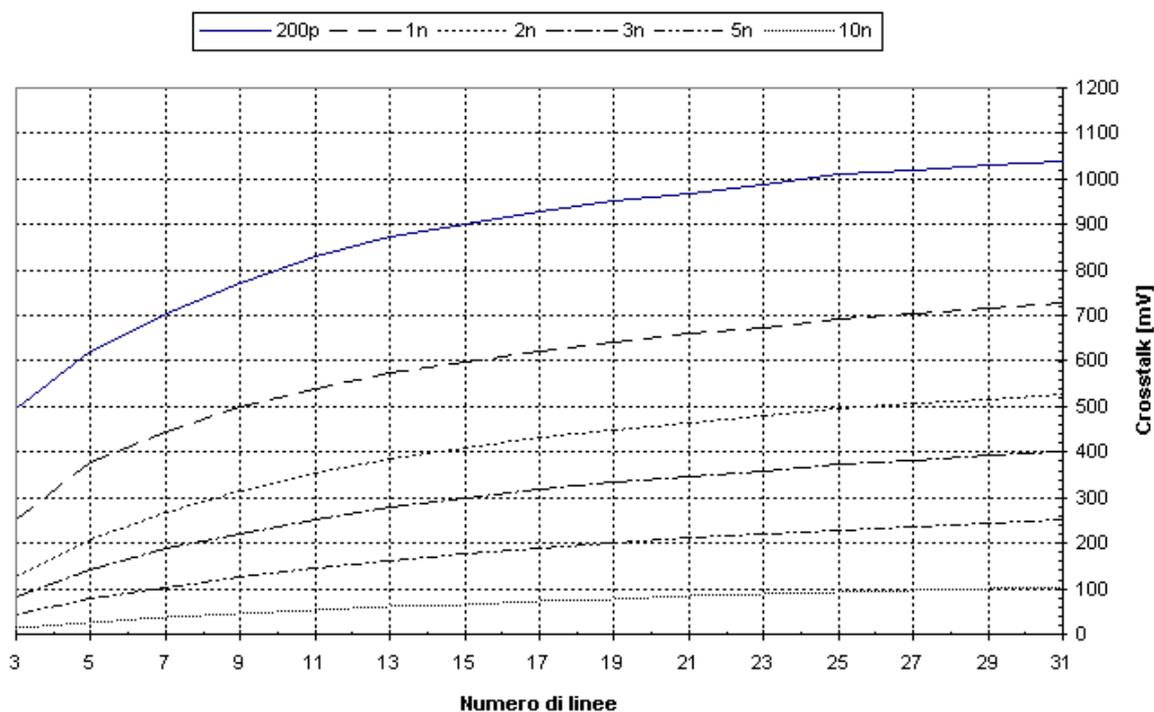


Fig. 4-1 Entita' del crosstalk tra linee di ingresso, in funzione del numero di linee e di sei tempi di salita del fronte. I valori di tensione del disturbo indotto sono normalizzati a 1V.

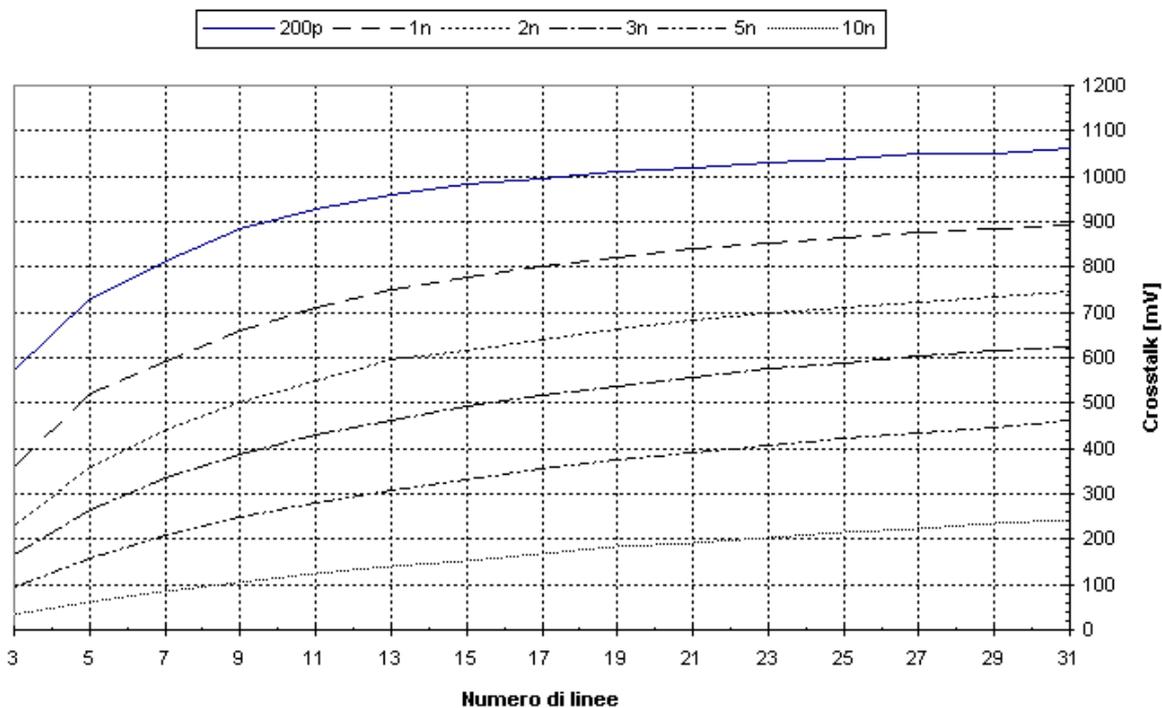


Fig. 4-2 Entita' del crosstalk tra linee di uscita, in funzione del numero di linee e di sei tempi di salita del fronte. I valori di tensione del disturbo indotto sono normalizzati a 1V.

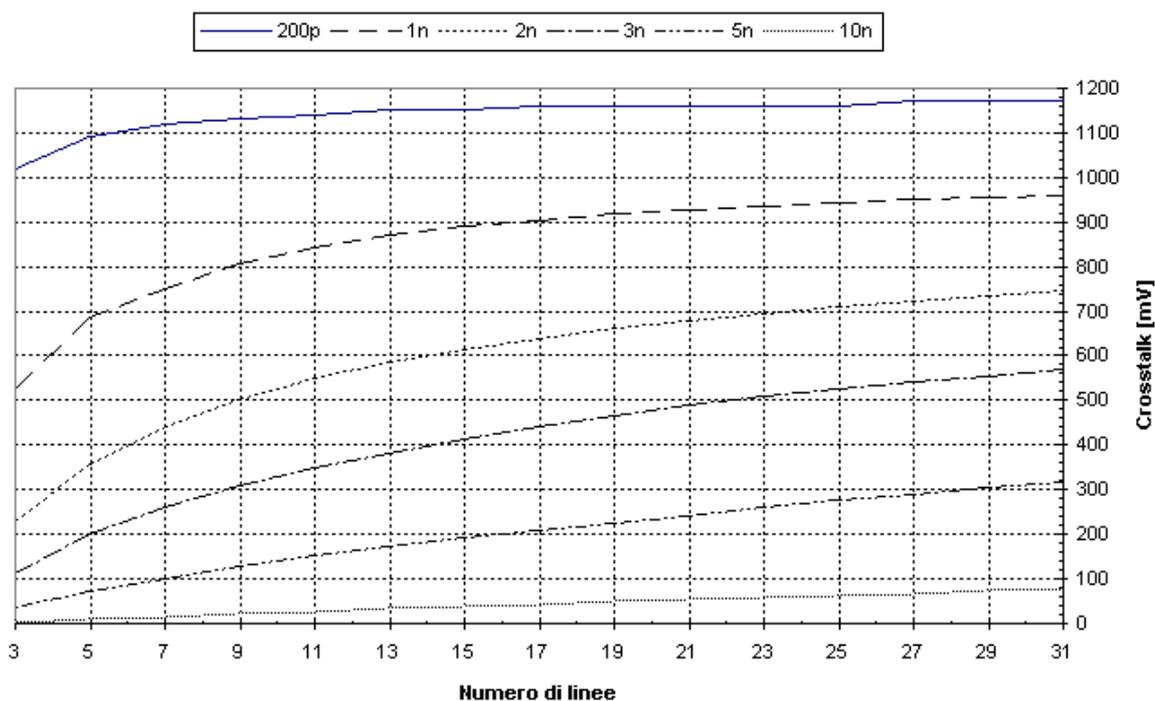


Fig. 4-3 Entita' del crosstalk tra linee di uscita e linee di ingresso, in funzione del numero di linee e di sei tempi di salita del fronte. I valori di tensione del disturbo indotto sono normalizzati a 1V.

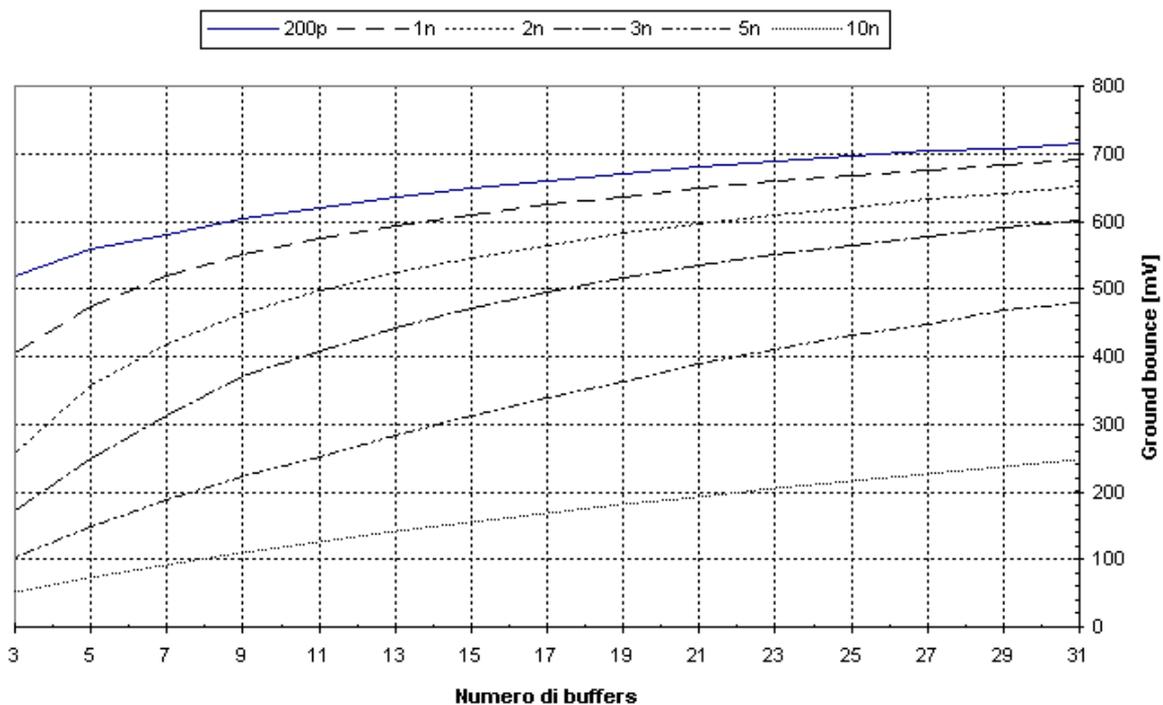


Fig. 4-4 Entita' del ground bounce, in funzione del numero di buffers che commutano e di sei tempi di salita del fronte. I valori di tensione del disturbo indotto sono normalizzati a 1V.

Si noti infine che, se per la realizzazione dei grafici si utilizzassero linee larghe $50\mu\text{m}$ e altrettanto spaziate, l'entità del crosstalk non varierebbe in maniera sostanziale, coerentemente con quanto mostrato al paragrafo 3.5; si veda infatti la tabella 4-1, nella quale sono riportati i valori di tensione dei primi tre grafici, in corrispondenza a 15 linee, in confronto ai dati ricavati in questo secondo caso.

