

Comprende versione

ebook



Adel S. Sedra • Kenneth C. Smith

Circuiti per la Microelettronica

V edizione

V EDIZIONE

Circuiti per la microelettronica

Adel S. Sedra

Università di Waterloo

Kenneth C. Smith

Università di Toronto



Titolo originale:

Adel S. Sedra, Kenneth C. Smith

MICROELECTRONIC CIRCUITS, International Seventh Edition

Copyright © 2016, Oxford University Press

CIRCUITI PER LA MICROELETTRONICA

Copyright © 2019, Edises Università S.r.l. – Napoli

9	8	7	6	5	4	3	2	1	0
2023	2022	2021	2020	2019					

Le cifre sulla destra indicano il numero e l'anno dell'ultima ristampa effettuata

A norma di legge è vietata la riproduzione, anche parziale, del presente volume o di parte di esso con qualsiasi mezzo.

L'Editore

Fotocomposizione: doma book di Massimo Di Grazia – Napoli

Stampato presso la Tipografia Sograte S.r.l.

Zona Ind. Regnano – Città di Castello (PG)

per conto della Edises Università S.r.l. – Piazza Dante, 89 – Napoli

Tel. 0817441706/07 Fax 0817441705

ISBN 978 88 3319 054 9

www.edisesuniversita.it
info@edisesuniversita.it

HANNO COLLABORATO ALL'EDIZIONE ITALIANA

Lorenzo Capineri

Università degli Studi di Firenze

Domenico Caputo

Università degli Studi di Roma Sapienza

Alessandro Catini

Università degli Studi di Roma Tor Vergata

Lorenzo Colace

Università degli Studi di Roma Tre

Francesco Corsi

Politecnico di Bari

Vincenzo Ferrara

Università degli Studi di Roma Sapienza

Gianluca Giustolisi

Università degli Studi di Catania

Giuseppe Lullo

Università degli Studi di Palermo

Franco Maddaleno

Politecnico di Torino

Eugenio Martinelli

Università degli Studi di Roma Tor Vergata

Cristoforo Marzocca

Politecnico di Bari

Gianvito Matarrese

Politecnico di Bari

Fabrizio Palma

Università degli Studi di Roma Sapienza

Maria Rizzi

Politecnico di Bari

Enrico Zanoni

Università degli Studi di Padova

Revisione a cura di:

Francesco Corsi

Politecnico di Bari

Hanno collaborato alla precedente edizione:

Alberto Fazzi, Guido Masetti, Gaudenzio Meneghesso,
Simone Orcioni, Claudio Turchetti

SOMMARIO

Tabelle xvi

Note di approfondimento storico xvii

Prefazione xviii

Prefazione all'edizione italiana xxiii

PARTE I **DISPOSITIVI E CIRCUITI FONDAMENTALI** 2

- 1 Elettronica e semiconduttori 4
- 2 Amplificatori operazionali 94
- 3 I diodi 170
- 4 Il transistor bipolare a giunzione (BJT) 240
- 5 Transistori ad effetto di campo MOS (MOSFET) 302
- 6 Amplificatori a transistori 360

PARTE II **AMPLIFICATORI PER CIRCUITI INTEGRATI** 498

- 7 Blocchi circuitali fondamentali degli amplificatori per circuiti integrati 500
- 8 Amplificatori differenziali e multistadio 586
- 9 Risposta in frequenza 686
- 10 La retroazione 796

PARTE III **CIRCUITI INTEGRATI ANALOGICI** 910

- 11 Stadi di uscita e amplificatori di potenza 912
- 12 Amplificatori operazionali 986
- 13 Filtri ed amplificatori accordati 1076
- 14 Circuiti generatori di segnale e formatori d'onda 1164

PARTE IV **CIRCUITI INTEGRATI DIGITALI** 1222

- 15 Circuiti logici digitali CMOS 1224
- 16 Tematiche avanzate nella progettazione di circuiti integrati digitali 1300
- 17 Circuiti di memoria 1370



Appendici A-L

ESTENSIONI ONLINE

Indice analitico IN-1

INDICE GENERALE

Tabelle xvi

Note di approfondimento storico xvii

Prefazione xviii

Prefazione all'edizione italiana xxiii

PARTE I DISPOSITIVI E CIRCUITI FONDAMENTALI 2

1 Elettronica e semiconduttori 4

- Introduzione 5
- 1.1 I segnali 6
- 1.2 Spettro di frequenza dei segnali 9
- 1.3 Segnali analogici e digitali 12
- 1.4 Amplificatori 15
 - 1.4.1 Amplificazione del segnale 15
 - 1.4.2 Simboli dei circuiti amplificatori 16
 - 1.4.3 Guadagno di tensione 17
 - 1.4.4 Guadagno di potenza e guadagno di corrente 17
 - 1.4.5 Espressione del guadagno in decibel 18
 - 1.4.6 Le alimentazioni dell'amplificatore 18
 - 1.4.7 Saturazione dell'amplificatore 21
 - 1.4.8 Simboli e convenzioni 22
- 1.5 Modelli circuitali degli amplificatori 23
 - 1.5.1 Amplificatori di tensione 23
 - 1.5.2 Amplificatori in cascata 25
 - 1.5.3 Altri tipi di amplificatori 28
 - 1.5.4 Le relazioni tra i quattro modelli di amplificatori 28
 - 1.5.5 Come determinare R_i e R_o 29
 - 1.5.6 Modelli unilaterali 29
- 1.6 Risposta in frequenza degli amplificatori 33
 - 1.6.1 Come si misura la risposta in frequenza degli amplificatori 33
 - 1.6.2 Banda passante dell'amplificatore 34
 - 1.6.3 Calcolo della risposta in frequenza degli amplificatori 34
 - 1.6.4 Reti a singola costante di tempo 35
 - 1.6.5 Classificazione degli amplificatori in base alla risposta in frequenza 41
- 1.7 Semiconduttori intrinseci 44
- 1.8 Semiconduttori drogati 47

- 1.9 La corrente nei semiconduttori 50
 - 1.9.1 Corrente di deriva 50
 - 1.9.2 Corrente di diffusione 53
 - 1.9.3 Relazione tra D ed μ 56
- 1.10 La giunzione pn 56
 - 1.10.1 Struttura fisica 57
 - 1.10.2 Funzionamento a circuito aperto 57
- 1.11 La giunzione pn con una tensione applicata 63
 - 1.11.1 Descrizione qualitativa del funzionamento della giunzione pn 63
 - 1.11.2 La relazione corrente-tensione della giunzione pn 66
 - 1.11.3 Regione di breakdown 70
- 1.12 Effetti capacitivi nella giunzione pn 72
 - 1.12.1 Capacità di giunzione o di svuotamento 72
 - 1.12.2 Capacità di diffusione 74
- Sommario 76
- Problemi 80

2 Amplificatori operazionali 94

- Introduzione 95
- 2.1 L'amplificatore operazionale ideale 96
 - 2.1.1 I terminali dell'amplificatore operazionale ideale 96
 - 2.1.2 Funzione e caratteristiche dell'amplificatore operazionale ideale 97
 - 2.1.3 Segnale differenziale e di modo comune 99
- 2.2 La configurazione invertente 100
 - 2.2.1 Il guadagno ad anello chiuso 101
 - 2.2.2 Effetto del guadagno ad anello aperto finito 103
 - 2.2.3 Resistenze di ingresso e di uscita 104
 - 2.2.4 Un'applicazione importante: il circuito sommatore 107
- 2.3 La configurazione non invertente 109
 - 2.3.1 Il guadagno ad anello chiuso 109
 - 2.3.2 Effetto del guadagno ad anello aperto finito 111
 - 2.3.3 Caratteristiche della configurazione non invertente 111
 - 2.3.4 L'inseguitore di tensione 111
- 2.4 Amplificatori di differenza 113
 - 2.4.1 Un amplificatore di differenza a singolo stadio 114

2.4.2	Un circuito migliore – L'amplificatore per strumentazione	118
2.5	Integratori e derivatori	123
2.5.1	La configurazione invertente con impedenze generiche	123
2.5.2	L'integratore invertente	125
2.5.3	Il derivatore ad operazionale	130
2.6	Non idealità in continua	132
2.6.1	Offset di tensione	132
2.6.2	Correnti di ingresso di polarizzazione e relativo offset	136
2.6.3	Effetto di V_{os} e I_{os} sul funzionamento dell'integratore invertente	139
2.7	Effetto del guadagno e della banda ad anello aperto finiti sulle prestazioni dei circuiti	141
2.7.1	Dipendenza dalla frequenza del guadagno ad anello aperto	141
2.7.2	Risposta in frequenza degli amplificatori ad anello chiuso	143
2.8	Funzionamento per grandi segnali degli operazionali	146
2.8.1	Saturazione della tensione di uscita	146
2.8.2	Limiti per la corrente di uscita	146
2.8.3	Slew Rate	148
2.8.4	Larghezza di banda a piena potenza	150
	Sommario	151
	Problemi	152

3 I diodi 170

	Introduzione	171
3.1	Il diodo ideale	172
3.1.1	Caratteristica tensione- corrente	172
3.1.2	Una semplice applicazione: il raddrizzatore	173
3.1.3	Un'altra applicazione: porte logiche a diodi	176
3.2	Caratteristiche ai morsetti di un diodo a giunzione	180
3.2.1	La regione di polarizzazione diretta	180
3.2.2	La regione di polarizzazione inversa	185
3.2.3	La regione di breakdown	186
3.3	Modelli della caratteristica diretta del diodo	186
3.3.1	Il modello esponenziale	186
3.3.2	Analisi grafica usando il modello esponenziale	187
3.3.3	Analisi iterativa con il modello esponenziale	187

3.3.4	La necessità di analizzare rapidamente un circuito	188
3.3.5	Modello a caduta di tensione costante	189
3.3.6	Il modello ideale del diodo	190
3.3.7	Il modello del diodo per piccoli segnali	191
3.3.8	L'uso della caduta di tensione diretta del diodo nella regolazione di tensione	196
3.4	Funzionamento nella regione inversa di breakdown – I diodi Zener	198
3.4.1	Specifiche e modellistica del diodo Zener	199
3.4.2	L'utilizzo dello Zener come regolatore in parallelo	200
3.4.3	Effetti della temperatura	202
3.4.4	Una considerazione finale	203
3.5	Circuiti raddrizzatori	203
3.5.1	Il raddrizzatore ad una semionda	204
3.5.2	Il raddrizzatore a doppia semionda	206
3.5.3	Il raddrizzatore a ponte	208
3.5.4	Circuito raddrizzatore con filtro capacitivo – Il raddrizzatore di picco	209
3.5.5	Raddrizzatore di precisione a singola semionda – Il superdiodo	215
3.6	Circuiti limitatori e di aggancio	217
3.6.1	Circuiti limitatori	217
3.6.2	Il condensatore di aggancio o di ripristino della continua	220
3.6.3	Il moltiplicatore di tensione	222
3.7	Tipi particolari di diodi	223
3.7.1	Il diodo a barriera Schottky (SBD)	223
3.7.2	I varactor	224
3.7.3	I fotodiodi	224
3.7.4	I diodi emettitori di luce (LED)	224
	Sommario	225
	Problemi	226

4 Il transistor bipolare a giunzione (BJT) 240

	Introduzione	241
4.1	Struttura del dispositivo e funzionamento fisico	242
4.1.1	Struttura semplificata e modi di funzionamento	242
4.1.2	Funzionamento del transistor <i>nnp</i> nella regione attiva	243
4.1.3	Struttura dei transistori reali	251
4.1.4	Funzionamento nella regione di saturazione	252