Come si può notare, le differenze non superano l'8%, per tempi di salita del fronte superiori a 5ns (e in genere sono molto minori) e aumentano fino ad un massimo del 15% per fronti più lenti; in questo secondo caso, tuttavia, le differenze sono meno significative, in quanto l'entità del crosstalk rispetto alla tensione di alimentazione è minore.

TABELLA 4-1. Confronto tra i dati di figura 4-1, 4-2, 4-3 nel caso di 15 linee che commutano e gli analoghi dati ricavati con linee di larghezza e spaziatura pari a $50\mu\text{m}$.

	35 μm			50 μm		
	Caso 1	Caso 2	Caso 3	Caso 1	Caso 2	Caso 3
200ps	901mV	982mV	1150mV	929mV	984mV	1170mV
1ns	600mV	779mV	889mV	597mV	798mV	901mV
2ns	410mV	615mV	613mV	388mV	612mV	612mV
3ns	299mV	493mV	414mV	278mV	487mV	408mV
5ns	176mV	333mV	191mV	160mV	328mV	187mV
10ns	69mV	155mV	40mV	61mV	153mV	38mV

4.3 Regole di progetto

Si presenterà ora, sulla base della trattazione teorica, una serie di regole di progetto dei percorsi delle tracce sul circuito flessibile. Queste regole consentono un progetto ottimale dei percorsi fornendo al progettista dei criteri di scelta, nello sbroglio delle connessioni, basati unicamente su considerazioni di natura elettromagnetica.

Le regole che verranno esposte, pur essendo basate su precise considerazioni teoriche, non consentono necessariamente di identificare la soluzione ottima, anche perché, esistendo un solo livello di metallizzazione, spesso molte scelte circa i percorsi delle tracce si rivelano obbligate per problemi di dimensioni e spaziature minime, come in figura 4-5. Piuttosto, è utile avere delle regole di progetto nei casi in cui si possa operare una scelta tra percorsi alternativi. In ogni caso, la bontà del risultato può essere verificata a posteriori mediante l'ausilio dei solutori di campo.

Le regole sono le seguenti:

- Le tracce che trasportano segnali devono viaggiare parallele per la minima lunghezza possibile, anche se non si tratta di tracce adiacenti. Infatti, come dimostrato al paragrafo 3.5, la distanza tra le tracce spesso non è sufficiente a garantire un accoppiamento induttivo trascurabile.

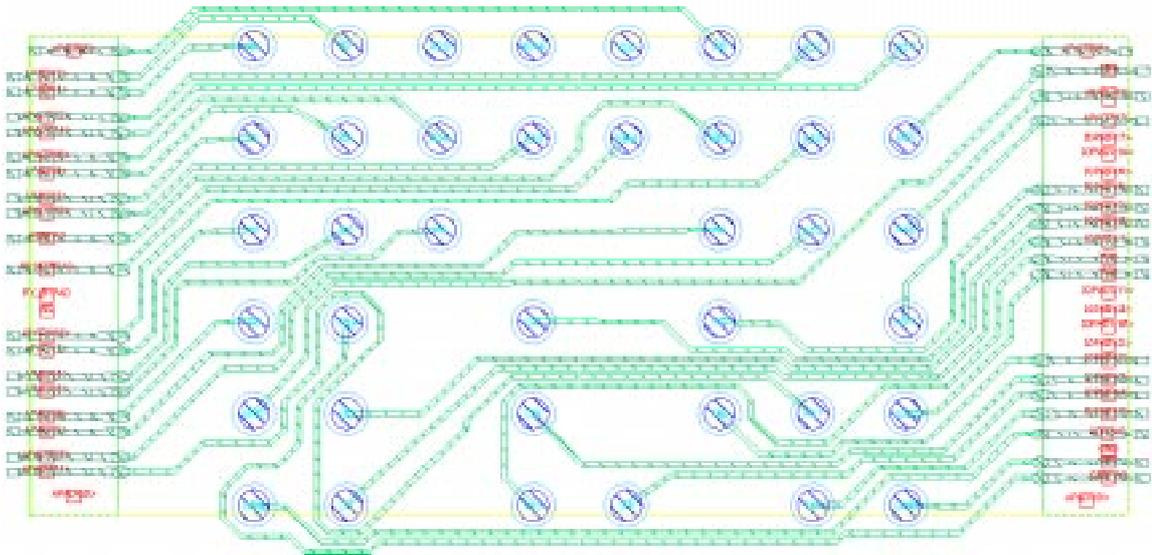


Fig. 4-5 Il disegno delle tracce sul circuito flessibile di un package μ BGA in un caso critico, in cui molti dei percorsi sono obbligati a causa di esigenze fisiche di spazio.

- Le linee di alimentazione devono, invece, trovarsi in prossimità delle linee di segnale, onde consentire alla corrente di percorrere delle spire di area minima, come sottolineato al paragrafo 3.2; devono inoltre essere quanto più corte possibile, per ridurre l'auto-induttanza e quindi il fenomeno del ground bounce.
Naturalmente, nel caso in cui si disponesse di più di una alimentazione per parti differenti del dispositivo integrato, è importante che le linee ad esse associate siano vicine ai rispettivi conduttori di segnale. Per esempio, se si è separata la massa dei buffers d'uscita rispetto a quella dei buffers d'ingresso, sarà opportuno che le tracce che trasportano i segnali d'uscita circondino la traccia associata alla massa dei buffers d'uscita e viceversa.
- L'utilità di avere linee di alimentazione larghe non è molta in quanto l'induttanza, come mostrato ai paragrafi 2.3 e 3.5, dipende più dal percorso della maglia di corrente considerata che dalla sezione dei conduttori; non è quindi indispensabile, ove lo spazio sia poco, riservarne gran parte alle alimentazioni.
Tuttavia, qualora lo spazio a disposizione sia grande, si può comunque tentare di ridurre l'auto-induttanza e lo spazio dalle linee di segnale mediante una intera area di metallizzazione.
- Le diverse linee di alimentazione devono avere percorsi più separati possibile, allo scopo di minimizzare gli accoppiamenti tra di essi, che tendono a ridurre l'efficacia della differenziazione, come illustrato al paragrafo 3.7.

- Il fatto che alcune linee di segnale formino ‘anelli’, come in figura 4-6, non e’ una condizione negativa, in quanto l’accoppiamento tra le due linee viene fortemente ridotto dal fatto che la corrente nei due lati lunghi del conduttore piu’ esterno ha versi opposti, fatto che, come spiegato al paragrafo 3.2, ne riduce anche l’auto induttanza.

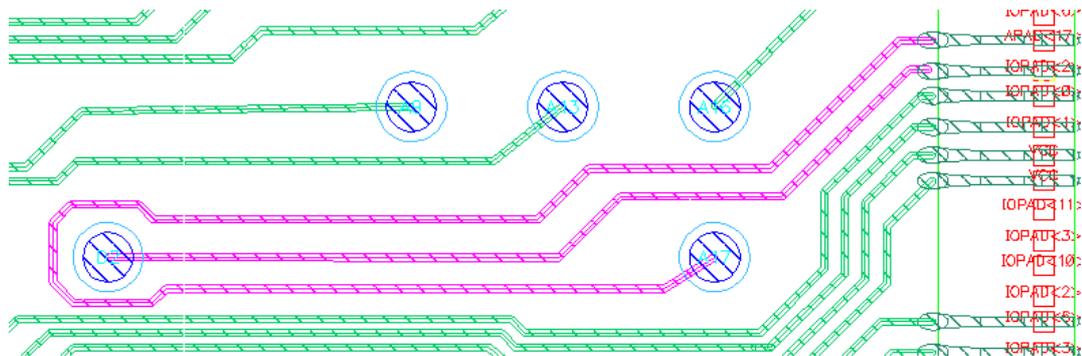


Fig. 4-6 ‘Anello’ tra due tracce (nel caso in figura l’anello poteva essere evitato semplicemente cambiando i percorsi delle linee; non sempre pero’ cio’ e’ possibile, per esigenze di spazio).

4.4 Applicazione al caso di una memoria flash da 16Mbit

Si prendera’ ora in esame il caso reale di un package μ BGA destinato a contenere una memoria flash da 16Mbit, allo scopo di mostrare sia una applicazione dei criteri di stima e delle regole di progetto, che una metodologia corretta di simulazione degli effetti di disturbo causati dalla presenza del package, secondo quanto esposto nei capitoli precedenti.

La memoria in esame possiede 20 linee di indirizzo e 16 linee dati (infatti, venti linee consentono di indirizzare un milione di locazioni e la memoria e’ letta a parole di 16 bit ciascuna). Le alimentazioni dei buffers d’uscita sono separate rispetto alle alimentazioni del resto del chip, inoltre e’ presente una linea di alimentazione a 12V per la cancellazione delle celle. La tensione di alimentazione deve essere compresa tra 2,7 e 3,6V; alternativamente, i buffers d’uscita possono essere alimentati da una tensione compresa tra 1,8 e 2,2V. Esistono infine altre cinque linee che trasportano i segnali di controllo.

Il disegno delle tracce e’ mostrato in figura 2-7; come si puo’ notare, non esistono molti gradi di liberta’ nella scelta dei percorsi. Questo caso e’ purtroppo il piu’ comune, almeno per cio’ che riguarda la tecnologia μ BGA; il fatto, come e’ stato sottolineato al paragrafo 4.3, e’ una diretta conseguenza dell’utilizzo di un solo livello di metallizzazione.

Tutto cio’ che si e’ potuto fare e’ cercare di tenere separate, per quanto possibile, le alimentazioni; infatti, per ciascun piedino di massa esistono due piazzole di connessione sul chip (quattro in totale, quindi), in quanto all’interno del dispositivo su silicio le masse sono ulteriormente separate.

Le tracce hanno una larghezza di $50\mu\text{m}$ e uno spessore di $18\mu\text{m}$; le piazzole su cui poggiano le sfere hanno un diametro di $300\mu\text{m}$. La distanza minima che si è mantenuta tra due tracce è, ancora, $50\mu\text{m}$, mentre tra traccia e piazzola di appoggio delle sfere si è rispettata una distanza minima di $100\mu\text{m}$.

Si sono fatte a questo punto alcune previsioni circa i disturbi, mediante i metodi esposti al paragrafo 4.2; le previsioni sono state quindi confrontate con i risultati ottenuti mediante la simulazione completa del package. Per le simulazioni, la tensione di alimentazione è stata fissata a $2,7\text{V}$ e la temperatura a -40°C ; queste condizioni sono state scelte in modo tale da massimizzare gli effetti di crosstalk e ground bounce. Infatti, grazie alla bassa temperatura si ottengono transistori veloci di tensione (e perciò critici per quanto riguarda gli effetti induttivi), inoltre a causa della bassa tensione di alimentazione i margini di rumore degli invertitori sono ridotti al minimo. Per ora si sarà interessati solamente alla tensione di alimentazione di $2,7\text{V}$, in modo che previsioni e risultati delle simulazioni siano confrontabili.

I fronti di salita e di discesa dei buffer di uscita del dispositivo (dal 10% al 90%) hanno una durata tipica di circa 10ns ; questi dati sono forniti dai progettisti dei buffer. Il crosstalk verso le linee di ingresso dovuto alla commutazione di sedici buffers in un tempo di 10ns genera, secondo il grafico di figura 4-3, un disturbo di tensione con ampiezza massima di circa 430mV (si ricordi che i grafici di figura 4-1, 4-2, 4-3 e 4-4 sono normalizzati a 1V ; quindi, visto che la commutazione delle linee di dato avviene dal 10% al 90% del valore finale in 10ns , si ha una escursione di tensione di $2,16\text{V}$ in 10ns , che significa 1V ogni $4,6\text{ns}$).

Si noti però, dal disegno delle tracce di figura 2-7, che le linee di ingresso (gli indirizzi, contrassegnati dalla lettera iniziale A) sono lontane dalle linee di dato (contrassegnate dalla lettera iniziale D), in quanto si trovano tutte nella metà superiore dello schema; fanno eccezione a questa regola le linee A0 e A16.