- 4.1.5 Il transistor *pnp* 254
- 4.2 Caratteristiche corrente-tensione 256
 - 4.2.1 Simboli circuitali e convenzioni 256
 - 4.2.2 Rappresentazione grafica delle caratteristiche del transistor 261
 - 4.2.3 Dipendenza di i_C dalla tensione di collettore – L'effetto Early 262
 - 4.2.4 Una forma alternativa delle caratteristiche a emettitore comune 265
- 4.3 Circuiti a BJT in continua 269
- 4.4 Breakdown del transistor ed effetti della temperatura 287
 - 4.4.1 Il breakdown del transistor 287
 - 4.4.2 Dipendenza di β da I_C e dalla temperatura 289
- Sommario 290
- Problemi 291

5 Transistori ad effetto di campo MOS (MOSFET) 302

- Introduzione 303
- 5.1 Struttura del dispositivo e funzionamento fisico 304
 - 5.1.1 La struttura del dispositivo 304
 - 5.1.2 Funzionamento con tensione di gate nulla 306
 - 5.1.3 Creazione di un canale per il flusso di corrente 306
 - 5.1.4 Comportamento per piccoli valori di v_{DS} 308
 - 5.1.5 Funzionamento al crescere di v_{DS} 312
 - 5.1.6 Funzionamento per $v_{DS} \geq V_{ov}$: pinch-off (strozzamento) del canale e saturazione di corrente 314
 - 5.1.7 Il MOSFET a canale *p* 317
 - 5.1.8 La tecnologia MOS complementare o CMOS 319
 - 5.1.9 Funzionamento del transistor MOS in regione di sotto soglia 320
- 5.2 Caratteristiche corrente-tensione 320
 - 5.2.1 Simbolo circuitale 320
 - 5.2.2 Le caratteristiche i_D-v_{DS} 321
 - 5.2.3 La caratteristica i_D-v_{GS} 323
 - 5.2.4 Resistenza d'uscita di valore finito nella regione di saturazione 327
 - 5.2.5 Caratteristiche del MOSFET a canale *p* 330
- 5.3 Circuiti MOSFET in continua 332
- 5.4 L'effetto body e altri argomenti 344
 - 5.4.1 Il ruolo del substrato – L'effetto body 344
 - 5.4.2 Effetti della temperatura 345
 - 5.4.3 Breakdown e protezione dell'ingresso 345
 - 5.4.4 Saturazione della velocità 346

- 5.4.5 Il MOSFET a svuotamento 346
- Sommario 347
- Problemi 348

6 Amplificatori a transistori 360

- Introduzione 361
- 6.1 Principi di base 362
 - 6.1.1 Base di funzionamento di un amplificatore 362
 - 6.1.2 Realizzazione di un amplificatore di tensione 363
 - 6.1.3 Caratteristica di trasferimento in tensione (VTC) 364
 - 6.1.4 Polarizzazione del transistor per ottenere un'amplificazione lineare 365
 - 6.1.5 Guadagno per piccolo segnale 368
 - 6.1.6 Determinazione della transcaratteristica mediante analisi grafica 374
 - 6.1.7 Posizionamento del punto di lavoro Q 375
- 6.2 Funzionamento e modelli per piccolo segnale 377
 - 6.2.1 Caso con MOSFET 377
 - 6.2.2 Caso con BJT 393
 - 6.2.3 Tabelle di riepilogo 414
- 6.3 Configurazioni fondamentali 417
 - 6.3.1 Le tre configurazioni di base 417
 - 6.3.2 Caratterizzazione degli amplificatori 418
 - 6.3.3 Amplificatore a source comune (CS) e a emettitore comune (CE) 420
 - 6.3.4 Amplificatore a source comune (emettitore comune) con resistenza di source (emettitore) 425
 - 6.3.5 Amplificatori a gate comune (CG) e a base comune (CB) 433
 - 6.3.6 Inseguitori di source ed emettitore 436
 - 6.3.7 Riepilogo e confronti 446
 - 6.3.8 Quando e come includere la resistenza di uscita r_o 447
- 6.4 Polarizzazione 448
 - 6.4.1 Polarizzazione del MOSFET 449
 - 6.4.2 Polarizzazione dei BJT 455
- 6.5 Amplificatori discreti 461
 - 6.5.1 Amplificatore a source comune (CS) 461
 - 6.5.2 Amplificatore a emettitore comune 464
 - 6.5.3 Amplificatore ad emettitore comune con resistenza di emettitore 465
 - 6.5.4 Amplificatore a base comune (CB) 467
 - 6.5.5 Inseguitore di emettitore (amplificatore a collettore comune) 469

6.5.6	Risposta in frequenza degli amplificatori	471
Sommario		473
Problemi		474

PARTE II AMPLIFICATORI PER CIRCUITI INTEGRATI 498

7 Blocchi circuitali fondamentali degli amplificatori per circuiti integrati 500

Introduzione	501
7.1	Filosofia di progetto dei CI 502
7.2	Polarizzazione dei CI – generatori di corrente, specchi di corrente e circuiti a pilotaggio in corrente 503
7.2.1	Il generatore di corrente MOSFET elementare 504
7.2.2	Circuiti MOS a pilotaggio in corrente 507
7.2.3	Circuiti a BJT 510
7.2.4	Funzionamento per piccolo segnale degli specchi di corrente 515
7.3	La cella di guadagno elementare 517
7.3.1	Gli amplificatori a source comune e ad emettitore con generatore di corrente di carico 517
7.3.2	Il guadagno intrinseco 519
7.3.3	Effetto della resistenza di uscita del generatore di corrente di carico 522
7.3.4	Come incrementare il guadagno della cella elementare 528
7.4	Gli amplificatori a gate comune e a base comune 529
7.4.1	Il circuito CG 529
7.4.2	Resistenza di uscita di un amplificatore CS con resistenza di source 533
7.4.3	L'effetto body 534
7.4.4	Il circuito CB 535
7.4.5	Resistenza di uscita di un amplificatore CE con degenerazione di emettitore 538
7.5	L'amplificatore cascode 538
7.5.1	La connessione cascode 538
7.5.2	L'amplificatore cascode MOS 539
7.5.3	Distribuzione del guadagno di tensione in un amplificatore cascode 544
7.5.4	Doppio cascode 547
7.5.5	Il cascode ripiegato 547
7.5.6	Lo stadio cascode a BJT 549

7.6	Specchi di corrente a prestazioni elevate 551
7.6.1	Specchi MOS cascode 551
7.6.2	Lo specchio di corrente di Wilson 552
7.6.3	Lo specchio di Wilson a MOS 555
7.6.4	Il generatore di corrente di Widlar 557
7.7	Coppie notevoli di stadi a transistori 559
7.7.1	Le configurazioni CC-CE, CD-CS e CD-CE 559
7.7.2	La configurazione Darlington 563
7.7.3	Le configurazioni CC-CB e CD- CG 564
Sommario	567
Problemi	568

8 Amplificatori differenziali e multistadio 586

Introduzione	587
8.1	La coppia differenziale MOS 588
8.1.1	Funzionamento con una tensione d'ingresso di modo comune 589
8.1.2	Funzionamento con un segnale d'ingresso di modo differenziale 593
8.1.3	Funzionamento per grandi segnali 594
8.1.4	Funzionamento per piccolo segnale 599
8.1.5	L'amplificatore differenziale con carichi costituiti da generatori di corrente 603
8.1.6	L'amplificatore differenziale cascode 604
8.2	La coppia differenziale a BJT 606
8.2.1	Principio di funzionamento 606
8.2.2	Dinamica di modo comune in ingresso 608
8.2.3	Funzionamento per grandi segnali 609
8.2.4	Funzionamento per piccolo segnale 612
8.3	Reiezione del modo comune 619
8.3.1	Il caso MOS 620
8.3.2	Il caso BJT 626
8.4	Offset in DC 629
8.4.1	Offset di tensione di ingresso dell'amplificatore differenziale MOS 629
8.4.2	Offset di tensione in ingresso dell'amplificatore differenziale bipolare 632
8.4.3	Correnti di polarizzazione di ingresso e relativo offset

	nell'amplificatore differenziale bipolare	635
8.4.4	Un'osservazione conclusiva	636
8.5	L'amplificatore differenziale con carico attivo	636
8.5.1	Conversione da differenziale a single-ended	636
8.5.2	La coppia differenziale MOS con carico attivo	637
8.5.3	Guadagno di modo differenziale della coppia MOS con carico attivo	639
8.5.4	La coppia differenziale a transistori bipolari con carico attivo	643
8.5.5	Guadagno di modo comune e CMRR	647
8.6	Amplificatori multistadio	651
8.6.1	Amplificatore operativo CMOS a due stadi	651
8.6.2	Un op amp bipolare	656
	Sommario	664
	Problemi	666

9 Risposta in frequenza 686

	Introduzione	687
9.1	Risposta in bassa frequenza degli amplificatori a source comune (CS) e ad emettitore comune (CE)	689
9.1.1	L'amplificatore a CS	689
9.1.2	Il metodo delle costanti di tempo in cortocircuito	697
9.1.3	L'amplificatore CE	697
9.2	Effetti capacitivi interni e modello in alta frequenza del MOSFET e del BJT	701
9.2.1	Il MOSFET	701
9.2.2	Il BJT	707
9.3	Risposta in alta frequenza degli amplificatori CS e CE	712
9.3.1	L'amplificatore a source comune	712
9.3.2	L'amplificatore a emettitore comune	718
9.3.3	Il teorema di Miller	722
9.3.4	Risposta in frequenza dell'amplificatore CS quando R_{sig} è trascurabile	725
9.4	Strumenti utili per l'analisi della risposta in alta frequenza degli amplificatori	729
9.4.1	La funzione guadagno in alta frequenza	729
9.4.2	Calcolo della frequenza f_H a 3 dB	730
9.4.3	Metodo delle costanti di tempo di circuiti aperti	733
9.4.4	Applicazione del metodo delle costanti di tempo a circuiti aperti per l'amplificatore CS	734

9.4.5	Applicazione del metodo delle costanti di tempo a circuiti aperti per l'amplificatore CE	738
9.5	Risposta in alta frequenza degli amplificatori a gate comune (CG) e cascode	738
9.5.1	Risposta in alta frequenza dell'amplificatore CG	738
9.5.2	Risposta in alta frequenza dell'amplificatore cascode MOS	744
9.5.3	Risposta in alta frequenza dell'amplificatore cascode a bipolare	749
9.6	Risposta in alta frequenza degli inseguitori di source e di emettitore	750
9.6.1	L'inseguitore di source	751
9.6.2	L'inseguitore di emettitore	757
9.7	Risposta in alta frequenza degli amplificatori differenziali	758
9.7.1	Analisi dell'amplificatore MOS con carico resistivo	758
9.7.2	Analisi dell'amplificatore MOS con carico attivo	762
9.8	Altre configurazioni di amplificatori a larga banda	768
9.8.1	La degenerazione di source e di emettitore per ottenere amplificazione a larga banda	768
9.8.2	Le configurazioni CD-CS, CC-CE, e CD-CE	771
9.8.3	Le configurazioni CC-CB e CD- CG	776
	Sommario	778
	Problemi	779

10 La retroazione 796

	Introduzione	797
10.1	La struttura generale della retroazione	798
10.1.1	Diagramma del flusso dei segnali	798
10.1.2	Il guadagno ad anello chiuso	799
10.1.3	Il guadagno di anello	800
10.1.4	Riepilogo	804
10.2	Alcune proprietà della retroazione negativa	805
10.2.1	Desensibilizzazione del guadagno	805
10.2.2	Estensione della larghezza di banda	806
10.2.3	Riduzione delle interferenze	807
10.2.4	Riduzione della distorsione di non linearità	809

10.3	L'amplificatore di tensione con retroazione	810
10.3.1	Retroazione con topologia serie-parallelo	810
10.3.2	Esempi di amplificatori con retroazione serie-parallelo	811
10.3.3	Analisi dell'amplificatore di tensione con retroazione utilizzando il guadagno di anello	813
10.3.4	Considerazione finale	818
10.4	Analisi sistematica degli amplificatori di tensione con retroazione	818
10.4.1	Il caso ideale	819
10.4.2	Il caso reale	821
10.5	Altri tipi di amplificatori con retroazione	830
10.5.1	Principi di base	830
10.5.2	L'amplificatore in transconduttanza con retroazione serie-serie	834
10.5.3	L'amplificatore in transresistenza con retroazione parallelo-parallelo	845
10.5.4	L'amplificatore di corrente con retroazione parallelo-serie	855
10.6	Sintesi del metodo di analisi della retroazione	861
10.7	Il problema della stabilità	861
10.7.1	La funzione di trasferimento dell'amplificatore retroazionato	861
10.7.2	Il diagramma di Nyquist	863
10.8	Effetto della retroazione sui poli di un amplificatore	865
10.8.1	Stabilità e posizione dei poli	865
10.8.2	I poli dell'amplificatore retroazionato	866
10.8.3	Amplificatore con risposta a singolo polo	867
10.8.4	Amplificatore con risposta a due poli	868
10.8.5	Amplificatori con tre o più poli	873
10.9	Studio della stabilità per mezzo dei diagrammi di Bode	875
10.9.1	Margine di guadagno e margine di fase	875
10.9.2	Effetto del margine di fase sulla risposta ad anello chiuso	876
10.9.3	Un approccio alternativo allo studio della stabilità	877
10.10	Compensazione in frequenza	879
10.10.1	Teoria	879

10.10.2	Realizzazione	881
10.10.3	Compensazione per effetto Miller e separazione dei poli	882
Sommario		885
Problemi		886

PARTE III CIRCUITI INTEGRATI ANALOGICI 910

11 Stadi di uscita e amplificatori di potenza 912

Introduzione	913
11.1	Classificazione degli stadi di uscita 914
11.2	Stadio di uscita in classe A 915
11.2.1	Caratteristica di trasferimento 916
11.2.2	Forme d'onda dei segnali 917
11.2.3	Dissipazione di potenza 918
11.2.4	Efficienza di conversione della potenza 920
11.3	Stadio di uscita in classe B 921
11.3.1	Funzionamento del circuito 921
11.3.2	Caratteristica di trasferimento 921
11.3.3	Efficienza di conversione della potenza 922
11.3.4	Dissipazione di potenza 923
11.3.5	Riduzione della distorsione da attraversamento 925
11.3.6	Funzionamento con una singola alimentazione 926
11.4	Stadio di uscita in classe AB 927
11.4.1	Funzionamento del circuito 927
11.4.2	Resistenza di uscita 929
11.5	Polarizzazione del circuito in classe AB 932
11.5.1	Polarizzazione mediante l'uso di diodi 932
11.5.2	Polarizzazione con il circuito moltiplicatore di V_{BE} 934
11.6	Variazioni della configurazione in classe AB 937
11.6.1	Uso di inseguitori di emettitore in ingresso 937
11.6.2	Uso di dispositivi composti 938
11.6.3	Protezione dal cortocircuito 941
11.6.4	Circuito per la protezione termica 942
11.7	Stadi di uscita in classe AB in tecnologia CMOS 942

11.7.1	La configurazione classica	942
11.7.2	Un circuito alternativo che utilizza transistori a source comune	945
11.8	Amplificatori di potenza integrati	953
11.8.1	Amplificatore di potenza integrato a guadagno fisso	954
11.8.2	L'amplificatore a ponte	958
11.9	Amplificatori di potenza in classe D	959
11.10	Transistori di potenza	963
11.10.1	Contenitori e dissipatori di calore	963
11.10.2	BJT di potenza	964
11.10.3	MOSFET di potenza	966
11.10.4	Considerazioni termiche	968
	Sommario	974
	Problemi	975

12 Amplificatori operazionali 986

	Introduzione	987
12.1	L'amplificatore operazionale CMOS a due stadi	988
12.1.1	Il circuito	989
12.1.2	Dinamica di ingresso di modo comune e dinamica di uscita	990
12.1.3	Guadagno di tensione	991
12.1.4	Rapporto di reiezione di modo comune (CMRR)	993
12.1.5	Risposta in frequenza	994
12.1.6	Slew rate	999
12.1.7	Rapporto di reiezione alle alimentazioni (PSSR)	1000
12.1.8	Compromessi di progetto	1001
12.1.9	Un circuito di polarizzazione per un amplificatore operazionale CMOS a due stadi	1002
12.2	L'amplificatore operazionale CMOS a cascode ripiegato	1008
12.2.1	Il circuito	1008
12.2.2	Dinamica di ingresso di modo comune e dinamica di uscita	1010
12.2.3	Guadagno di tensione	1012
12.2.4	Risposta in frequenza	1013
12.2.5	Slew rate	1014
12.2.6	Aumento della dinamica di ingresso di modo comune: funzionamento rail-to-rail	1016

12.2.7	Aumento della dinamica della tensione di uscita: lo specchio di corrente ad ampia escursione (wide-swing)	1018
12.3	Il circuito amplificatore operazionale a BJT	741 1020
12.3.1	Il circuito del 741	1020
12.3.2	Analisi in continua	1024
12.3.3	Analisi per piccolo segnale del 741	1030
12.3.4	Risposta in frequenza	1043
12.3.5	Slew rate	1045
12.4	Moderne tecniche di progettazione di amplificatori operazionali bipolari	1046
12.4.1	Requisiti per prestazioni speciali	1046
12.4.2	Circuiti di polarizzazione	1048
12.4.3	Stadio di ingresso con dinamica di modo comune "rail-to-rail" V_{ICM}	1050
12.4.4	Retroazione di modo comune per il controllo della tensione continua allo stadio di ingresso e di uscita	1056
12.4.5	Stadio di uscita con dinamica "quasi rail-to-rail"	1061
12.4.6	Conclusioni finali	1065
	Sommario	1065
	Problemi	1066

13 Filtri ed amplificatori accordati 1076

	Introduzione	1077
13.1	Filtri: risposta in trasmissione, tipi e specifiche	1078
13.1.1	Risposta in trasmissione di un filtro	1078
13.1.2	Tipi di filtri	1079
13.1.3	Specifiche dei filtri	1079
13.2	La funzione di trasferimento di un filtro	1082
13.3	Filtri di Butterworth e Chebyshev	1086
13.3.1	Il filtro di Butterworth	1086
13.3.2	Il filtro di Chebyshev	1090
13.4	Funzioni di trasferimento del primo e del secondo ordine	1093
13.4.1	Filtri del primo ordine	1094
13.4.2	Filtri del secondo ordine	1097
13.5	Il risonatore LCR del secondo ordine	1102
13.5.1	I modi naturali di un risonatore	1102

- 13.5.2 Realizzazione di zeri nella funzione di trasferimento 1103
 - 13.5.3 Realizzazione della funzione passa-basso 1103
 - 13.5.4 Realizzazione della funzione passa-alto 1105
 - 13.5.5 Realizzazione della funzione passa-banda 1105
 - 13.5.6 Realizzazione di una funzione notch 1105
 - 13.5.7 Realizzazione della funzione passa tutto 1107
 - 13.6 Filtri attivi del secondo ordine con sostituzione dell'induttore 1108
 - 13.6.1 Il circuito di Antoniou che simula una induttanza 1108
 - 13.6.2 Il risonatore ad amplificatore operazionale e rete RC 1109
 - 13.6.3 Realizzazione di diversi tipi di filtri 1111
 - 13.6.4 Il circuito passa tutto 1111
 - 13.7 Filtri attivi del secondo ordine a doppio integratore 1116
 - 13.7.1 Derivazione del filtro biquadratico a doppio integratore 1116
 - 13.7.2 Realizzazione circuitale 1118
 - 13.7.3 Un modo alternativo per realizzare il circuito biquadratico a doppio integratore 1120
 - 13.7.4 Commenti finali 1121
 - 13.8 Filtri attivi biquadratici a singolo amplificatore 1122
 - 13.8.1 Sintesi dell'anello di retroazione 1122
 - 13.8.2 Applicazione del segnale di ingresso 1125
 - 13.8.3 Realizzazione di anelli di retroazione equivalenti 1127
 - 13.9 La sensibilità 1130
 - 13.10 Filtri G_m -C 1133
 - 13.10.1 Tecniche per la realizzazione di filtri su circuiti integrati 1133
 - 13.10.2 Transconduttori 1134
 - 13.10.3 Topologie di base 1135
 - 13.10.4 Filtri G_m -C del secondo ordine 1137
 - 13.11 Filtri a capacità commutate 1140
 - 13.11.1 Il principio elementare 1140
 - 13.11.2 Circuiti realistici 1142
 - 13.11.3 Un commento finale 1145
 - 13.12 Amplificatori accordati 1145
 - 13.12.1 Il principio elementare 1146
 - 13.12.2 Le perdite negli induttori 1148
 - 13.12.3 L'uso dei trasformatori 1149
 - 13.12.4 Amplificatori con circuiti ad accordo multiplo 1151
 - 13.12.5 Il circuito cascode e la cascata di stadi CC-CB 1152
 - 13.12.6 Accordo sincrono e sfalsato 1153
 - Sommario 1154
 - Problemi 1155
- 14 Circuiti generatori di segnale e formatori d'onda 1164**
- Introduzione 1165
 - 14.1 Principi degli oscillatori sinusoidali 1166
 - 14.1.1 L'anello di retroazione dell'oscillatore 1166
 - 14.1.2 Il criterio di oscillazione 1167
 - 14.1.3 Analisi di circuiti oscillatori 1168
 - 14.1.4 Controllo non lineare dell'ampiezza 1171
 - 14.1.5 Un comune circuito limitatore per il controllo dell'ampiezza 1172
 - 14.2 Circuiti oscillatori con operazionali e reti RC 1174
 - 14.2.1 Oscillatore a ponte di Wien 1174
 - 14.2.2 Oscillatore a sfasamento 1177
 - 14.2.3 Oscillatore in quadratura 1178
 - 14.2.4 Oscillatore a filtro attivo accordato 1180
 - 14.2.5 Alcune considerazioni conclusive 1182
 - 14.3 Oscillatori LC e a cristallo 1182
 - 14.3.1 Oscillatori di Colpitts e Hartley 1182
 - 14.3.2 Oscillatore LC ad accoppiamento incrociato 1186
 - 14.3.3 Oscillatori a cristallo 1188
 - 14.4 Multivibratori bistabili 1190
 - 14.4.1 L'anello di retroazione 1191
 - 14.4.2 Le caratteristiche di trasferimento di un circuito bistabile 1192
 - 14.4.3 Trigger di un circuito bistabile 1193
 - 14.4.4 Il circuito bistabile come elemento di memoria 1193
 - 14.4.5 Un circuito bistabile con caratteristiche di trasferimento non invertenti 1194

14.4.6	Utilizzo del circuito bistabile come comparatore	1195
14.4.7	Come rendere i livelli di uscita più precisi	1197
14.5	Uso di multivibratori astabili per la generazione di forme d'onda quadre e triangolari	1198
14.5.1	Funzionamento del multivibratore astabile	1199
14.5.2	Generazione di forme d'onda triangolari	1201
14.6	Generazione di impulsi normalizzati: il multivibratore monostabile	1203
14.7	Temporizzatori integrati	1205
14.7.1	Il circuito 555	1205
14.7.2	Un multivibratore monostabile con il '555'	1206
14.7.3	Un multivibratore astabile con il '555'	1206
14.8	Circuiti non lineari formatori d'onda	1210
14.8.1	Il metodo della spezzata	1210
14.8.2	Il metodo dell'amplificazione non lineare	1212
	Sommario	1214
	Problemi	1214