Di conseguenza, ci si aspetta di osservare un disturbo di ampiezza minore di 430mV sulle generiche linee di indirizzo; per ciò che riguarda invece le linee A0 e A16, la situazione è più complessa. Infatti, si può affermare sicuramente che l'entità del disturbo su di esse sarà maggiore; va inoltre considerata la stretta vicinanza di queste linee alle linee di alimentazione dei buffer di uscita, cioè VCCQ e GNDIO. È logico aspettarsi che vi sia del ground bounce su queste linee, causato dalla commutazione dei buffer di uscita; secondo il grafico di figura 4-4, l'ampiezza del disturbo sulle linee di alimentazione dovrebbe essere minore o uguale a $1,6\text{V}$. Non si possiedono, tuttavia, informazioni circa la durata dei transistori di tensione sulle linee di alimentazione, ma solo sulla loro ampiezza; si può comunque ragionevolmente supporre che anche essi abbiano un peso ai fini del disturbo sulle linee A0 e A16. Per valutare quantitativamente l'effetto del crosstalk su queste linee è quindi necessaria una analisi più approfondita. Infatti, come specificato ai paragrafi 3.7 e 4.3, si dovrebbe cercare di tenere le linee di alimentazione vicine solo alle rispettive linee di segnale, qualora vi siano alimentazioni separate. Dal momento che, per

problemi geometrici, cio' non e' stato possibile, e' chiaro che il comportamento dell'insieme di linee deve essere studiato in specifico.

A questo proposito, si noti che le linee di alimentazione dei buffer di ingresso (e della circuiteria interna), cioe' VCC e GND, sono distanti dalle linee di ingresso e circondate da linee di dato. Questa situazione e' potenzialmente pericolosa; infatti, se la tensione di queste linee varia, dal punto di vista del dispositivo sono le linee di ingresso, in realta' ferme al riferimento esterno, a subire dei cambiamenti di tensione.

Dal momento che le linee di alimentazione VCC e GND sono indipendenti dalle linee di dato, possono essere trattate allo stesso modo delle linee di ingresso; si prevede quindi anche per esse un disturbo di ampiezza minore o uguale a 430mV.

Si consideri ora nuovamente il ground bounce; si e' prevista una ampiezza massima del disturbo pari a 1,6V. Si presti attenzione a come questo valore e' stato ricavato; il tempo di commutazione da considerare in questo caso, per l'uso del grafico di figura 4-4, non e' quello delle linee di dato, bensì quello del segnale interno che comanda lo stadio finale del buffer d'uscita. Infatti, cio' che importa e' solo il tempo entro il quale l'invertitore finale del buffer viene acceso (e quindi lascia passare la corrente) e non il tempo impiegato a caricare o scaricare la capacita' di carico; questo tempo dipende essenzialmente dalla velocita' di commutazione del segnale che pilota la gate dell'invertitore finale ed e' stato stimato essere di circa 1ns nel caso peggiore.

La reale entita' del ground bounce sara' pero' minore di 1,6V. Il motivo di cio' e' duplice: innanzi tutto, le linee di alimentazione VCCQ e GNDIO sono accoppiate induttivamente alle linee di dato, quindi, come spiegato al paragrafo 3.7, l'induttanza delle spire di corrente che si formano risulta essere ridotta e, di conseguenza, l'entita' del ground bounce e' minore; inoltre vi e' nel dispositivo, grazie alla presenza della circuiteria interna dei buffer di uscita, una capacita' non nulla tra le alimentazioni che creera' un percorso alternativo per la corrente.

Si consideri ora il disturbo sul piedino esterno di una linea di uscita quieta, dovuto alle commutazioni delle restanti linee di uscita; mediante il grafico di figura 4-2, si prevede una ampiezza massima di 713mV. Infine, si prenda in esame il disturbo all'ingresso del dispositivo, dovuto alle commutazioni delle linee di ingresso, nei confronti di una unica linea di ingresso quieta; la commutazione e' supposta (arbitrariamente) avvenire da 0 a 2,7V in 2ns. In queste condizioni l'entita' del crosstalk previsto mediante il grafico di figura 4-1 e' di circa 1,1V.

Si sono quindi effettuate le simulazioni complete degli effetti di crosstalk e ground bounce, utilizzando i modelli circuitali reali dei buffers di ingresso e di uscita della memoria. Gli schemi elettrici dei buffers sono mostrati in figura 4-7 e figura 4-8. Il modello tridimensionale del package usato per la estrazione delle induttanze parassite e' identico a quello mostrato in figura 3-4, tranne per le sfere che, come spiegato al paragrafo 3.3.1, sono state rimosse.

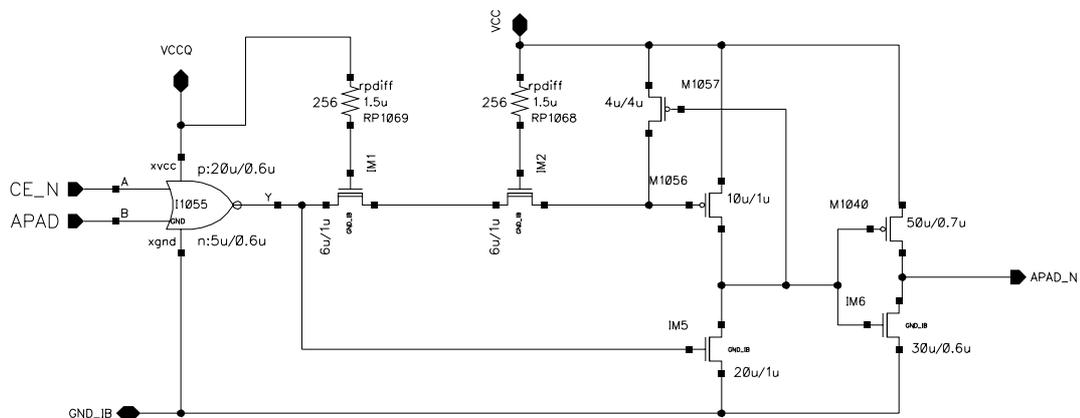


Fig. 4-8 Schema elettrico di un buffer di ingresso della memoria flash da 16Mbit in esame.

Nella prima simulazione effettuata, i sedici buffers d'uscita commutano contemporaneamente; e' possibile allora verificare gli effetti del crosstalk sulle linee di indirizzo, che sono lasciate passive e connesse ad un carico da 10 ohm collegato al piedino di uscita. Le linee di dato sono terminate, invece, su una capacita' da 100pF, doppia rispetto alla massima capacita' che un buffer di uscita puo', secondo le specifiche, pilotare; il fatto di aumentare questa capacita' e' in accordo con una analisi di caso pessimo, come spiegato al paragrafo 3.6.3.

I transistori di tensione su alcune linee rappresentative sono riportati nelle figure 4-9 e 4-10. Nel primo grafico in alto di figura 4-9 sono mostrate le commutazioni della linea di dato D11, scelta a caso. Si nota che il transitorio di carica della capacita' da 100pF dura circa 10ns per una escursione di tensione dal 10% al 90% del valore finale, coerentemente con quanto ipotizzato. Il segnale XI17.NET69 e' il comando dell'ultimo stadio del buffer d'uscita, cioe' la tensione misurata dopo la porta nand I604 di figura 4-7; la commutazione di questo segnale interno, come si puo' osservare, e' effettivamente molto rapida: circa 1ns.

Nei seguenti tre grafici di figura 4-9 sono riportati i transitori di tensione indotti su tre linee di indirizzo a causa delle commutazioni delle linee di dato. La linea A9 e' lontana dalle linee di dato, come si vede nella figura 2-7; nonostante cio', l'effetto del crosstalk e' perfettamente visibile, con un picco di 188mV. Le linee A0 e A16, invece, sono le due linee critiche che si trovano dallo stesso lato e in parallelo alle linee di dato; di conseguenza, su di esse l'effetto del crosstalk e' piu' marcato, giungendo rispettivamente a 234mV e 393mV. Si tratta quindi, correttamente, di valori inferiori ai 430mV previsti.

Infine, nell'ultimo grafico di figura 4-9 sono illustrati i transitori di tensione sulle alimentazioni dei buffer d'uscita.

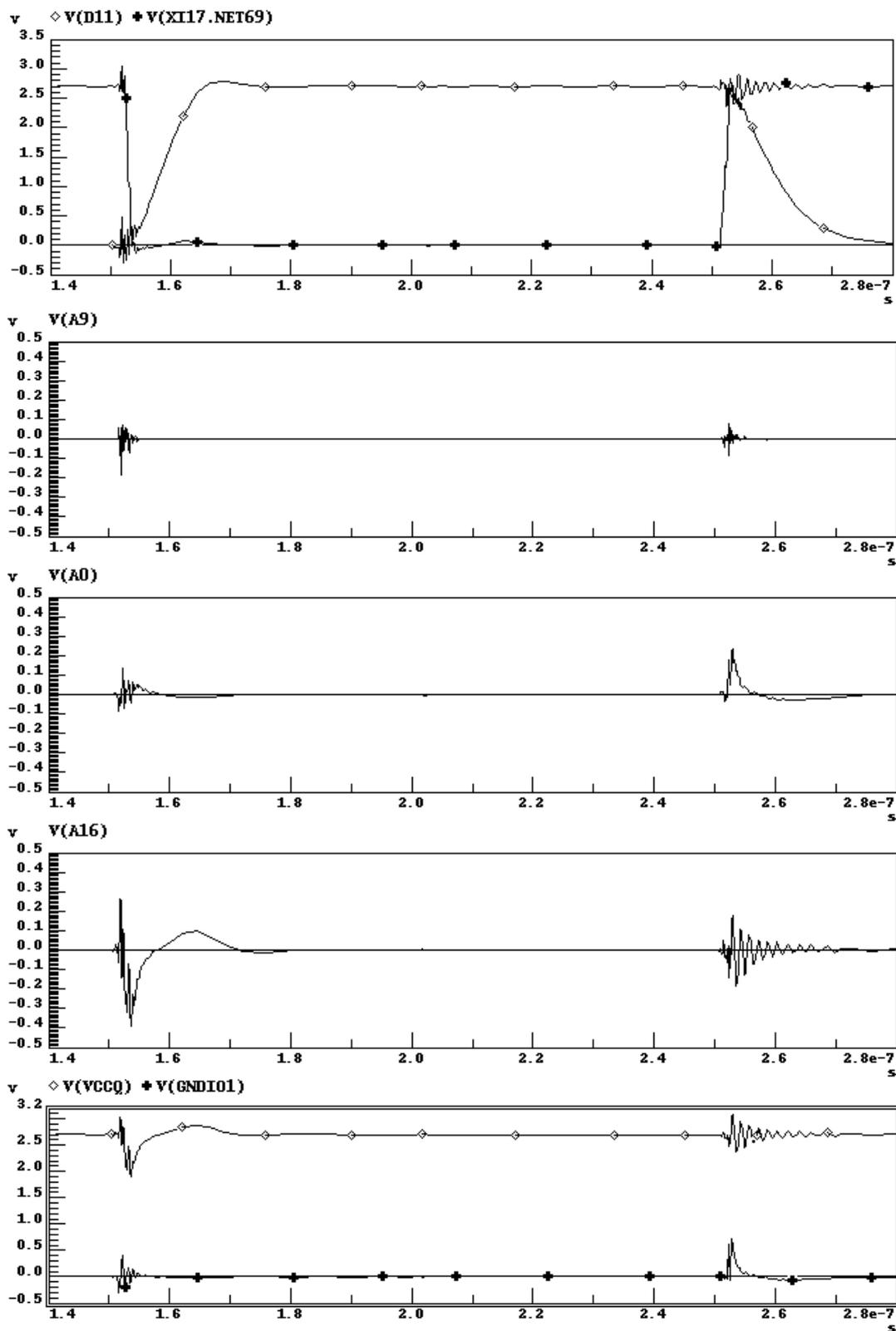


Fig. 4-9 Transitori di tensione sulle linee di dato (D11), di indirizzo (A0, A9, A16) e di alimentazione (VCCQ, GNDI01) nel caso in cui tutti i buffers d'uscita commutino insieme.

Osservando questo ultimo grafico e confrontandolo con i due precedenti, si nota come i segnali spuri sulle linee A0 e A16 siano dovuti principalmente ai transitori di tensione sulle linee, rispettivamente, VCCQ e GNDIO1; la forma del segnale e' infatti molto simile.

Cio' e' coerente con quanto era stato previsto, anche se solo qualitativamente, a priori; ora pero' e' possibile osservare anche che i transitori di tensione sulle linee di alimentazione sono molto piu' rapidi di 10ns. Quindi, e' logico che il disturbo da loro indotto sulle linee passive sia maggiore del disturbo causato direttamente dall'accoppiamento di queste ultime con le linee di dato, anche grazie alla maggiore vicinanza.

E' importante ora sapere se i segnali spuri indotti sulle linee passive siano maggiori dei margini di rumore degli invertitori di ingresso; anche questo e' un dato che a priori, a meno di non conoscere le caratteristiche dei buffer stessi, risulta ignoto. Per capire cio', si sono osservati gli andamenti dei segnali subito dopo i buffer d'ingresso per le tre linee di indirizzo A0, A9, A16; questi andamenti sono riportati in figura 4-10.

Si nota immediatamente che gli andamenti dei tre segnali sono identici; cio' significa che i disturbi si sono effettivamente propagati attraverso le linee di alimentazione dei buffer di ingresso, VCC e GND_IB, grazie ai previsti accoppiamenti con le linee di dato, in mezzo alle quali esse si trovano. Non vi e' invece traccia dei differenti transitori riportati in figura 4-9; di conseguenza essi devono essere stati reiettati.

Si osservi ora il ground bounce. Secondo il grafico di figura 4-4, l'ampiezza del disturbo sulle linee di alimentazione avrebbe dovuto essere minore o uguale a circa 1,6V. Come si vede in figura 4-9, il ground bounce che effettivamente si ha e' solo di circa 800mV, solo la meta' di quanto previsto (per inciso, la corrente massima che viene richiesta alle alimentazioni e' di circa 200mA; questo dato e' consistente con il valore di tensione trovato, in quanto una variazione di corrente di 200mA nel tempo di 10ns su una

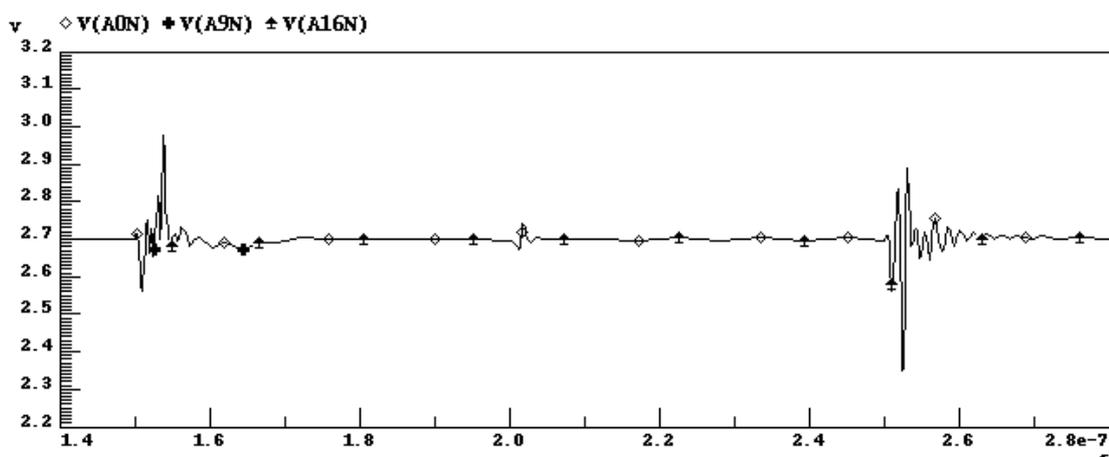


Fig. 4-10 Andamento dei segnali in uscita ai buffer d'ingresso (internamente al dispositivo di memoria).

induttanza di 4nH da' una tensione di 800mV). Questo comportamento era stato gia' previsto e le motivazioni spiegate; pero', per ottenere il reale valore del ground bounce e' necessaria la simulazione completa del package.

Si consideri ora una seconda simulazione, in cui quindici dei sedici buffers di uscita commutano e una linea, la D2, rimane passiva. Gli andamenti della tensione sulla linea D2 e su una linea attiva scelta a caso sono mostrati in figura 4-11.

Il picco massimo di tensione sulla linea D2 e' di 304mV. Mediante il grafico di figura 4-2, si era previsto un massimo di 713mV; si e' quindi ben entro questo valore. Non e' possibile sapere, a priori, se un simile disturbo possa creare problemi alla elettronica posta al di fuori del dispositivo, tuttavia e' ragionevole ritenere che un transitorio di breve durata (qualche nanosecondo) e di ampiezza massima pari a solo il 17% della alimentazione non causi particolari fastidi.

Si prendano in esame a questo punto i risultati di una terza simulazione, nella quale siano 18 linee di ingresso a commutare; le linee A3 e A14 sono, invece, passive. I fronti di commutazione hanno una durata di 2ns e una escursione massima, da 0 a 2.7V. In queste

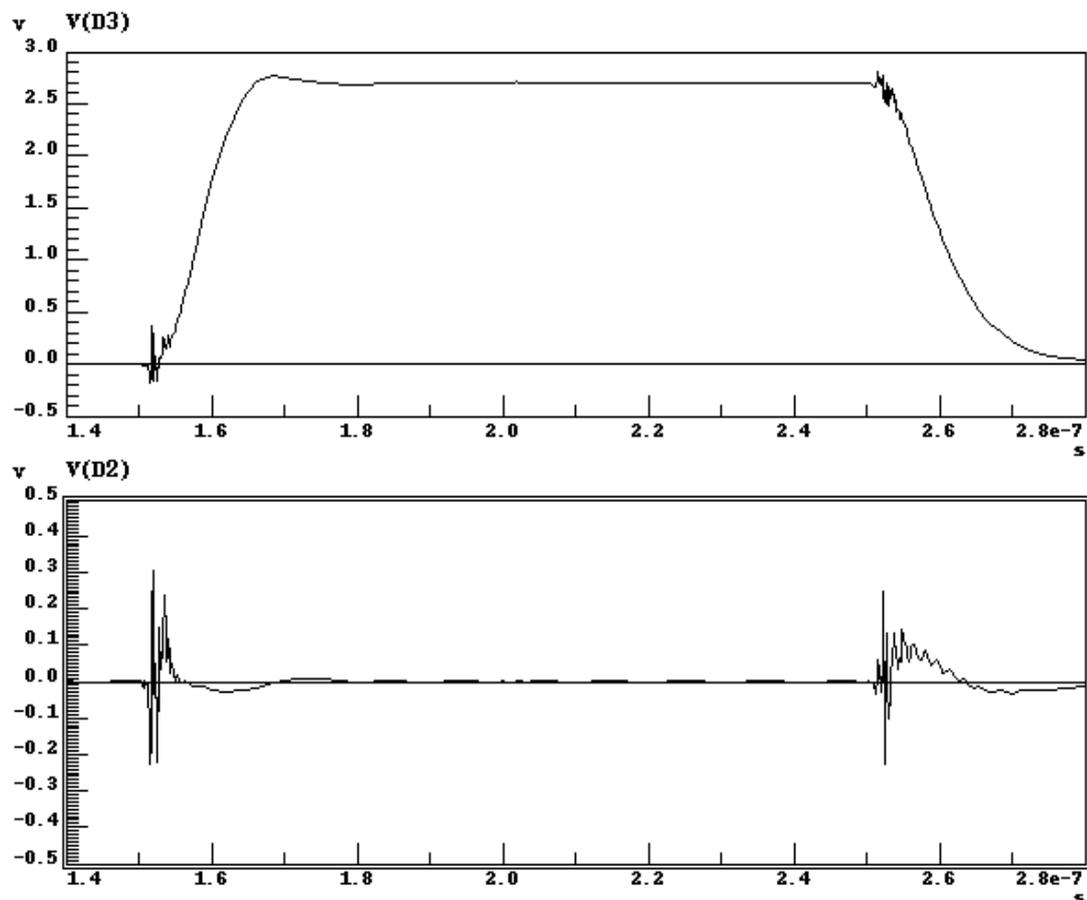


Fig. 4-11 Transitori di tensione su due linee di uscita, di cui una attiva e una passiva.

condizioni l'entità del crosstalk previsto sulle due linee passive mediante il grafico di figura 4-1 e' di circa 1,1V; tuttavia, come si puo' vedere dalla figura 4-12, le ampiezze dei transitori di tensione sulle linee A3 e A14 sono molto piccole rispetto a questi valori (raggiungono al massimo i 206mV).

La motivazione di questo comportamento e' semplicemente che la capacita' di ingresso al dispositivo e' molto minore rispetto a quella ipotizzata nella realizzazione dei grafici, utilizzati per le stime, del paragrafo 4.2; di conseguenza, come mostrato al paragrafo 3.6.2.1, la tensione indotta sulle linee passive e' molto bassa rispetto al valore massimo che, in analoghe condizioni ma con una differente capacita' di ingresso, essa potrebbe assumere.

In conclusione, si e' visto come, in generale, i valori ricavati mediante l'ausilio dei grafici di figura 4-1, 4-2, 4-3 e 4-4 siano delle stime molto conservative delle reali ampiezze dei disturbi riscontrati mediante una simulazione accurata del package. Tuttavia cio' non deve stupire, in quanto il package esaminato presenta una configurazione delle connessioni relativamente semplice e lineare rispetto, ad esempio, al package mostrato in figura 4-5; dal momento, pero', che la caratterizzazione della tecnologia μ BGA e' stata realizzata 'in generale' (intendendo questo termine nel senso esposto al paragrafo 4.2), essa deve riferirsi al caso peggiore possibile. Per questo e' importante valutare, alla luce di quanto esposto al capitolo 3, qualsiasi risultato ricavato dai grafici di figura 4-1, 4-2, 4-3 e 4-4 rispetto ai reali percorsi delle tracce del package in esame, come si e' mostrato nel presente paragrafo. Grazie a questa analisi preventiva si individuano gli elementi critici del package ed e' possibile progettare adeguatamente un ridotto numero di simulazioni, adatte a verificare il buon funzionamento del dispositivo.

Non si dimentichi infine che il comportamento delle linee non e' indipendente da quanto posto all'esterno del package; di conseguenza, e' preferibile basarsi, per il progetto del dispositivo, su stime prudenziali, come quelle di cui si e' fatto uso.