PARTE IV **CIRCUITI INTEGRATI DIGITALI 1222**

15 Circuiti logici digitali CMOS 1224

	Introduzione	1225
15.1	Circuiti con porte logiche CMOS	1226
15.1.1	Modello del transistor come interruttore	1226
15.1.2	L'invertitore CMOS	1227
15.1.3	Struttura generale della logica CMOS	1227
15.1.4	La porta NOR a due ingressi	1230
15.1.5	La porta NAND a due ingressi	1231
15.1.6	Una porta complessa	1232
15.1.7	Ricavare la PUN dalla PDN e viceversa	1232
15.1.8	La funzione OR-esclusiva	1233
15.1.9	Riepilogo dei metodi di sintesi	1234
15.2	Invertitori logici digitali	1236
15.2.1	La caratteristica di trasferimento in tensione (VTC)	1236
15.2.2	Margini di rumore	1237

15.2.3	La VTC ideale	1239
15.2.4	Realizzazione dell'invertitore	1239
15.3	L'invertitore CMOS	1250
15.3.1	Funzionamento del circuito	1250
15.3.2	La caratteristica di trasferimento in tensione (VTC)	1253
15.3.3	Caso di Q_N e Q_P non uguali	1256
15.4	Funzionamento dinamico dell'invertitore CMOS	1261
15.4.1	Il ritardo di propagazione	1261
15.4.2	Determinazione del ritardo di propagazione dell'invertitore CMOS	1265
15.4.3	Determinazione della capacità di carico equivalente C	1272
15.5	Dimensionamento dei transistori	1275
15.5.1	Dimensionamento dell'invertitore	1275
15.5.2	Dimensionamento dei transistori dei circuiti digitali CMOS	1277
15.5.3	Effetti di fan-in e fan-out sul ritardo di propagazione	1281
15.5.4	Pilotare carichi capacitivi elevati	1282
15.6	Dissipazione di potenza	1285
15.6.1	Cause della dissipazione di potenza	1285
15.6.2	I prodotti potenza-ritardo ed energia-ritardo	1288
	Sommario	1290
	Problemi	1292

16 Tematiche avanzate nella progettazione di circuiti integrati digitali 1300

	Introduzione	1301
16.1	Implicazioni del "technology scaling": cenni sulla progettazione "deep-submicron"	1302
16.1.1	Area di silicio	1303
16.1.2	Implicazioni dello scaling	1303
16.1.3	Saturazione di velocità	1305
16.1.4	Conduzione sottosoglia	1311
16.1.5	Variazioni di temperatura, tensione e processo	1312
16.1.6	Linee di interconnessione	1312
16.2	Tecnologie dei CI digitali, famiglie di circuiti logici e metodologie di progettazione	1313

16.2.1	Tecnologie di CI digitali e famiglie di circuiti logici	1314
16.2.2	Stili per la progettazione dei sistemi digitali	1316
16.2.3	Astrazione del progetto e progetto assistito	1316
16.3	Circuiti logici pseudo-NMOS	1317
16.3.1	Invertitore pseudo-NMOS	1317
16.3.2	Caratteristiche statiche	1318
16.3.3	Derivazione della VTC	1320
16.3.4	Funzionamento dinamico	1322
16.3.5	Progetto	1323
16.3.6	Schemi circuitali delle porte	1323
16.3.7	Commenti finali	1324
16.4	Circuiti logici a pass-transistor	1326
16.4.1	Un requisito essenziale di progettazione	1327
16.4.2	Funzionamento con transistori NMOS come interruttori	1328
16.4.3	Ripristino del valore di V_{OH} a V_{DD}	1332
16.4.4	Uso di transmission gate CMOS come interruttori	1333
16.4.5	Esempi di circuiti logici a pass-transistor	1340
16.4.6	Un commento finale	1342
16.5	Circuiti logici MOS dinamici	1342
16.5.1	Principio di base	1343
16.5.2	Effetti delle non idealità	1346
16.5.3	Logica Domino CMOS	1350
16.5.4	Commenti finali	1351
16.6	Circuiti logici bipolari e BiCMOS	1351
16.6.1	Logica ad accoppiamento di emettitori (ECL)	1352
16.6.2	Circuiti digitali BiCMOS	1357
	Sommario	1360
	Problemi	1361

17 Circuiti di memoria 1370

	Introduzione	1371
17.1	Latch e flip-flop	1372
17.1.1	Il latch	1372
17.1.2	Il flip-flop SR	1374
17.1.3	Realizzazione CMOS di flip-flop SR	1375
17.1.4	Una realizzazione CMOS più semplice del flip-flop temporizzato	1381
17.1.5	I circuiti flip-flop D	1381

17.2	Memorie a semiconduttore: tipi ed architetture	1383
17.2.1	Organizzazione dei chip di memoria	1384
17.2.2	Temporizzazione dei chip di memoria	1386
17.3	Celle di memoria ad accesso casuale (RAM)	1387
17.3.1	Cella di memoria statica	1387
17.3.2	Cella di memoria dinamica	1394
17.4	Sense amplifier e decodificatori di indirizzo	1396
17.4.1	Il sense amplifier	1397
17.4.2	Il decodificatore di indirizzo di riga	1405
17.4.3	Il decodificatore di indirizzi di colonna	1407
17.4.4	Circuiti generatori di impulsi	1408
17.5	Memorie a sola lettura (ROM)	1410
17.5.1	Una ROM MOS	1410
17.5.2	ROM programmabili mediante maschere	1412
17.5.3	ROM programmabili (PROM, EPROM e flash)	1413
17.6	Sensori di immagine CMOS	1415
	Sommario	1416
	Problemi	1417

Appendici



A.	Tecnologia di fabbricazione dei circuiti VLSI	A-1
B.	Modelli SPICE ed esempi di simulazione e progettazione sviluppati utilizzando PSpice® e Multisim™	B-1
C.	Parametri delle reti a due porte	C-1
D.	Teoremi utili sulle reti elettriche	D-1
E.	Circuiti a singola costante di tempo	E-1
F.	Analisi nel dominio della frequenza complessa s: poli, zeri e diagrammi di Bode	F-1
G.	Confronto tra MOSFET e BJT	G-1
H.	Progettazione di amplificatori sfalsati	H-1
I.	Bibliografia	I-1
J.	Valori standard di resistenze e prefissi delle unità di misura	J-1
K.	Valori tipici dei parametri di dispositivi integrati fabbricati in processi CMOS e bipolari	K-1
L.	Risposte a problemi scelti	L-1

Indice analitico IN-1

TABELLE

Tabella 1.1	I quattro tipi di amplificatore	28
Tabella 1.2	Risposta in frequenza delle reti STC	36
Tabella 1.3	Sommario delle equazioni più importanti	78
Tabella 2.1	Caratteristiche dell'amplificatore operazionale ideale	98
Tabella 4.1	Regioni di funzionamento del BJT	243
Tabella 4.2	Riepilogo delle relazioni tensione-corrente in un BJT in regione attiva diretta	258
Tabella 4.3	Condizioni e modelli per il funzionamento del BJT nelle varie regioni	270
Tabella 5.1	Regioni di funzionamento del transistor NMOS ad arricchimento	322
Tabella 5.2	Regioni di funzionamento del transistor PMOS ad arricchimento	331
Tabella 6.1	Procedura sistematica per l'analisi di circuiti a transistori	415
Tabella 6.2	Modelli per piccolo segnale del MOSFET	415
Tabella 6.3	Modelli per piccolo segnale del BJT	416
Tabella 6.4	Caratteristiche degli amplificatori a MOSFET	446
Tabella 6.5	Caratteristiche degli amplificatori a BJT	447
Tabella 7.1	Distribuzione del guadagno nell'amplificatore cascode MOS per diversi valori di R_L	546
Tabella 9.1	Il modello MOSFET ad alta frequenza	706
Tabella 9.2	Il modello BJT ad alta frequenza	712
Tabella 10.1	Riepilogo dei parametri e delle formule relative all'amplificatore a retroazione negativa ideale rappresentato in Fig. 10.1	805
Tabella 10.2	Riepilogo delle relazioni per le quattro tipologie di retroazione	862
Tabella 12.1	Correnti statiche di collettore per il circuito 741 (μA)	1030
Tabella 13.1	Dati di progetto per i circuiti mostrati nelle Figure 13.21(b) e 13.22	1114
Tabella 13.2	Dati di progetto per il circuito di Fig. 13.26	1121
Tabella 15.1	Parametri rilevanti della caratteristica di trasferimento in tensione VTC dell'invertitore logico (Fig. 15.13)	1238
Tabella 15.2	Sommario delle principali caratteristiche dell'invertitore logico CMOS	1291
Tabella 16.1	Implicazioni dello scaling di un dispositivo e della tensione	1304
Tabella 16.2	Regioni di funzionamento dell'invertitore pseudo-NMOS	1321

NOTE DI APPROFONDIMENTO STORICO

Capitolo 1:	Ingegneri di circuiti digitali e analogici	15
Capitolo 1:	Diagrammi di Bode	37
Capitolo 1:	LCD, il volto dell'elettronica	47
Capitolo 2:	Amplificatore per strumentazione integrato	121
Capitolo 2:	I primi operazionali e il calcolo analogico	124
Capitolo 3:	Il primo diodo a semiconduttore	215
Capitolo 3:	Da indicazione a illuminazione	225
Capitolo 4:	L'invenzione del BJT	256
Capitolo 5:	I primi dispositivi a effetto di campo	304
Capitolo 5:	Gordon Moore – la sua legge	344
Capitolo 6:	Shockley e la Silicon Valley	399
Capitolo 6:	Lee de Forest—un padre dell'era elettronica	448
Capitolo 7:	Circuiti a stato solido con “collegamenti volanti”	503
Capitolo 7:	Il circuito integrato	517
Capitolo 8:	La coppia differenziale con un resistore di polarizzazione di grande valore	604
Capitolo 8:	La International Solid-State Circuits Conference (ISSCC)	651
Capitolo 9:	John Milton Miller – l'effetto moltiplicativo della capacità	725
Capitolo 9:	RFID – dispositivi per l'identificazione a distanza	762
Capitolo 10:	Retroazione: nota storica	813
Capitolo 10:	Harry Nyquist: un polivalente fondamentalista dell'elettronica	865
Capitolo 11:	Il primo op amp di potenza	954
Capitolo 11:	Hans Camenzind – l'inventore dell'amplificatore in classe D	960
Capitolo 12:	Il genio dell'elettronica analogica	988
Capitolo 12:	Il creatore del $\mu A741$ – David Fullagar	1023
Capitolo 13:	Una breve storia dei filtri analogici	1081
Capitolo 13:	I primi pionieri dei filtri	1134
Capitolo 14:	Oscillatore a ponte di Wien	1176
Capitolo 14:	I pionieri degli oscillatori	1186
Capitolo 15:	Frank Marion Wanless – l'inventore del CMOS	1253
Capitolo 15:	Federico Faggin – un pioniere dell'elettronica a microprocessore	1277
Capitolo 16:	Il computer invisibile	1316
Capitolo 16:	Grafica a grande scala	1347
Capitolo 17:	Storia del Flip-Flop	1374
Capitolo 17:	Flash abbaglianti	1416

PREFAZIONE

Circuiti per la microelettronica, V edizione, è un testo concepito per i corsi di base sui circuiti elettronici per le lauree del settore dell'Ingegneria elettronica; risulta inoltre utile anche per chi, ingegnere o professionista del settore, desidera aggiornare le proprie conoscenze.