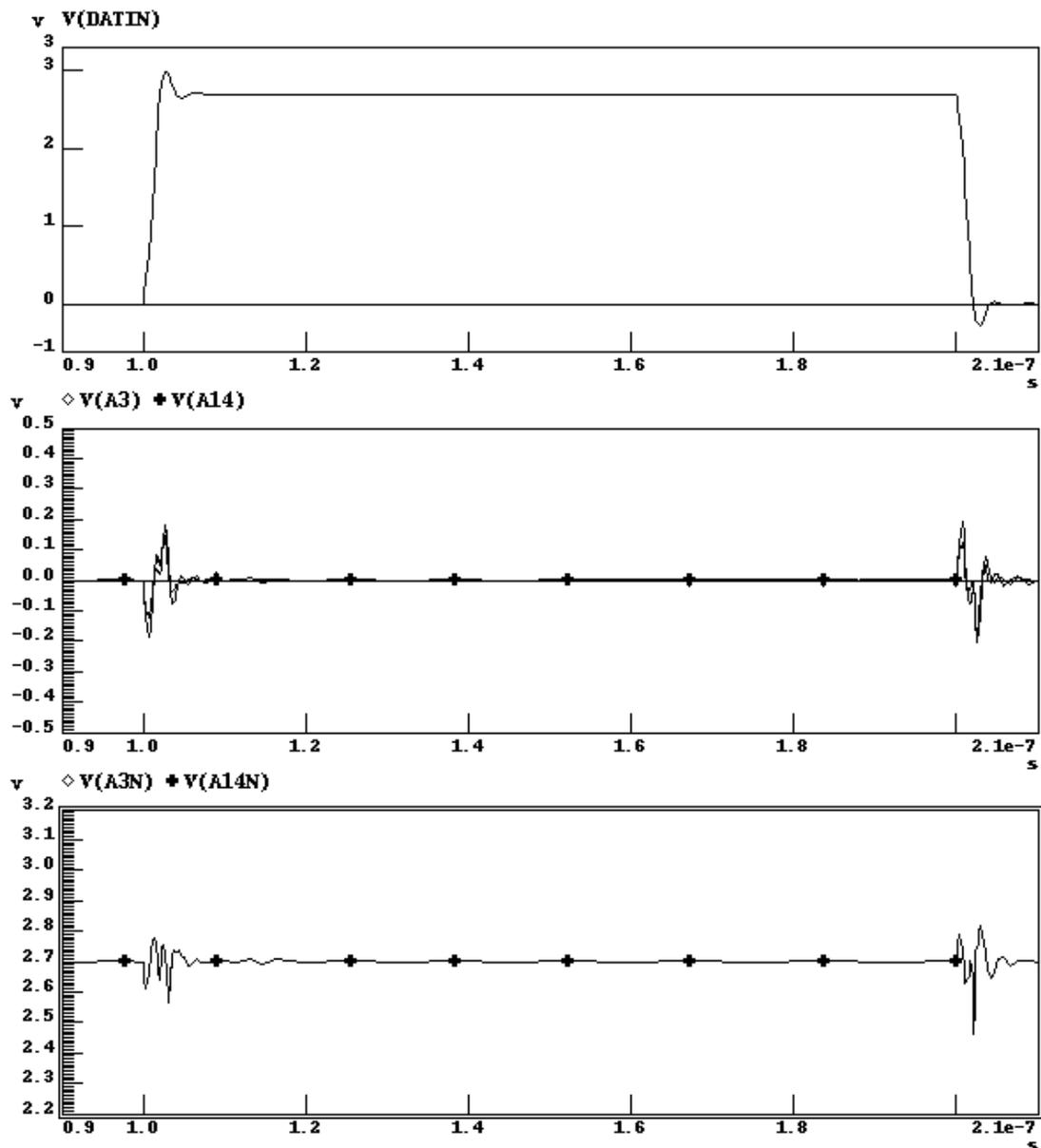


Fig. 4-12 Crosstalk tra linee di ingresso, nel caso in cui diciotto linee commutano e due rimangono passive.

Infine, si prenda in esame il caso in cui le tracce di alimentazione e massa dei buffer di uscita (VCCQ e GNDIO) siano allargate a $75\mu\text{m}$ (ove fisicamente possibile), allo scopo di diminuire le ampiezze dei transitori su di esse. Tuttavia, osservando la figura 4-13, dove sono rappresentati i disturbi dovuti al ground bounce in questo secondo caso, non è possibile apprezzare alcuna differenza rispetto all'ultimo grafico di figura 4-9; di conseguenza, come esposto ai paragrafi 3.7 e 4.3, l'utilità di una simile operazione è molto scarsa e ha senso solo nel caso in cui sia possibile realizzare una larga area di metallizzazione.

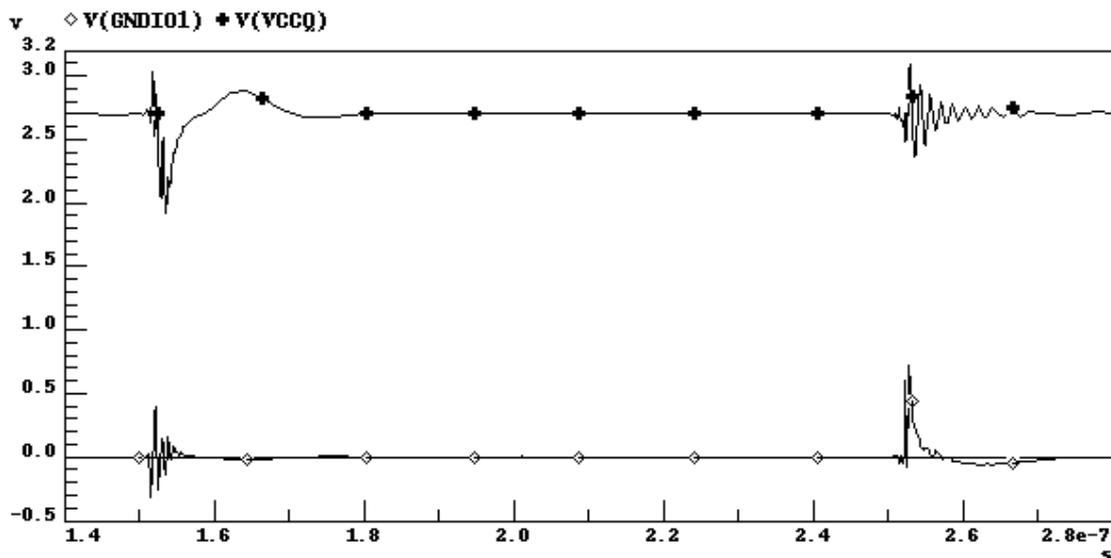


Fig. 4-13 Disturbi sulle alimentazioni nel caso in cui si sia aumentata la larghezza delle tracce VCCQ e GNDIO da $50\mu\text{m}$ a $75\mu\text{m}$.

Si conclude quindi questo paragrafo con una nota circa il metodo utilizzato per rappresentare circuitalmente gli accoppiamenti induttivi tra le linee.

Simulatori circuitali come SPICE possiedono un elemento, chiamato K, grazie al quale e' possibile specificare l'accoppiamento tra due induttori; il coefficiente di accoppiamento, pero', deve per forza essere positivo. Trattando un sistema di conduttori e ricavandone la matrice di Maxwell delle induttanze, e' molto probabile che parte delle induttanze mutue abbiano segno negativo. Dal momento che l'unico modo di tenere conto di un accoppiamento negativo e' scambiare i morsetti di uno dei due induttori accoppiati, si capisce facilmente come non sia possibile, usando un solo induttore per rappresentare ciascun elemento della diagonale principale della matrice di induttanza, rappresentare circuitalmente il sistema in questione.

La soluzione e' allora utilizzare due induttori, con versi opposti, per ciascuno di questi elementi; ogni induttore avra' un valore di induttanza pari alla meta' del valore totale. Nel caso in cui gli accoppiamenti siano positivi, si accoppieranno a due a due gli induttori con lo stesso verso, mentre nel caso contrario si accoppieranno tra loro gli induttori con verso opposto, come mostrato in figura 4-14. I coefficienti di accoppiamento utilizzati avranno lo stesso valore del coefficiente di accoppiamento originario.

Il programma di utilita' fornito insieme a FastHenry per la generazione di un circuito equivalente valido per una sola frequenza (di cui si e' parlato al paragrafo 2.6.1), il quale soffriva della suddetta limitazione, e' stato quindi modificato di conseguenza.

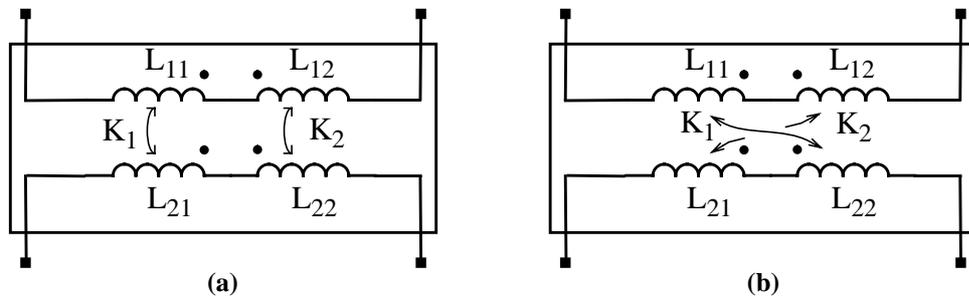


Fig. 4-14 Modello di due induttori accoppiati (a) positivamente e (b) negativamente. Il modello contiene quattro induttori e due elementi di accoppiamento.

Il problema della misura

5.1 Introduzione

In questo capitolo si presenterà innanzi tutto un test case critico, cioè il progetto di un package μ BGA realizzato appositamente per creare e massimizzare le condizioni di disturbo analizzate nei capitoli precedenti. In questo modo è possibile verificare, mediante misure, se i valori calcolati corrispondano ai valori reali dei parassiti.

Due metodi usuali per effettuare misure sono, per esempio, i seguenti:

- 1) L'impiego di un misuratore d'impedenza a radiofrequenza (RF impedance meter), secondo quanto esposto in [17], per misurare direttamente i valori di induttanza parziale; mediante questo metodo, tuttavia, non si riescono a misurare con precisione valori di induttanza inferiori a qualche nH.
- 2) Utilizzare un sistema di tipo TDR (Time Domain Reflectometry, riflettometria nel dominio del tempo), adatto però a misurare solo valori di induttanza d'anello; di conseguenza, è necessario provvedere a opportuni cammini di ritorno per la corrente, tali da rendere confrontabili le misure ottenute da packages differenti. Questo metodo richiede, inoltre, l'utilizzo di apparecchiature specifiche e costose.

Una terza possibilità, proposta nel presente capitolo, è misurare solo gli effetti dei disturbi e non, direttamente, i valori di induttanza dei conduttori. Dal punto di vista di un dispositivo, è importante in ultima istanza conoscere non tanto i valori dei parassiti introdotti dal package, quanto l'entità dei disturbi generati da questi parassiti; sono i disturbi, infatti, che hanno dirette conseguenze sul funzionamento del chip. Di conseguenza, è utile misurare le reali ampiezze dei disturbi, per poterle confrontare con i valori ottenuti dalle simulazioni. In questo modo si potrà sapere non solo se siano corretti i valori di induttanza ricavati mediante i solutori di campo, ma anche se il modello stesso utilizzato porti a risultati realistici.

Al fine di ottenere risultati corretti, però, è importante che le sonde di misura non perturbino con i propri parassiti l'insieme del package e del dispositivo; inoltre, si deve disporre di strumenti in grado di rivelare picchi di tensione di durata molto breve (per esempio, inferiori al ns), quali sono i transitori di tensione causati dal crosstalk.

Una soluzione al problema è utilizzare un apposito circuito integrato in un chip. I vantaggi di un simile approccio sono molteplici: innanzi tutto, la strumentazione richiesta per la misura è la comune strumentazione da laboratorio utilizzata per testare circuiti integrati per basse frequenze; infatti, i dispositivi per rivelare i disturbi sono circuiti interni al chip stesso. Inoltre, se questi circuiti hanno dimensioni ridotte, possono venire integrati insieme ad un dispositivo commerciale, senza aumentarne apprezzabilmente l'area totale occupata su silicio; non è quindi necessario sostenere i costi della fabbricazione di un test chip per la realizzazione dei circuiti di prova.

I circuiti di prova non sono ancora stati integrati sul silicio, in quanto non è stata ancora ultimata la realizzazione del primo dispositivo progettato per essere contenuto in un package μ BGA.

5.2 Identificazione di un test case critico

Per verificare se i risultati presentati al capitolo 4 corrispondano effettivamente alla realtà fisica è necessario effettuare alcune misure su un package. A questo scopo si potrebbe utilizzare per esempio il package di figura 2-7, il cui comportamento simulato è stato analizzato nel capitolo 4.

Tuttavia, è significativo analizzare cosa accada in un caso realmente critico, per validare i modelli pessimistici elaborati nei capitoli precedenti. Si è quindi progettato un particolare package, il cui disegno è riportato in figura 5-1.

Nel package in questione le sfere hanno un diametro di $300\mu\text{m}$ e un passo di $650\mu\text{m}$; le tracce hanno una larghezza e una spaziatura minima di $35\mu\text{m}$.

Diciotto tracce delle 22 presenti hanno un percorso parallelo, con distanze minime, per circa quattro millimetri; tra queste tracce vi è quindi un forte accoppiamento. Grazie ad esse è possibile verificare la correttezza dei dati riportati nei grafici di figura 4-1, 4-2, 4-3 e 4-4, calcolati ipotizzando una condizione simile.

I conduttori di alimentazione sono posti alla massima distanza possibile dalle tracce di segnale; in questo modo l'accoppiamento tra i conduttori è minimizzato e le condizioni sotto alle quali i grafici sono stati ricavati sono rispettate. Inoltre, i conduttori di alimentazione hanno anch'essi una lunghezza rilevante, in modo tale da massimizzare la propria auto induttanza e, di conseguenza, il fenomeno del ground bounce.

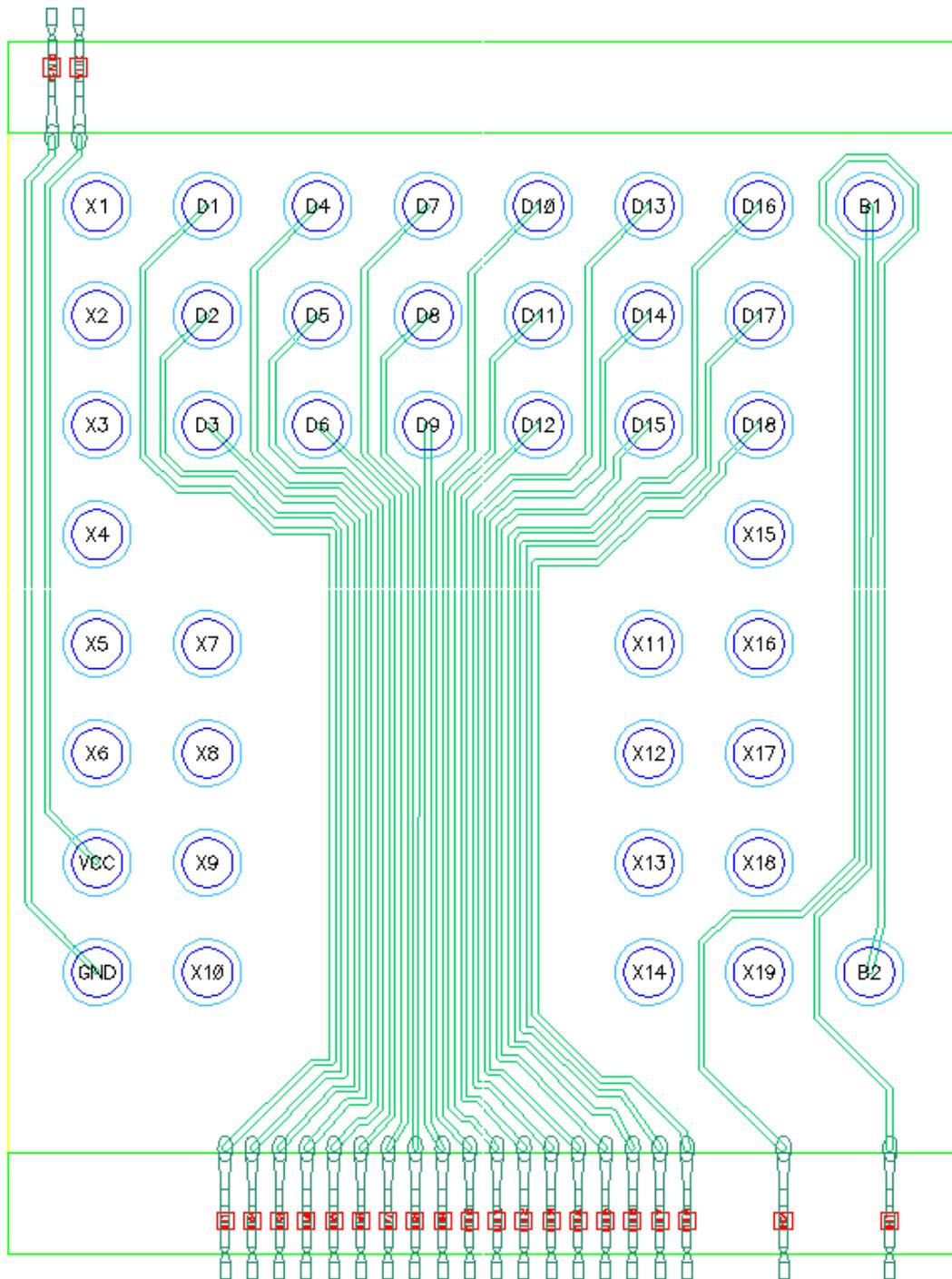


Fig. 5-1 Disegno delle tracce sul circuito flessibile di un package μ BGA progettato per massimizzare e verificare l'effetto dei disturbi.

Infine, le ultime due tracce (B1 e B2) formano un ‘anello’; in questo modo e’ possibile verificare se effettivamente il crosstalk tra esse sia trascurabile, come affermato al paragrafo 4.3.

Sono quindi state aggiunte altre sfere di contatto per consentire il buon appoggio e la planarita’ del package rispetto alla scheda di prova sulla quale esso sara’ montato.

Il package in questione non e’ stato ancora realizzato.

5.3 Metodi di misura

Si presenteranno ora, come anticipato nella introduzione, tre possibili metodi per effettuare misure dei parassiti introdotti dal package. I primi due metodi consentono una misura diretta dei valori dei parassiti, mediante una opportuna strumentazione. L’ultimo metodo, proposto in questa tesi, consiste nella misura indiretta dei parassiti attraverso gli effetti da essi indotti, mediante l’utilizzo di circuiti appositi integrati nel chip oggetto dei disturbi.

5.3.1 Induttanze parziali

E’ possibile misurare il valore delle induttanze parziali di percorsi conduttivi secondo il metodo esposto in [17], mediante l’impiego di un misuratore d’impedenza a radiofrequenza (RF impedance meter); questo dispositivo consente la misura del coefficiente di riflessione con angolo di fase di un segnale propagato attraverso una discontinuita’.

Nel caso di induttanze parziali, pero’, e’ indispensabile, per effettuare una misura corretta, che il conduttore in esame abbia una geometria planare. In questo caso, infatti, i terminali dello strumento di misura possono essere perpendicolari al piano che contiene il conduttore; di conseguenza, come visto al paragrafo 2.3, l’accoppiamento induttivo tra questi elementi e’ nullo. Inoltre, il misuratore d’impedenza deve essere posto ad una distanza tale da poter considerare nullo anche l’accoppiamento induttivo tra lo strumento e il conduttore in esame.

Il metodo di misura e’ illustrato in figura 5-2. Si prende un conduttore di induttanza nota e lo si collega ai terminali dello strumento; si legge quindi il valore risultante. Mediante una semplice sottrazione e’ quindi possibile conoscere l’induttanza dello strumento di misura e dei suoi terminali; e’ sufficiente infatti sottrarre dal valore misurato il valore, noto, dell’induttanza del conduttore di riferimento: $L_{strumento} = L_{misurata} - L_{nota}$.

Si collega quindi allo strumento il conduttore in esame e si effettua una seconda misura. Essendo nota l’induttanza parassita dello strumento ed avendo ipotizzato che, a causa della configurazione geometrica scelta, l’accoppiamento tra lo strumento (compresi i terminali) e il conduttore sia nullo, l’induttanza parziale incognita e’ data da $L_{conduttore} = L'_{misurata} - L_{strumento}$.

La limitazione principale di questo metodo, che non ne consente l'applicazione per la misura di valori di induttanza inferiori a qualche nH, e' proprio l'ipotesi sull'accoppiamento induttivo. Infatti, nella realta', questo accoppiamento non potra' mai essere ridotto a zero, in quanto i terminali di collegamento non saranno mai perfettamente perpendicolari alla struttura in esame e lo strumento stesso e' posto a distanza finita dal conduttore.

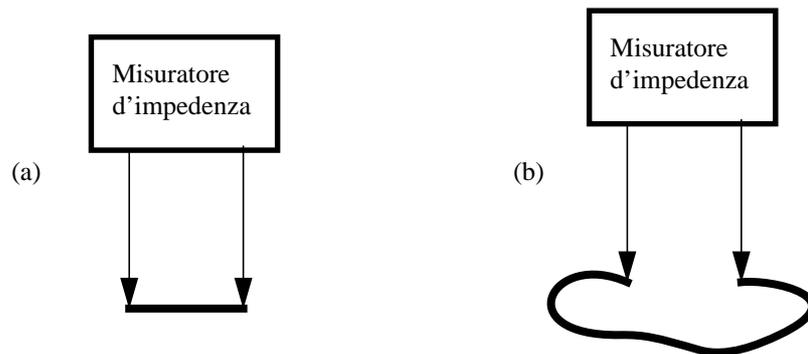


Fig. 5-2 Metodo di misura delle induttanze parziali. In (a) viene ricavato il valore di induttanza parassita dello strumento mediante l'uso di un conduttore di induttanza nota. In (b) viene misurato il valore di induttanza di un conduttore di forma arbitraria, purché perpendicolare ai terminali dello strumento di misura.

5.3.2 Misure confrontabili di induttanza

Invece della misura di induttanze parziali, e' possibile effettuare una misura di induttanze d'anello; in questo caso, pero', e' necessario provvedere al cammino di ritorno per la corrente. Il problema, allora, e' utilizzare un cammino tale da consentire il confronto tra misure ottenute da packages differenti, in quanto, come mostrato al paragrafo 2.3, l'induttanza totale dipende dalla scelta di questo cammino.

Per la misura della induttanza totale e' possibile utilizzare una tecnica di tipo TDR (Time Domain Reflectometry, riflettometria nel dominio del tempo). Essa consiste nell'applicare al dispositivo in esame un gradino di tensione e nel misurare la forma d'onda riflessa; questa forma d'onda dipende dalle caratteristiche del dispositivo in esame e da' una immagine visuale del profilo di impedenza della linea. Al contrario di tecniche nel dominio della frequenza, la TDR ha il vantaggio di separare, nel tempo, le riflessioni date dalle varie caratteristiche fisiche e geometriche del dispositivo in esame, consentendo all'utente la visione di una rappresentazione fisica delle discontinuita' [8].

Nel caso di un dispositivo di tipo BGA (Ball Grid Array), un metodo per provvedere al cammino di ritorno per la corrente e' illustrato in figura 5-3. Si utilizza un piano conduttore, per esempio di ottone, nel quale e' praticato un foro. Questo conduttore costituisce un piano di massa a bassa induttanza. Attraverso il foro passa un sottile cavo coassiale di impedenza nota (tipicamente 50 ohm). Solo il conduttore centrale giunge a livello del piano conduttore, mentre il resto del cavo rimane leggermente arretrato nel foro.

Il package in esame viene appoggiato sul piano in modo tale che tutte le sfere (balls) siano in contatto con il piano di massa, tranne una che, invece, e' posizionata in corrispondenza del cavo coassiale. Le traccia interna al package collegata a questa sfera e' cortocircuitata alla estremita' opposta con una o piu' tracce differenti, che termineranno a loro volta su sfere elettricamente connesse al piano di massa. In questo modo si e' realizzato un percorso conduttivo chiuso di cui e' possibile misurare l'induttanza totale.

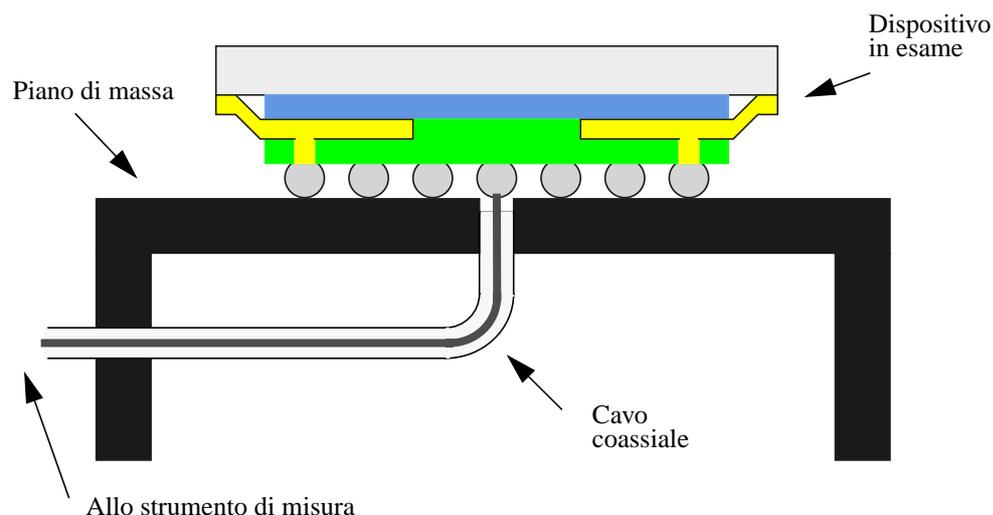


Fig. 5-3 Apparato di misura della induttanza totale di un package BGA.