Così come è stato per le prime quattro edizioni, l'obiettivo di questo libro è di sviluppare nel lettore la capacità di analizzare e progettare un circuito elettronico, sia esso analogico o digitale, discreto o integrato. Sebbene siano trattate anche le applicazioni dei circuiti integrati (CI), l'enfasi è posta sul progetto dei circuiti a transistori discreti. Ciò perché è nostra opinione che, anche se la maggior parte di coloro che studieranno da questo testo non intraprenderà la carriera di progettista di circuiti integrati, la conoscenza di ciò che c'è all'interno di un circuito integrato li aiuterà a trovare per essi applicazioni intelligenti e innovative. Del resto, grazie ai progressi della tecnologia dei circuiti VLSI e delle metodologie di progetto, il progetto dei CI stessi è diventato accessibile ad un numero crescente di ingegneri.

Prerequisiti

Il prerequisito per lo studio del materiale presentato in questo testo è un corso base di analisi dei circuiti elettrici. Per completezza, alcuni argomenti sui circuiti lineari sono riportati nelle Appendici: in particolare, i parametri delle reti a due porte sono in Appendice C; alcuni utili teoremi sulle reti elettriche sono in Appendice D; i circuiti a singola costante di tempo sono in Appendice E; l'analisi nel dominio della variabile complessa s sono nell'Appendice F. Inoltre, sono presenti alcuni problemi di analisi di circuiti all'inizio della sezione dei problemi relativi al Capitolo 1. Non sono necessarie conoscenze pregresse di fisica dei semiconduttori. Tutta la fisica dei dispositivi necessaria è trattata nel testo e l'Appendice A fornisce una breve descrizione dei processi di fabbricazione dei circuiti integrati. Le appendici fanno parte del materiale digitale accessibile online.

Enfasi sulla progettazione

La nostra filosofia si basa sull'assunto che la progettazione di circuiti viene condotta più efficacemente se vengono evidenziati i compromessi (*trade off*) che derivano dalla scelta di una particolare configurazione circuitale o dalla selezione di determinati valori dei componenti per un'assegnata configurazione. In questa edizione è stata data maggiore enfasi alla progettazione includendo più esempi, esercizi e problemi di fine capitolo. Gli esercizi e problemi proposti a fine capitolo che sono considerati "orientati alla progettazione" sono indicati con una D. Vengono inclusi nell'Appendice B numerosi esempi di progetti e simulazioni, enfatizzando l'uso del più potente tra gli aiuti alla progettazione: SPICE.

Novità della quinta edizione

Sebbene sia stata conservata la filosofia e l'approccio pedagogico delle prime quattro edizioni, sono stati apportati diversi cambiamenti, sia nell'organizzazione che negli argomenti trattati. Il nostro obiettivo nell'effettuare questi cambiamenti è di aumentare la modularità e quindi la flessibilità per i docenti. Le modifiche nelle aree trattate sono necessarie a causa della continua introduzione di nuove tecnologie, che rendono più interessanti alcuni argomenti rispetto ad altri. Per questo stesso motivo è necessario che gli esercizi e gli esempi

siano aggiornati per stare al passo con le ultime novità dei CI (ad esempio alcuni problemi utilizzano parametri tipici di processi CMOS a 65 nm). Questi aggiornamenti assicurano che gli studenti acquisiscano una prospettiva legata alla tecnologia attuale.

Vengono di seguito elencate le modifiche dettagliate che sono state effettuate in questa edizione:

1. **Nuovi problemi alla fine dei capitoli.** Il numero di problemi alla fine dei capitoli è stato aumentato.
2. **Note di approfondimento storico.** Queste nuove sezioni aggiungono interessanti prospettive storiche e applicative, gran parte di esse riguardano le invenzioni chiave nell'ingegneria dei circuiti.
3. **Flessibilità nella presentazione del MOSFET e del BJT.** Due brevi capitoli presentano in modo parallelo il BJT (Capitolo 4) e il MOSFET (Capitolo 5). Questi capitoli sono incentrati sulla struttura fisica, sulle caratteristiche corrente-tensione e sulle applicazioni nei circuiti dc dei dispositivi. L'ordine con cui affrontare tali capitoli è a discrezione del docente, in quanto sono stati scritti per essere completamente indipendenti tra di loro.
4. **Trattazione unificata degli amplificatori a transistori.** Il cuore del primo corso di elettronica è lo studio degli amplificatori a transistori. La quinta edizione affronta l'argomento in modo nuovo: il nuovo Capitolo 6 tratta i principi alla base del funzionamento dei transistori come amplificatori e presenta i concetti di comportamento per piccolo segnale e modello. Seguono le classiche configurazioni di amplificatori a transistori, i metodi di polarizzazione ed esempi concreti di amplificatori a circuiti discreti. Questa presentazione enfatizza l'unità dei principi di base e permette un trattamento separato per i due tipi di dispositivi quando necessario. Fondamentalmente si è così in grado di confrontare i due dispositivi e comprendere quale siano le aree specifiche in cui possono essere applicati.
5. **Presentazione migliorata del cascoding.** Il Capitolo 7, che tratta gli elementi costitutivi fondamentali degli amplificatori CI, è stato riscritto per migliorarne la comprensione. In particolare lo sviluppo del cascode, dell'amplificatore cascode e del generatore di corrente cascode sono ora molto più chiari.
6. **Presentazione migliorata della risposta alla frequenza.** Pur mantenendo la trattazione della risposta alla frequenza in un unico capitolo, il Capitolo 9 è stato riscritto per migliorarne la comprensione, semplificando e chiarificando la presentazione dell'argomento.
7. **Studio semplificato della retroazione.** Il capitolo sulla retroazione è stato riscritto per migliorare la presentazione, semplificando e chiarendo questo fondamentale argomento.
8. **Trattamento aggiornato degli stadi di uscita e degli amplificatori.** Sono state aggiornate le sezioni riguardanti i transistori di potenza MOS ed è stata aggiunta una nuova sezione sui sempre più importanti amplificatori di potenza in commutazione di classe D.
9. **Una trattazione moderna degli amplificatori operazionali.** Sono stati mantenuti gli aspetti salienti della trattazione del classico amplificatore operazionale 741: riducendo lo spazio occupato da tale argomento si è fatto posto alla presentazione di alcune tecniche utilizzate nella progettazione di amplificatori operazionali moderni.
10. **Addizionale importanza a filtri e oscillatori nei circuiti integrati.** Al Capitolo 13 è stato aggiunto un paragrafo riguardante i filtri a transconduttanza C, un popolare approccio ai filtri per la progettazione di circuiti integrati. Per fare posto a questo argomento, la trattazione degli amplificatori sfalsati è stata spostata nell'Appendice H. Al Capitolo 14 è stata aggiunta la trattazione degli oscillatori LC ad accoppiamento incrociato.
11. **Trattazione organizzata e modernizzata dei circuiti integrati digitali.** Sono stati apportati significativi miglioramenti alla breve ma comprensiva trattazione dei circuiti integrati digitali nella parte conclusiva del testo. Questi includono lo studio delle porte logiche CMOS (Capitolo 15). Il materiale sulla tecnologia dei circuiti logici è stato spostato nel Capitolo 16. Questo capitolo a struttura modulare riguarda alcuni concetti avanzati e specializzati. Dato che i bipolari vengono raramente utilizzati nei dispositivi moderni, è stata ridotta la trattazione dell'ECL. In modo analogo, il BiCMOS è diventato un argomento di nicchia, quindi anche lo spazio dedicato a tale argomento è stato ridotto. Infine, è stato aggiunto un nuovo paragrafo che riguarda i sensori di immagini (Capitolo 17).
12. **Confronto approfondito e utile tra MOSFET e BJT.** Tale confronto è ora incluso nell'Appendice G.

Materiale online

Per usufruire del materiale online è necessario registrarsi al sito www.edisesuniversita.it (vedi retro copertina per maggiori informazioni); una volta attivato il libro nell'area riservata è possibile accedere alle appendici in formato digitale:

- Appendice A: Tecnologia di fabbricazione dei circuiti VLSI
- Appendice B: Modelli SPICE ed esempi di simulazione e progettazione sviluppati utilizzando PSpice® e Multisim™
- Appendice C: Parametri delle reti a due porte
- Appendice D: Teoremi utili sulle reti elettriche
- Appendice E: Circuiti a singola costante di tempo
- Appendice F: Analisi nel dominio della frequenza complessa s : poli, zeri e diagrammi di Bode
- Appendice G: Confronto tra MOSFET e BJT
- Appendice H: Progettazione di amplificatori sfalsati
- Appendice I: Bibliografia
- Appendice J: Valori standard di resistenze e prefissi delle unità di misura
- Appendice K: Valori tipici dei parametri di dispositivi integrati fabbricati in processi CMOS e bipolari
- Appendice L: Risposte a problemi selezionati

Esercizi e problemi di fine capitolo

Il libro contiene più di 475 esercizi. Le soluzioni degli esercizi sono date alla fine degli stessi in modo che lo studente possa verificare subito se ha compreso gli argomenti trattati. La soluzione degli esercizi dovrebbe essere di aiuto per il lettore per valutare l'apprendimento del materiale proposto. Oltre agli esercizi ci sono più di 1400 problemi di fine capitolo, dei quali, circa il 65% sono nuovi o modificati per questa edizione. I problemi sono riferiti ai singoli paragrafi ed il loro grado di difficoltà è indicato con un sistema di classificazione: i problemi difficili sono contrassegnati con un asterisco (*); i problemi più difficili sono contrassegnati con due asterischi (**); i problemi molto difficili (e/o molto lunghi da risolvere) sono contrassegnati con tre asterischi (***). Dobbiamo ammettere, comunque, che questa classificazione non è rigorosa. Le nostre valutazioni sono, senza dubbio, soggettive (e dipendenti dall'umore del momento!) e legate al momento in cui un particolare problema è stato creato. Le risposte a circa la metà dei problemi sono fornite nell'Appendice L.

Come nelle precedenti edizioni, sono inclusi molti esempi. Gli esempi e molti dei problemi ed esercizi, sono basati su circuiti reali e anticipano le applicazioni che si incontrano nella progettazione di circuiti concreti. Questa edizione mantiene, per molti esempi, l'uso di numerare i passaggi per arrivare alla soluzione nelle figure, ricreando le dinamiche utilizzate in classe.

Linee guida per il lettore

La Parte I, *Dispositivi e circuiti fondamentali* include gli argomenti fondamentali per lo studio dei circuiti elettronici.

Capitolo 1. Il libro si apre con una introduzione dei concetti base dell'elettronica. Vengono presentati i segnali, il loro spettro di frequenza e le loro forme analogiche e digitali. Vengono introdotti gli amplificatori come blocchi elementari e ne vengono studiati i vari tipi e modelli. Vengono, inoltre, stabilite la terminologia e le convenzioni utilizzate in tutto il testo.

La seconda parte del capitolo fornisce una panoramica sui semiconduttori sufficiente per comprendere il funzionamento dei diodi e dei transistori nei capitoli successivi. Questo materiale è particolarmente importante per gli studenti che non hanno ancora affrontato la fisica dei dispositivi elettronici. Anche chi ha già affrontato tali argomenti può trovare utile un ripasso.

Capitolo 2. Il Capitolo 2 tratta gli amplificatori operazionali (op amp), le loro caratteristiche ai terminali, alcune semplici applicazioni e limitazioni pratiche. Si è scelto di discutere gli op amp come blocchi circuitali elementari a questo primo stadio semplicemente perché sono facili da trattare e perché lo studente può realizzare con essi circuiti con funzioni non banali con relativa facilità e completezza. Abbiamo trovato questo approccio estremamente motivante per lo studente. Va puntualizzato, comunque, che tutto o parte di questo capitolo può essere saltato e studiato successivamente (per esempio insieme al Capitolo 8, Capitolo 10 e/o Capitolo 12) senza perdita di continuità.

Capitolo 3. Il Capitolo 3 è dedicato allo studio del primo dispositivo elettronico, il diodo. Vengono presentate le caratteristiche ai terminali del diodo, i modelli circuitali usati per rappresentarlo e i circuiti applicativi fondamentali. Alcune delle applicazioni (ad esempio, Paragrafo 3.6) possono essere tralasciate. La descrizione dei tipi speciali di diodi (Paragrafo 3.7) può essere assegnata come lettura per gli studenti.

Capitoli 4 e 5. La base dei circuiti elettronici è data dallo studio dei due tipi di transistor attualmente in uso: il transistor bipolare nel Capitolo 4 e il transistor MOS nel Capitolo 5. ***I due capitoli sono completamente indipendenti l'uno dall'altro così che possano essere trattati nell'ordine desiderato.*** Oltretutto presentano la stessa struttura così da permettere un semplice e rapido confronto tra i due tipi di transistor.

Ognuno dei due capitoli inizia con lo studio della struttura del dispositivo e del suo funzionamento fisico, arrivando alla descrizione delle sue caratteristiche ai terminali. Successivamente, per fare acquisire al lettore un elevato grado di familiarità con il transistor come elemento circuitale, vengono presentati un gran numero di esempi di circuiti che utilizzano il dispositivo. L'ultimo paragrafo dei Capitoli 4 e 5 tratta gli effetti di secondo ordine: questo materiale è incluso per completezza ma può essere tralasciato.

Capitolo 6. Il cuore del primo corso di elettronica è lo studio degli amplificatori a transistori. Il Capitolo 6 presenta una trattazione unificata del soggetto. Comincia con i principi di base che permettono ai transistori (di qualsiasi tipo) di funzionare come amplificatori e procede all'introduzione del comportamento per piccolo segnale e della modellazione. Seguono le classiche configurazioni di amplificatori a transistori, i metodi di polarizzazione ed esempi concreti di amplificatori a circuiti discreti. Questa presentazione enfatizza l'unità dei principi di base e permette un trattamento separato per i due tipi di dispositivi quando necessario. Fondamentalmente si è così in grado di confrontare i due dispositivi e comprendere quale siano le aree specifiche in cui possono essere applicati.

Dopo lo studio della Parte I, lo studente è pronto ad affrontare gli amplificatori nei circuiti integrati nella Parte II o circuiti integrali digitali nella Parte IV.

La Parte II, *Amplificatori per circuiti integrati*, è incentrata allo studio di circuiti amplificatori che possono essere fabbricati nei circuiti integrati. I quattro capitoli che ne fanno parte costituiscono una trattazione coerente sulla progettazione di amplificatori per circuiti integrati.

MOS e bipolari. Nella Parte II vengono presentati parallelamente circuiti MOS e bipolari. Dato che i MOSFET sono i dispositivi dominanti, i circuiti che li riguardano vengono trattati per primi. I circuiti bipolari vengono trattati con lo stesso dettaglio ma più brevemente.

Capitolo 7. Il Capitolo 7 apre con una breve introduzione alla filosofia nella progettazione di CI e segue con la presentazione delle parti fondamentali utilizzate nella progettazione di circuiti amplificatori IC: specchi di corrente, generatori di corrente, celle di guadagno e amplificatori cascode.

Capitolo 8. Il Capitolo 8 tratta la parte più importante nel circuito CI, gli amplificatori differenziali. Gli amplificatori multistadio vengono trattati nella parte conclusiva di questo capitolo.

Capitolo 9. Il Capitolo 9 presenta una trattazione comprensiva della risposta degli amplificatori alla frequenza, un argomento importante. I Paragrafi 9.1, 9.2 e 9.3 contengono il materiale fondamentale; il Paragrafo 9.4 approfondisce l'utilizzo di alcuni importanti strumenti per l'analisi della risposta in alta frequenza; infine i Paragrafi da 9.5 a 9.8 presentano analisi di risposte alla frequenza di varie configurazioni di amplificatori, che possono essere affrontate quando e se necessario.

Capitolo 10. Il soggetto del Capitolo 10 è la retroazione (feedback), un argomento fondamentale. Vengono affrontati sia la teoria che le applicazioni della retroazione negativa nella progettazione pratica di amplificatori con retroazione. Vengono anche discussi i problemi di stabilità relativi agli amplificatori con retroazione e viene discussa la compensazione in frequenza.

La Parte III, *Circuiti integrati analogici*, consiste di quattro capitoli che coprono alcune applicazioni specializzate del materiale presentato nelle prime due parti.

Capitolo 11. Nel Capitolo 11 si passa dal trattamento di amplificatori per piccoli segnali ad amplificatori che devono gestire grandi segnali e grandi potenze. Vengono studiate le diverse classi di amplificatori (A, B e AB) e la loro realizzazione nei circuiti bipolari e CMOS. Vengono anche trattati i BJT di potenza, i MOSFET di potenza e alcuni tipici amplificatori di potenza in CI. Viene presentato un breve studio dell'amplificatore di classe D, sempre più utilizzato.

Capitolo 12. Il Capitolo 12 unisce gli argomenti trattati nei Capitoli 7 e 11 nella progettazione degli amplificatori operazionali. Vengono trattati amplificatori operazionali di tipo CMOS e bipolari. Nel secondo caso, oltre alla trattazione del classico circuito 741, vengono presentati tecniche moderne per lo sviluppo di op-amp a bassa tensione (Paragrafo 12.4).

Capitolo 13. Il Capitolo 13 tratta i filtri, che sono un elemento importante nei sistemi di comunicazione e degli strumenti. La trattazione è comprensiva, orientata alla progettazione e il materiale presente dovrebbe consentire allo studente di effettuare una progettazione completa di un filtro, dalle caratteristiche alla realizzazione di un circuito completo. Sono incluse numerose tabelle utili alla progettazione.

Capitolo 14. Il Capitolo 14 tratta i circuiti utilizzati nella generazione di segnali con diverse forme d'onda: sinusoidali, quadrate e triangolari. Vengono anche presentati circuiti per ottenere forme d'onda non lineari.

La Parte IV, *Circuiti integrati digitali*, offre una trattazione breve ma comprensiva e sufficientemente dettagliata della progettazione di circuiti integrati digitali. La comprensione di questa parte richiede una profonda conoscenza del materiale riguardante il MOSFET (Capitolo 5): per questo è possibile trattare questa parte subito dopo il Capitolo 5. Da notare che per la parte finale del Capitolo 16 è richiesta la conoscenza del BJT (Capitolo 4) e delle capacità interne del MOSFET (Paragrafo 9.2.2).

Capitolo 15. Il Capitolo 15 è la parte fondamentale della Parte IV, e si apre con la trattazione di circuiti logici CMOS. Segue un dettagliato studio degli invertitori logici digitali, concentrandosi sull'invertitore CMOS: la sua progettazione e le sue caratteristiche statiche e dinamiche. La dimensione dei transistori e la dissipazione della potenza completano gli argomenti del Capitolo 15. Il materiale presente in tale capitolo è il minimo per imparare qualcosa di significativo sui circuiti digitali.

Capitolo 16. Il Capitolo 16 ha una struttura modulare e tratta sei argomenti in qualche modo avanzati. Viene presentata la legge di Moore e l'avanzamento tecnologico che ha reso possibile la fabbricazione di chip con miliardi di transistori. Segue una presentazione delle tecnologie CI digitali e i metodi per progettare possibili CI molto complessi. Vengono infine presentati quattro differenti circuiti logici. Solo l'ultimo di questi include transistori bipolari.

Capitolo 17. I circuiti digitali possono essere suddivisi sommariamente in circuiti logici e circuiti di memoria; il Capitolo 17 tratta questi ultimi.

Appendici. Le dodici appendici contengono molto materiale supplementare di sussidio per il lettore. In particolare l'Appendice A fornisce una concisa introduzione sulla tecnologia di fabbricazione dei CI, incluso il layout dei circuiti. L'Appendice B fornisce modelli SPICE, così come moltissimi esempi di progettazione e simulazione in PSpice® e Multisim™.

Adel S. Sedra
Kenneth C. (KC) Smith
Waterloo, Ontario, Canada
Settembre 2015

PREFAZIONE ALL'EDIZIONE ITALIANA

Il testo di Adel S. Sedra e Kenneth C. Smith è ormai un consolidato riferimento nel panorama internazionale dei testi di Elettronica ed è da tempo ampiamente diffuso ed apprezzato anche in Italia. In particolare, uno dei principali pregi dell'opera consiste nell'aver saputo coniugare la trattazione dei circuiti elettronici elementari di base con i riferimenti più attuali tratti dal contesto dei moderni circuiti integrati. L'attenzione verso gli aspetti progettuali, i numerosissimi esercizi e problemi proposti, il materiale di supporto disponibile sul sito dedicato e la veste grafica esemplare corredano il tutto. Nel succedersi delle varie edizioni, se ne è apprezzata sempre più l'impostazione generale, la chiarezza e la completezza dell'esposizione dei vari argomenti, frutto della grande esperienza degli autori e del contributo di numerosissimi revisori.

Questa edizione, in particolare, è caratterizzata da una sostanziale riorganizzazione dei contenuti in modo da realizzare un'impostazione modulare degli argomenti, con capitoli spesso autoconsistenti. Ciò rende il testo adatto alle esigenze didattiche più varie, in quanto i vari capitoli possono essere assemblati rispettando gli assetti didattici e le tradizioni della singola sede universitaria. Il testo copre argomenti che tipicamente trovano spazio in più corsi di elettronica analogica e digitale di base. Per una descrizione dettagliata dell'organizzazione e delle innovazioni apportate in questa edizione si rimanda alla prefazione degli autori.

L'impegno di questo lavoro di traduzione, sostenuto con competenza e dedizione dai tanti colleghi di università di tutta Italia, trova la sua giustificazione nell'intento di promuovere una ancor più capillare diffusione del testo, favorendo anche una maggiore condivisione degli argomenti di base dell'elettronica fra le varie sedi universitarie, cosa auspicabile anche ai fini di una più agevole mobilità degli studenti senza residui debiti formativi.

Il principio ispiratore di tutto il lavoro è stato quello di rendere una traduzione quanto più possibile aderente al testo originale cercando, al contempo, di mantenere l'esposizione lineare e fluida come quella di un testo in madrelingua. Si è deciso, tuttavia, di evitare di tradurre quei termini inglesi entrati ormai nell'uso corrente e peraltro quasi intraducibili in italiano senza ricorrere a forzature.

L'impegno dei tanti illustri colleghi di università diverse che hanno partecipato al lavoro di traduzione è stato spesso anche occasione di interessanti confronti, di approfondimenti e, in generale, di arricchimento culturale per ciascuno, cosa che ha contribuito, a volte, ad alleviare la fatica.

L'augurio e la speranza è che questo sforzo trovi la sua ricompensa nell'apprezzamento di quanti, trovandosi ad affrontare lo studio dell'Elettronica, sceglieranno questo testo e nei vantaggi che ne potranno trarre nel cimentarsi con una materia tanto affascinante quanto vasta e complessa.

Francesco Corsi

CAPITOLO 4

Il transistor bipolare a giunzione (BJT)

Introduzione 241

4.1 Struttura del dispositivo
e funzionamento fisico 242

4.2 Caratteristiche corrente-tensione 256

4.3 Circuiti a BJT in continua 269

4.4 Breakdown del transistor
ed effetti della temperatura 287

Sommario 290

Problemi 291

OBIETTIVI DI APPRENDIMENTO

1. La struttura fisica ed il funzionamento di un transistor bipolare.
2. Come la tensione tra due terminali del transistor controlla la corrente che fluisce nel terzo terminale, e le equazioni che descrivono questa relazione tensione-corrente.
3. Come si analizzano e progettano circuiti che contengono transistori bipolari, resistori e sorgenti dc.