Gli inconvenienti di questo metodo di misura sono principalmente due: innanzi tutto, e' necessario utilizzare una strumentazione specifica e costosa per generare e leggere le forme d'onda; in secondo luogo, le piccole dimensioni della tecnologia μ BGA rendono difficile la costruzione dell'insieme piano di massa - cavo coassiale.

5.3.3 Misure attraverso circuiti on-chip

Dal punto di vista del funzionamento di un dispositivo, e' piu' importante conoscere l'entita' dei disturbi generati dalla presenza del package che i valori dei parassiti cosi' introdotti. Infatti, la conoscenza dei valori di induttanza parassita dei conduttori consente di effettuare simulazioni accurate del comportamento di un dispositivo inserito in un package, ma d'altro canto sono i disturbi e non i parassiti che hanno un impatto diretto sul funzionamento dei circuiti. Dunque, una misura di questi disturbi consente non solo di verificare se siano corretti i valori di induttanza ricavati mediante i solutori di campo, ma anche di validare il modello stesso.

Le condizioni per effettuare queste misure sono, pero', critiche; e' necessario che le sonde usate per la misura non perturbino con i propri parassiti le strutture in esame; inoltre,

si deve disporre di strumenti in grado di rivelare picchi di tensione di durata inferiore al ns, quali sono i transitori di tensione causati dal crosstalk per il package μ BGA, secondo i modelli del capitolo 3.

Una soluzione al problema e' utilizzare un apposito circuito integrato in un chip. In questo modo non si perturba praticamente la misura; infatti, i dispositivi per rivelare i disturbi sono i circuiti interni al chip, cioe' le naturali vittime dei transitori indesiderati di tensione. Questi dispositivi, inoltre, possono essere sufficientemente rapidi da rispondere allo stimolo costituito da un picco di tensione dovuto al crosstalk; nel caso in cui, invece, non lo fossero, si e' comunque ottenuta una informazione importante: se, neppure volontariamente, e' possibile 'vedere' la presenza del disturbo, non e' necessario preoccuparsene ulteriormente.

Inoltre, se la dimensione di questi circuiti e' tale da permetterlo, essi possono venire integrati insieme ad un dispositivo commerciale; non e' quindi necessario sostenere i costi della fabbricazione di un test chip apposito per la realizzazione dei circuiti di prova.

Infine, la strumentazione richiesta per la misura e' la comune strumentazione da laboratorio utilizzata per testare circuiti integrati per basse frequenze, dal momento che e' possibile generare, mediante i circuiti di misura, un segnale di uscita dalle caratteristiche volute.

In figura 5-4 e' mostrato un possibile circuito di misura, applicato come esempio al caso di due linee mutuamente accoppiate; naturalmente, e' possibile aumentare il numero di queste linee. Nella figura sono riportati anche gli invertitori esterni di comando delle due linee; la prima, attiva, trasporta un segnale, mentre la seconda linea, passiva, riceve il disturbo causato dall'accoppiamento. Al termine delle linee e' posta una capacita' da 6pF che rappresenta la capacita' della piazzola di contatto e della linea di metallo integrata attraverso cui il segnale giunge alla gate del primo transistor.

Il circuito di misura consiste sostanzialmente in un transistor MOS di tipo n e una capacita', come illustrato in figura 5-5. Si supponga che la capacita' sia inizialmente carica ad un valore di tensione positivo e V_{ref} sia posta a massa. Se il segnale di disturbo ha una ampiezza maggiore della soglia di accensione del transistor, la capacita' verra' scaricata; di conseguenza, si ha una informazione circa la ampiezza del disturbo. Variando ora la tensione V_{ref} , e' possibile fare in modo che il transistor si accenda per differenti valori di tensione del segnale in ingresso. Nota quindi la tensione di soglia V_T del transistor e il valore di V_{ref} per cui la capacita' si scarica, l'ampiezza in tensione del disturbo e' data dalla relazione $V_{disturbo} = V_T - V_{ref}$.

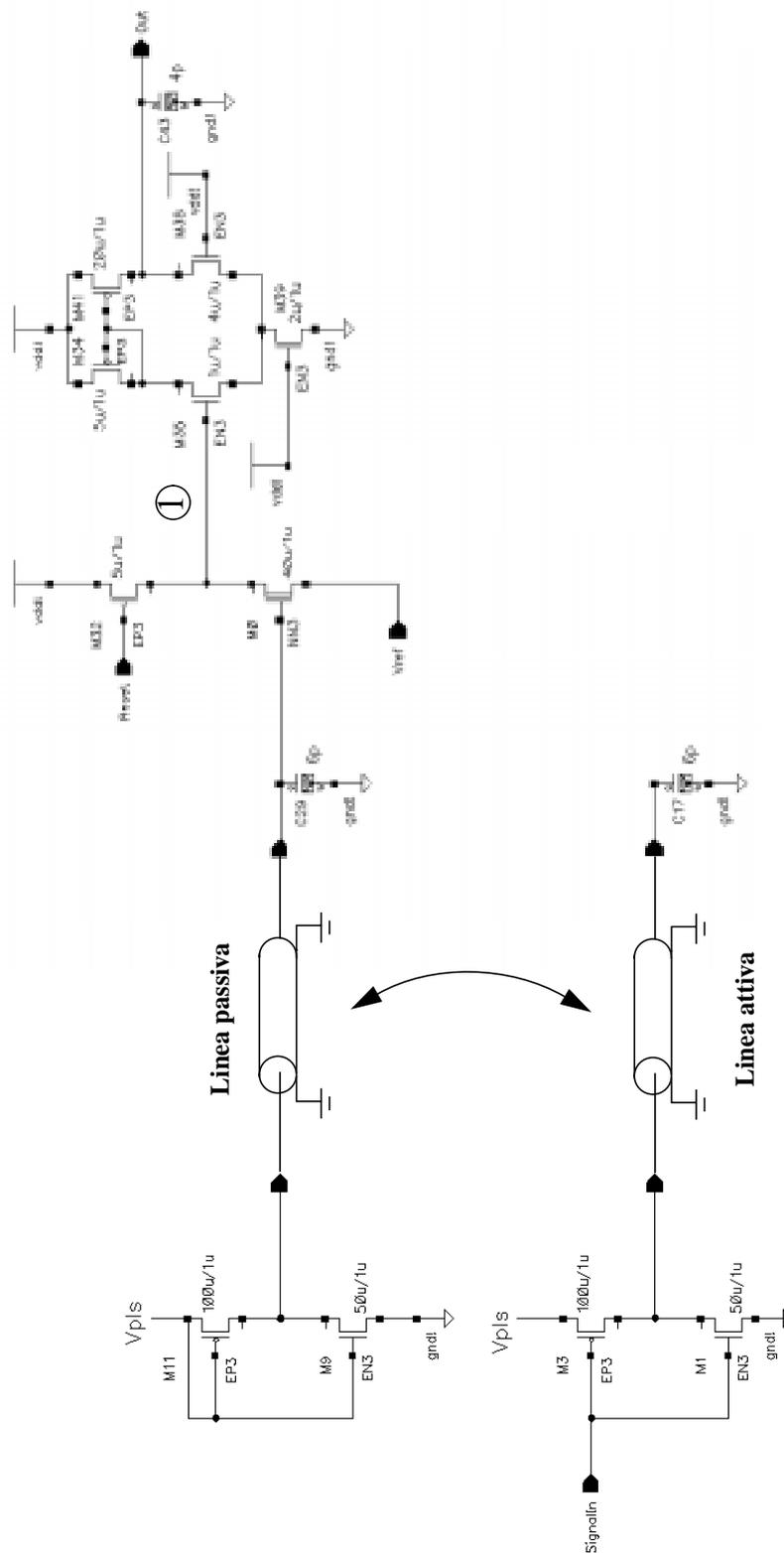


Fig. 5-4 Circuito di misura della ampiezza dei disturbi dovuti al crosstalk.

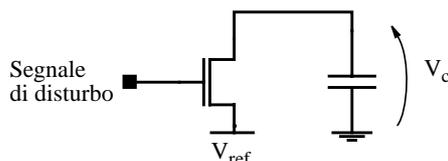


Fig. 5-5 Principio di funzionamento del sistema di misura delle ampiezze dei disturbi.

Naturalmente, la conducibilità del transistor deve essere grande rispetto al valore della capacità da scaricare, in modo tale che un transitorio veloce di tensione sulla gate di comando consenta comunque una diminuzione apprezzabile della tensione ai capi della capacità. A questo scopo, nel circuito di figura 5-4 si è utilizzato un transistor MOS di tipo n (chiamato M0) con rapporto di forma 40/1 e V_T pari a circa 0,4V; la capacità da scaricare è invece la sola capacità parassita che insiste sul drain di M0.

Nonostante questi accorgimenti, la diminuzione di tensione ai capi della capacità, per transitori di durata inferiore al ns, è solo una frazione della possibile escursione totale; si è quindi letto il valore di tensione del nodo in questione rispetto al valore vdd della alimentazione positiva mediante un amplificatore differenziale.

All'uscita (singola) dell'amplificatore differenziale è collegata una capacità del valore di 4pF, che rappresenta il peso capacitivo del percorso utilizzato per leggere dall'esterno del package questo valore, cioè per esempio la capacità di una sonda.

Infine, il transistor M32 è utilizzato per riportare la tensione del nodo 1 al valore iniziale vdd mediante il segnale esterno chiamato 'Reset'.

I risultati di una simulazione sono visibili in figura 5-6. Nel primo grafico sono rappresentati i transitori di tensione sulla linea quieta ($V_{OUTPASSIVE}$), al nodo 1 (V_{NET67}) e all'uscita dell'amplificatore differenziale (V_{OUT}). Nel secondo grafico è mostrato l'andamento del segnale Reset; i tempi intercorrenti tra gli impulsi di questo segnale sono stati scelti in modo tale da consentire all'uscita dell'amplificatore differenziale di stabilizzarsi al suo valore finale. La tensione V_{ref} , infine, è stata posta a massa.

Si nota come gli impulsi dispari, cioè il primo ed il terzo, che raggiungono un picco di tensione di 561mV, provochino una variazione avvertibile della tensione V_{NET67} e quindi della uscita V_{OUT} ; gli impulsi pari, invece, che hanno solo 405mV di ampiezza massima, non riescono ad accendere in maniera sufficiente il transistor M0 per scaricare la capacità che insiste al nodo 1.

Il comportamento del circuito corrisponde quindi a quanto desiderato, dal momento che la tensione di soglia del transistor M0 è, come detto, di 0,4V.