Introduzione

Avendo studiato il diodo a giunzione, ossia il componente più basilare a due terminali, rivolgiamo ora la nostra attenzione ai componenti a semiconduttore a tre terminali.

I dispositivi a tre terminali sono molto più utili di quelli a due terminali, come i diodi studiati nel Capitolo 3, perché possono essere utilizzati in una moltitudine di applicazioni che vanno dall'amplificazione dei segnali al progetto dei circuiti logici e delle memorie digitali. Il principio base del loro funzionamento consiste nell'utilizzo di una tensione applicata tra due terminali per controllare la corrente che fluisce nel terzo terminale. In questo modo, un dispositivo a tre terminali può essere utilizzato per realizzare un generatore controllato, il quale, come anticipato nel Capitolo 1, costituisce la base per il progetto degli amplificatori. Oppure, al limite, il segnale di controllo può essere utilizzato per far variare la corrente nel terzo terminale da zero ad un valore grande, così che il dispositivo si comporti come un interruttore. L'interruttore costituisce la base per la realizzazione dell'invertitore logico, l'elemento fondamentale dei circuiti digitali.

Ci sono due tipi principali di componenti a semiconduttore a tre terminali: il transistor bipolare a giunzione, che verrà studiato in questo capitolo, e il transistor metallo-ossido-semiconduttore ad effetto di campo, che verrà studiato nel capitolo 5.

L'invenzione del BJT nel 1948 presso i Bell Telephone Laboratories segna l'inizio dell'era dei circuiti a stato solido. L'effetto fu non soltanto la sostituzione dei tubi a vuoto con i transistori in apparecchi radio e televisori ma piuttosto l'esplosione della rivoluzione elettronica che ha portato a fondamentali cambiamenti nel modo di lavorare, divertirsi e, infine, di vivere. L'invenzione del transistor ha anche permesso l'inizio dell'era della tecnologia informatica e l'emergenza dell'economia basata sulla conoscenza.

Il transistor bipolare ha costituito per circa tre decenni il dispositivo di elezione nel progetto dei circuiti sia discreti che integrati. Sebbene il MOSFET fosse conosciuto da molto tempo, è stato solo a partire dagli anni '70 e '80 che esso è diventato un serio concorrente del BJT. Dal 2015, il MOSFET è senza dubbio il dispositivo elettronico più largamente utilizzato e la tecnologia CMOS è la tecnologia dominante nel progetto dei circuiti integrati. Ciononostante, il BJT rimane un dispositivo rilevante e insuperato in alcuni campi di applicazione.

La popolarità del BJT è rimasta alta nel progetto dei circuiti a componenti discreti, in cui viene utilizzato insieme ad altri componenti discreti quali resistenze e capacità per realizzare circuiti montati su schede a circuito stampato (*Printed-Circuit Boards*, PCB). È da notare la

disponibilità di una larghissima selezione di tipi di BJT che soddisfano le esigenze praticamente di ogni applicazione. Il BJT inoltre è ancora il dispositivo preferito in applicazioni circuitali analogiche, sia integrate che discrete, che richiedono elevate prestazioni. Ciò è vero in particolare in circuiti a frequenze molto alte e ad alta velocità. È tuttora in uso una famiglia di circuiti logici digitali ad altissima velocità, basata sul transistor bipolare, detta logica ad emettitori accoppiati (ECL, *Emitter-Coupled Logic*, Capitolo 16). Infine, i transistori bipolari possono essere combinati con i MOSFET per realizzare circuiti innovativi che uniscono l'elevata impedenza di ingresso e la bassa dissipazione di potenza dei MOSFET con la capacità dei transistori bipolari di funzionare a frequenze molto alte con correnti molto alte. La tecnologia che ne risulta è nota come BiMOS o BiCMOS e sta trovando aree di applicazione sempre più vaste (si vedano Capitoli 7 e 16).

In questo capitolo cominceremo con una semplice descrizione del funzionamento fisico del BJT. Sebbene semplificata, tale descrizione fisica fornisce un notevole approfondimento sulle prestazioni del transistor come elemento circuitale. Successivamente passeremo velocemente dalla descrizione del flusso di corrente in termini di elettroni e lacune allo studio delle caratteristiche ai terminali del transistor. Saranno anche sviluppati i modelli circuitali per i diversi modi di funzionamento del transistor utilizzati nell'analisi e nel progetto dei circuiti. L'obiettivo principale di questo capitolo consiste nello sviluppare nel lettore un elevato grado di familiarità con il BJT. Quindi, pone le basi per l'uso del BJT nel progetto di amplificatori (Capitolo 6).

4.1 Struttura del dispositivo e funzionamento fisico

4.1.1 Struttura semplificata e modi di funzionamento

La Fig. 4.1 mostra la struttura semplificata di un BJT. Una struttura realistica sarà mostrata in seguito (si veda anche l'Appendice A per quel che riguarda la tecnologia di fabbricazione).

Come mostrato in Fig. 4.1, il BJT è formato da tre regioni di semiconduttore: la regione di emettitore (di tipo n), la regione di base (di tipo p) e la regione di collettore (di tipo n). Un tale tipo di BJT è detto transistor nnp . Un altro tipo di transistor, duale rispetto al tipo nnp come mostrato in Fig. 4.2, è caratterizzato dall'emettitore di tipo p , la base di tipo n ed il collettore di tipo p e viene pertanto chiamato transistor $pn p$.

Ognuna delle tre regioni di semiconduttore è collegata ad un terminale chiamato rispettivamente **emettitore** (E), **base** (B) e **collettore** (C).

Il transistor è costituito da due giunzioni pn , la **giunzione emettitore-base** (EBJ) e la **giunzione collettore-base** (CBJ). A seconda delle condizioni di polarizzazione (diretta o inversa) di ognuna di queste giunzioni, si ottengono diversi modi o regioni di funzionamento del BJT, così come mostrato in Tabella 4.1. La **regione attiva** (o regione attiva diretta) è quella che si utilizza quando il transistor deve funzionare da amplificatore. Le applicazioni in commutazione (per. es. i circuiti logici) utilizzano sia la **regione di interdizione** che la **regione di saturazione**. Nella regione di interdizione, come suggerito dal nome, il flusso di corrente è pressoché nullo visto che le giunzioni sono entrambe polarizzate in inversa.

Come verrà mostrato fra poco, in un transistor bipolare il processo di conduzione della corrente è sostenuto da portatori di carica di entrambe le polarità, cioè elettroni e lacune, da cui il nome *bipolare*¹.

¹ Questo è diverso da quello che accade nei MOSFET, in cui la corrente è sostenuta da portatori di carica di un solo tipo, ovvero elettroni nei dispositivi a canale n , lacune nei dispositivi a canale p . Per questo motivo inizialmente i FET venivano talora definiti dispositivi unipolari.

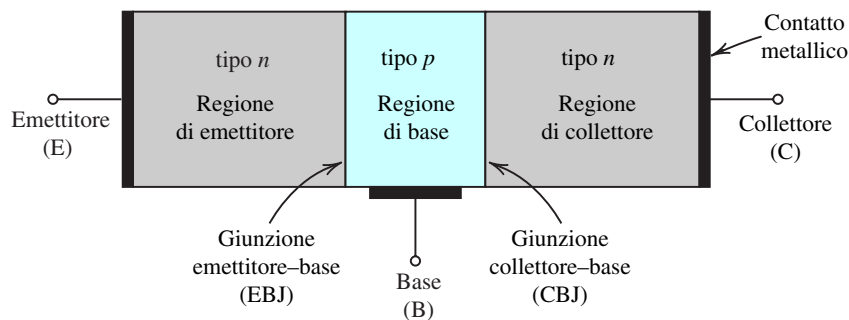


Figura 4.1 Struttura semplificata del transistor *npn*.

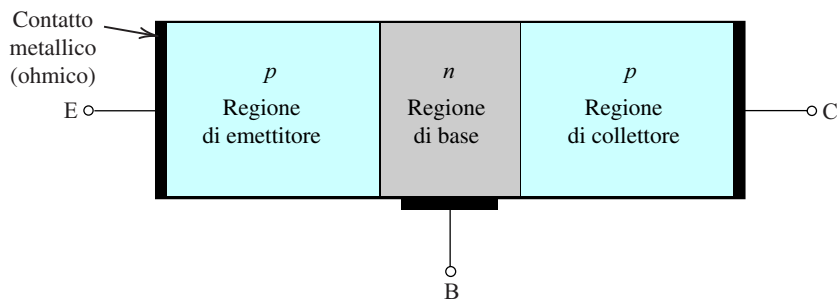


Figura 4.2 Struttura semplificata del transistor *pnp*.

Tabella 4.1 Regioni di funzionamento del BJT		
Regione	EBJ	CBJ
Interdizione	Inversa	Inversa
Attiva	Diretta	Inversa
Saturazione	Diretta	Diretta
Attiva inversa	Inversa	Diretta

4.1.2 Funzionamento del transistor *npn* nella regione attiva

La regione attiva è la più importante delle tre regioni di funzionamento del BJT definite prima. Per questo motivo, cominciamo con l'esaminare il funzionamento fisico del transistor nella regione attiva.² Questa situazione è illustrata nella Fig. 4.3 per il transistor *npn*. Due generatori di tensione esterni (rappresentati come batterie) vengono utilizzati per stabilire le condizioni di polarizzazione richieste per il funzionamento nella regione attiva. La tensione V_{BE} porta la base di tipo *p* ad un potenziale maggiore rispetto all'emettitore di tipo *n*, polarizzando quindi direttamente la giunzione emettitore-base. La tensione collettore-base V_{CB} porta il collettore di tipo *n* ad un potenziale più alto rispetto alla base di tipo *p*, polarizzando così inversamente la giunzione collettore-base.

² Il materiale in questo paragrafo presume che il lettore abbia familiarità con il funzionamento della giunzione *pn* in polarizzazione diretta (Paragrafo 1.11).

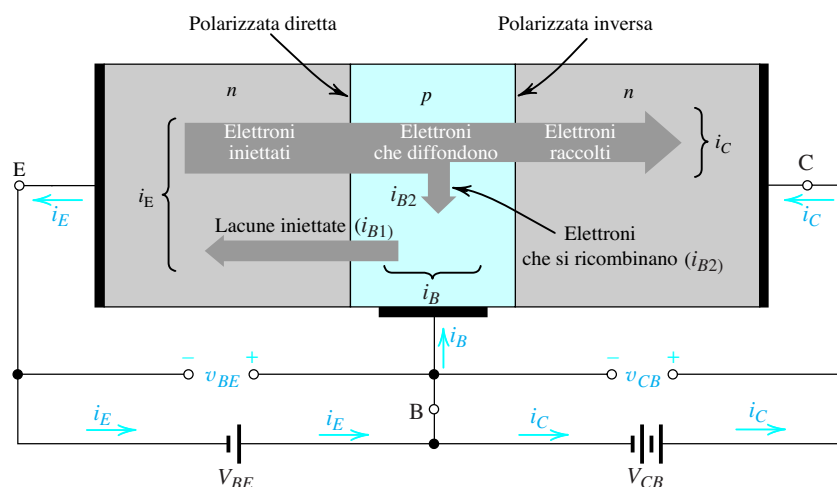


Figura 4.3 Flusso di corrente in un transistor npn polarizzato in regione attiva. (Le componenti delle correnti inverse dovute alla deriva dei portatori minoritari generati termicamente non sono mostrate).