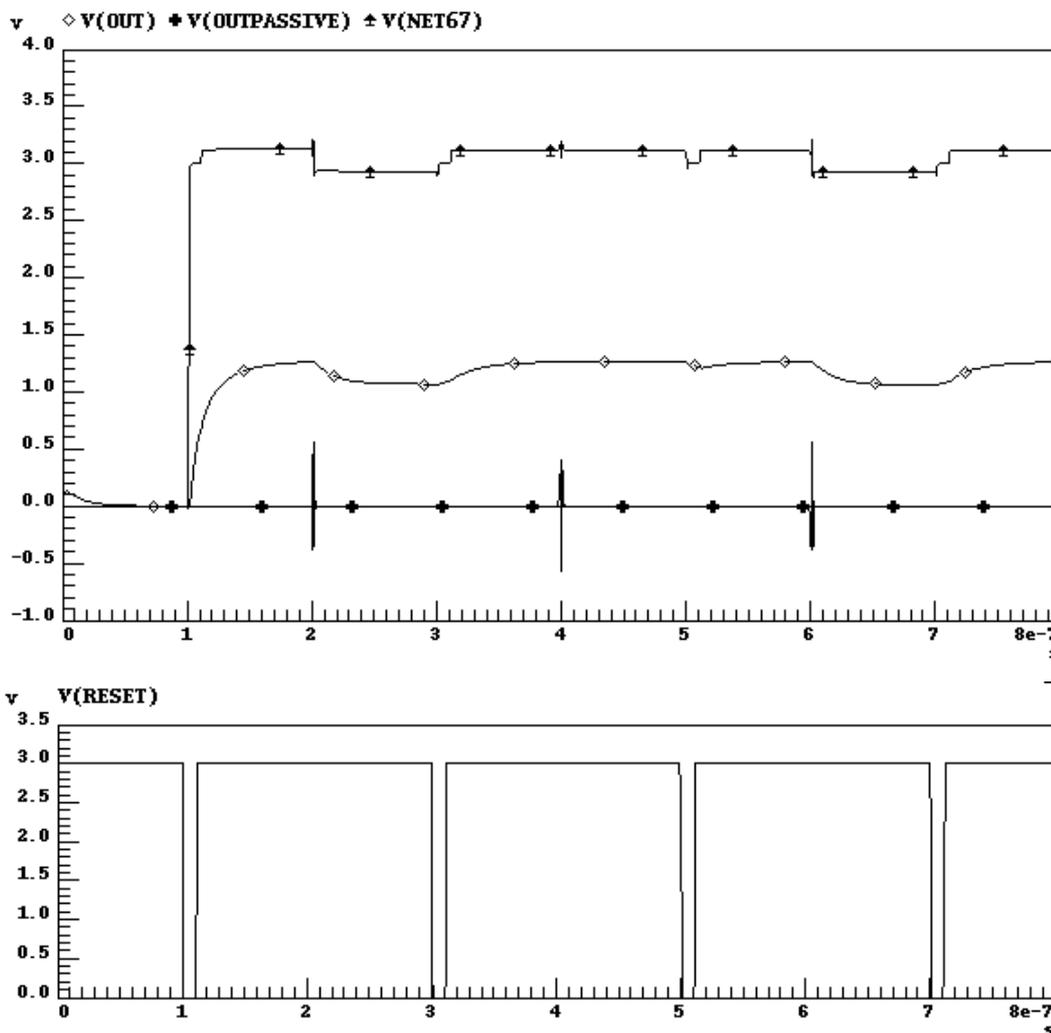


Fig. 5-6 Risultati della simulazione di una misura della ampiezza di alcuni disturbi indotti sulla linea quieta attraverso un accoppiamento induttivo.

Da ulteriori simulazioni effettuate si e' verificato come la tensione di picco dell'impulso di disturbo possa venire misurata con una precisione, per difetto, di circa 100mV. Per ottenere misure piu' precise, a parita' di velocita' del transitorio, e' necessario aumentare la conducibilita' del transistore M0.

Il circuito di prova descritto non e' ancora stato integrato sul silicio, in quanto non e' stata ancora ultimata la realizzazione del primo dispositivo progettato per essere contenuto in un package μ BGA.

Conclusioni e prospettive

In questa tesi si e' analizzato il comportamento elettromagnetico del package Tessera μ BGA, con particolare riferimento all'utilizzo applicato a memorie di tipo Flash-EEPROM.

In primo luogo e' stato individuato un modello del package per l'utilizzo in simulatori circuitali tipo SPICE. Il modello, realizzato in base ad una analisi del rapporto ottimale tra semplicita' e accuratezza dei risultati, e' a parametri concentrati, indipendente dalla frequenza e comprende sole induttanze. Questo modello puo' trovare impiego diretto nella simulazione del comportamento di un componente montato su una scheda, nel caso in cui la configurazione della piastra a circuito stampato sia nota. Questa condizione, pero', spesso non e' soddisfatta; si sono allora messi in luce i numerosi problemi derivanti dal fatto di non conoscere, a priori, la geometria della piastra a circuito stampato su cui il componente verra' montato.

Si sono quindi discussi in dettaglio gli effetti di disturbo che possono aver luogo nel package in esame, resi piu' complessi a causa della mancanza di un piano di massa, e in base alla analisi svolta si e' determinato un insieme di regole di progetto dei percorsi conduttivi del package, basate su considerazioni di natura elettromagnetica, l'osservanza delle quali consente di ottenere una soluzione ottimale del problema. Si sono inoltre individuati alcuni criteri per la stima rapida, senza simulazioni, delle entita' dei disturbi, mediante una serie di grafici, utili al progettista del circuito integrato per ricavare informazioni di prima approssimazione circa le ampiezze degli effetti indesiderati.

In seguito allo studio svolto sul comportamento del package μ BGA si puo' affermare che, nonostante le ridotte dimensioni, questo package non puo' essere considerato ad 'alte prestazioni' dal punto di vista elettromagnetico, a causa della mancanza di un piano di massa che renda controllabili i valori dei parassiti circuitali.

Si sono infine proposti alcuni metodi per effettuare misure dei parassiti circuitali o, direttamente, dei disturbi.

Prospettive future comprendono l'esecuzione delle misure, per la verifica sia dei valori ricavati attraverso l'utilizzo di programmi di soluzione delle equazioni di Maxwell, che della accuratezza delle formule di stima proposte in questa tesi; inoltre, l'analisi dei fenomeni di disturbo puo' essere estesa al caso in cui le linee sulla piastra a circuito stampato richiedano, a causa della propria lunghezza, una modellizzazione a parametri distribuiti, in questo lavoro non considerata.

Bibliografia

- [1] H. B. Bakoglu. *Circuits, Interconnections, and Packaging for VLSI*. Addison-Wesley Publishing Company Inc., 1990.
- [2] S. Ramo, J. R. Whinnery, T. Van Duzer. *Campi e onde nell'elettronica per le comunicazioni*. Franco Angeli s.r.l, Milano, 1995.
- [3] M. Kamon, C. Smithhisler, J. White. *FastHenry USER'S GUIDE*. Depart. of Electrical Engineering and Computer Science, Massachusetts Institute of Technology, 1996.
- [4] K. Nabors, S.Kim, J. White, S. Senturia. *FastCap USER'S GUIDE*. Depart. of Electrical Engineering and Computer Science, Massachusetts Institute of Technology, 1992.
- [5] M. Kamon. *Efficient Techniques for Inductance Extraction of Complex 3-D Geometries*. Master's Thesis, Depart. of Electrical Engineering and Computer Science, Massachusetts Institute of Technology, 1994
- [6] D. Sylvester. *High Frequency VLSI Interconnect Modeling*.
- [7] A. Castellane, R. Brechignac. *Electrical Measurement and Modeling of High Pin Count Packages for High Speed Logics*. Corporate Package Development, STMicroelectronics, Grenoble, France.
- [8] S. Diamond, B. Janko. *Extraction of Coupled Spice Models for Packages and Interconnects*. Tektronix Incorporated Test and Measurement Division, Beaverton, Oregon, 1993.
- [9] E. Hallen. *Electromagnetic Theory*. Chapman & Hall, London, 1962.

- [10] K. Nabors, J. White. FastCap: A Multipole Accelerated 3-D Capacitance Extraction Program. *IEEE Trans. on Computer Aided Design of Integrated Circuits and Systems*, vol.10, no.11, pp. 1447-1459, November 1991.
- [11] S. Kim, E. Tuncer, B-T Lee, D. P. Neikirk. *SIMIAN'S USER GUIDE*. Dept. of Electrical and Computer Engineering, University of Texas, Austin, September 1997.
- [12] M. E. Mortenson. *Computer Graphics*. Industrial Press Inc., New York, 1989.
- [13] J. A. Brandão Faria. *Multiconductor Transmission-Line Structures*. John Wiley & Sons Inc., 1993.
- [14] C. R. Paul. *Introduction to Electromagnetic Compatibility*. John Wiley & Sons Inc., 1991.
- [15] S. S. Attwood. *Electric and Magnetic Fields*. John Wiley & Sons Inc., 1949.
- [16] M. Kamon. *Fast Parasitic Extraction and Simulation of Three-dimensional Interconnect via Quasistatic Analysis*. PhD's Thesis, Depart. of Electrical Engineering and Computer Science, Massachusetts Institute of Technology, February 1998.
- [17] A. E. Ruehli. Inductance Calculations in a Complex Integrated Circuit Environment. *IBM J. Res. Develop.*, vol. 16, pp. 470-481, September 1972.
- [18] A. E. Ruehli. Equivalent Circuit Models for Three-dimensional Multiconductor Systems. *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, vol. 22, no. 3, March 1974.
- [19] A. R. Djordjevic, T. K. Sarkar. Closed-Form Formulas for Frequency-Dependent Resistance and Inductance per Unit Length of Microstrip and Strip Transmission Lines. *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, vol. 42, no. 2, February 1994.
- [20] H. Heeb, A. E. Ruehli. Three-dimensional Interconnect Analysis Using Partial Element Equivalent Circuits. *IEEE Trans. on Circuits and Systems*, vol. 39, no. 11, November 1992.
- [21] Q. Yu, O. Wing. Computational Models of Transmission Lines with Skin Effects and Dielectric Loss. *IEEE Trans. on Circuits and Systems*, vol. 41, no. 2, February 1994.
- [22] V. K. Tripathi, J. B. Rettig. A SPICE Model for Multiple Coupled Microstrips and Other Transmission Lines. *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, vol. 33, no. 12, December 1985.
- [23] J. Yook, V. Chandramouli, L. P. B. Katehi, K. A. Sakallah, T. R. Arabi, T. A. Schreyer. Computation of Switching Noise in Printed Circuit Boards. *IEEE Trans.*

- on Components, Packaging and Manufacturing Technology*, part A, vol. 20, no. 1, March 1997
- [24] B. Young. Return Path Inductance in Measurements of Package Inductance Matrixes. *IEEE Trans. on Components, Packaging and Manufacturing Technology*, part B, vol. 20, no. 1, February 1997.
- [25] J. P. Libous, D. P. O'Connor. Measurement, Modeling, and Simulation of Flip-Chip CMOS ASIC Simultaneous Switching Noise on a Multilayer Ceramic BGA. *IEEE Trans. on Components, Packaging and Manufacturing Technology*, part B, vol. 20, no. 3, August 1997.
- [26] C. S. Choy, M. H. Ku, C. F. Chan. A Low Power-Noise Output Driver with an Adaptive Characteristic Applicable to a Wide Range of Loading Conditions. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol 32, no. 6, June 1997.
- [27] D. F. Williams. Multiconductor Transmission Line Characterization. *IEEE Trans. on Components, Packaging and Manufacturing Technology*, part B, vol. 20, no. 2, May 1997.
- [28] L. M. Silveira, M. Kamon, J. White. Algorithms for Coupled-Transient Simulation of Circuits and Complicated 3-D Packaging. *IEEE Trans. on Components, Packaging, and Manufacturing Technology*, part B, vol. 18, no. 1, February 1995.
- [29] I. Catt. Crosstalk (Noise) in Digital Systems. *IEEE Trans. on Electronic Computers*, vol. 16, no. 6, December 1967.
- [30] L. T. Pillage, R. A. Rohrer. Asymptotic Waveform Evaluation for Timing Analysis. *IEEE Trans. on Computer-Aided Design*, vol. 9, no. 4, April 1990.
- [31] J. Vardaman. Chip-Scale Packages: Cleared for Takeoff. *Chip Scale Review*, vol. 1, no. 1, May 1997.
- [32] I. Turlik. Chip-Scale Packaging Technology Trends. *Chip Scale Review*, vol. 1, no. 2, July 1997.
- [33] G. Derman. Interconnects & packaging. *Electronic Engineering Times*, 26 February, 1996.
- [34] G. Derman. Chip-size packages proliferate. *Electronic Engineering Times*, 15 December, 1995.
- [35] T. DiStefano, J. Fjelstad. Chip-scale packaging meets future design needs. *Solid state technology*, April 1996.
- [36] S. Greathouse, R. Mahidhara, V. Solberg, T. DiStefano. *Reliability of a chip scale package*. Tessera Corporation report, Intel Corporation.

- [37] K. Nabors, S. Kim, J. White. Fast Capacitance Extraction of General Three-Dimensional Structures. *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, vol. 40, no. 7, July 1992.
- [38] H. Hasegawa, M. Furukawa, H. Yanai. Properties of Microstrip Line on Si-SiO₂ System. *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, vol. 19, no. 11, November 1971.
- [39] Y.R.Kwon, V.Hietala, K.Champlin. Quasi-TEM Analysis of “Slow-Wave” Mode Propagation on Coplanar Microstructure MIS Transmission Lines. *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, vol. 35, 1987.