Flusso di corrente La polarizzazione diretta della giunzione emettitore-base darà origine a un flusso di corrente attraverso questa giunzione. La corrente sarà formata da due componenti: elettroni iniettati dall'emettitore verso la base e lacune iniettate dalla base verso l'emettitore. Come sarà chiaro tra poco, è assolutamente preferibile che la prima componente (elettroni dall'emettitore verso la base) sia molto più grande della seconda componente (lacune dalla base verso l'emettitore). Ciò si può ottenere realizzando il dispositivo con un emettitore molto drogato ed una base poco drogata, cioè il dispositivo viene progettato in modo da presentare un'elevata densità di elettroni nell'emettitore ed una bassa densità di lacune nella base.

La corrente che fluisce attraverso la giunzione emettitore-base costituirà la corrente di emettitore i_E , come indicato in Fig. 4.3. La direzione di i_E è "uscente" dal terminale emettitore, quindi con direzione concorde con il flusso di cariche positive (lacune) ed opposta rispetto al flusso di cariche negative (elettroni), con la corrente i_E pari alla somma di queste due componenti. Comunque, dal momento che la componente di elettroni è molto più grande della componente di lacune, la corrente di emettitore sarà dominata dalla componente di elettroni.

Dallo studio nel Paragrafo 1.11 del flusso di corrente attraverso una giunzione pn polarizzata direttamente, sappiamo che l'ampiezza sia della componente di elettroni che di quella di lacune di i_E risulta proporzionale a e^{v_{BE}/V_T} , dove v_{BE} è il potenziale diretto applicato attraverso la giunzione base-emettitore e V_T è la tensione termica (approssimativamente 25 mV a temperatura ambiente).

Concentriamoci ora sulla prima componente di questa corrente, ovvero quella dovuta ad elettroni iniettati dall'emettitore entro la base. Questi elettroni saranno **portatori minoritari** nella regione di base, di tipo p . Poiché la loro concentrazione sarà massima dal lato della base prossimo all'emettitore, gli elettroni iniettati diffonderanno attraverso la base stessa verso il collettore. Nel loro viaggio attraverso la base, alcuni degli elettroni ricombineranno con lacune, che nella base sono portatori maggioritari. Tuttavia, poiché la base è tipicamente molto sottile e, come precedentemente indicato, debolmente drogata, la porzione di elettroni "persa" attraverso questo **processo di ricombinazione** è molto ridotta. La maggior parte degli elettroni che diffondono raggiungerà il bordo della zona di svuotamento tra collettore e base. Poiché il collettore è polarizzato a potenziale positivo rispetto alla base (dalla tensione inver-

sa v_{CB}), questi elettroni sopraggiunti saranno spinti attraverso la zona di svuotamento CBJ entro il collettore. Essi saranno quindi raccolti e costituiranno la corrente di collettore.

La corrente di collettore Dalla discussione precedente emerge che la corrente di collettore è costituita dagli elettroni che raggiungono la regione di collettore. Il verso di questa corrente sarà opposto a quello del flusso degli elettroni, perciò entrante nel terminale di collettore. La sua ampiezza sarà proporzionale a e^{v_{BE}/V_T} , quindi

$$i_C = I_S e^{v_{BE}/V_T} \quad (4.1)$$

dove la costante di proporzionalità I_S , come nel caso del diodo, è chiamata **corrente di saturazione** e rappresenta un parametro del transistor. Diremo di più su I_S a breve.

Un'importante osservazione da fare è che il valore di i_C è indipendente da v_{CB} . Cioè, fino a quando il collettore è a un potenziale positivo rispetto alla base, gli elettroni che raggiungono la giunzione collettore-base vengono spinti verso il collettore e diventano corrente di collettore.

La corrente di base Riferendoci alla Fig. 4.3, si può vedere che la corrente di base i_B è costituita da due componenti. La prima componente, i_{B1} , è data dalle lacune iniettate dalla regione di base nella regione di emettitore e risulta proporzionale al fattore e^{v_{BE}/V_T} . La seconda componente, i_{B2} , è dovuta alle lacune fornite dal circuito esterno per rimpiazzare le lacune della regione di base perse per ricombinazione con gli elettroni iniettati dall'emettitore. Siccome i_{B2} è proporzionale al numero di elettroni iniettati in base, anch'essa sarà proporzionale al fattore e^{v_{BE}/V_T} . Conseguentemente, la corrente di base totale, $i_B = i_{B1} + i_{B2}$, risulta proporzionale a e^{v_{BE}/V_T} e può quindi essere espressa come frazione della corrente di collettore i_C secondo l'equazione:

$$i_B = \frac{i_C}{\beta} \quad (4.2)$$

Quest'ultima diventa:

$$i_B = \left(\frac{I_S}{\beta} \right) e^{v_{BE}/V_T} \quad (4.3)$$

in cui β è un parametro del transistor.

Nei transistori *npn* moderni, β può indicativamente variare tra 50 e 200, ma può arrivare fino a 1000 in dispositivi speciali. Per motivi che verranno chiariti in seguito, il parametro β viene chiamato **guadagno di corrente a emettitore comune**.

Dalla discussione precedente emerge che il valore di β è fortemente influenzato da due fattori: lo spessore della regione di base, W , e il livello relativo di drogaggio delle regioni di base e di emettitore, N_A/N_D . Per ottenere un alto valore di β (il che è altamente desiderabile, visto che β è un parametro di guadagno), la base deve essere sottile (W piccolo) e poco drogata, mentre l'emettitore deve essere fortemente drogato (in modo da avere un rapporto N_A/N_D ridotto). Nel caso delle tecnologie di fabbricazione di circuiti integrati moderne, W è di dimensioni nanometriche.

La corrente di emettitore Siccome la corrente entrante in un transistor deve essere uguale a quella uscente, dalla Fig. 4.3 si vede che la corrente di emettitore i_E è uguale alla somma della corrente di collettore i_C e della corrente di base i_B , ovvero,

$$i_E = i_C + i_B \quad (4.4)$$

Dalle Equazioni (4.2) e (4.4) si ricava che

$$i_E = \frac{\beta + 1}{\beta} i_C \quad (4.5)$$

Quindi,

$$i_E = \frac{\beta + 1}{\beta} I_S e^{v_{BE}/V_T} \quad (4.6)$$

L'Eq. (4.5) può essere espressa nella forma alternativa

$$\text{➤} \quad i_C = \alpha i_E \quad (4.7)$$

in cui la costante α è legata a β dalla relazione

$$\text{➤} \quad \alpha = \frac{\beta}{\beta + 1} \quad (4.8)$$

Quindi, la corrente di emettitore nell'Eq. (4.6) può essere scritta come

$$\text{➤} \quad i_E = (I_S/\alpha) e^{v_{BE}/V_T} \quad (4.9)$$

Infine, possiamo usare l'Eq.(4.8) per esprimere β in funzione di α , cioè

$$\text{➤} \quad \beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha} \quad (4.10)$$

Dall'Eq. (4.8) si vede che α è una costante che (per un dato transistor) è inferiore, anche se molto vicina, all'unità. Ad esempio, se $\beta = 100$, allora $\alpha \simeq 0.99$. L'Eq. (4.10) rivela un fatto importante: a piccoli cambiamenti di α corrispondono grandi variazioni di β . Questa osservazione matematica si manifesta fisicamente nel fatto che transistori dello stesso tipo possono avere valori di β molto diversi tra loro. Per motivi che verranno chiariti in seguito, il parametro α viene chiamato **guadagno di corrente a base comune**.

Distribuzione dei portatori minoritari La nostra comprensione del comportamento fisico del BJT può essere migliorata considerando la distribuzione dei portatori di carica minoritari nella base e nell'emettitore. La Fig. 4.4 mostra i profili della concentrazione di elettroni nella base e delle lacune nell'emettitore di un transistor *npn* funzionante in zona attiva. Si osservi che essendo la concentrazione di drogante nell'emettitore, N_D , molto più alta della concentrazione di drogante nella base, N_A , la concentrazione di elettroni iniettati dall'emettitore nella base, $n_p(0)$, è molto più alta della concentrazione di lacune iniettate dalla base nell'emettitore, $p_n(0)$. Entrambe le quantità sono proporzionali a e^{v_{BE}/V_T} , perciò

$$n_p(0) = n_{p0} e^{v_{BE}/V_T} \quad (4.11)$$

dove n_{p0} è il valore all'equilibrio termico della concentrazione dei portatori minoritari (elettroni) nella regione di base.

Si osservi inoltre che, dato che la base è molto sottile, la concentrazione dell'eccesso di elettroni diminuisce in modo approssimativamente lineare (diversamente dall'usuale decrescita esponenziale, osservabile ad esempio per l'eccesso di lacune nella regione di emettitore).

Inoltre, la polarizzazione inversa sulla giunzione collettore-base impone che la concentrazione degli elettroni in eccesso dal lato del collettore della base sia nulla. (Si ricordi che tutti gli elettroni che raggiungono quel punto sono spinti verso il collettore).

La forma discendente del profilo di concentrazione dei portatori minoritari (Fig. 4.4) provoca la diffusione attraverso la base, verso la regione di collettore, degli elettroni iniettati

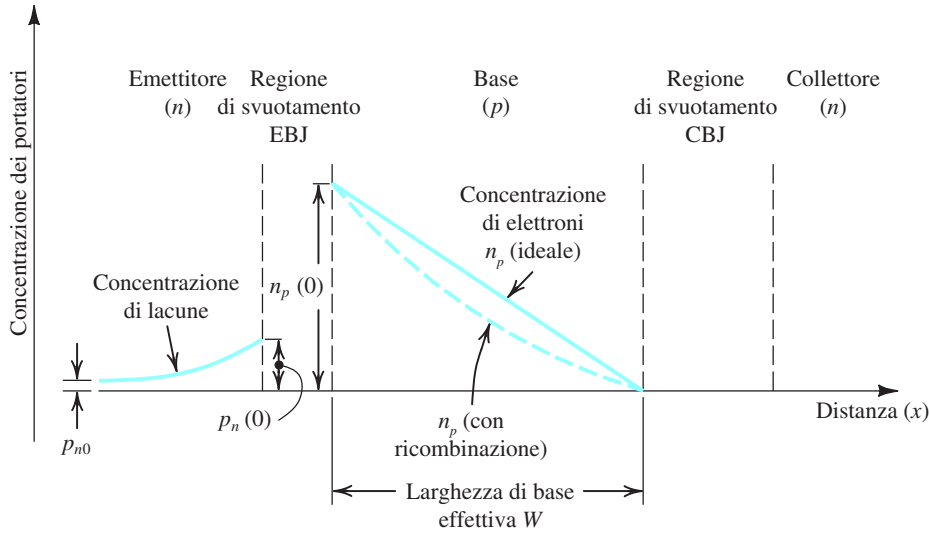


Figura 4.4 Profili di concentrazione dei portatori minoritari nella base e nell'emettitore di un transistor npn in regione attiva: $v_{BE} > 0$ e $v_{CB} \geq 0$.

nella base. Questa corrente di diffusione degli elettroni I_n è direttamente proporzionale alla pendenza del profilo di concentrazione,

$$\begin{aligned} I_n &= A_E q D_n \frac{dn_p(x)}{dx} \\ &= A_E q D_n \left(-\frac{n_p(0)}{W} \right) \end{aligned} \quad (4.12)$$

dove A_E rappresenta l'area trasversale della giunzione emettitore-base (nella direzione perpendicolare alla pagina), q rappresenta il modulo della carica dell'elettrone, D_n la diffusività degli elettroni nella base e W la lunghezza efficace della base. Si osservi che la pendenza negativa della concentrazione dei portatori minoritari produce una corrente I_n negativa attraverso la base, cioè, I_n scorre da destra verso sinistra (nel verso negativo dell'asse x), che corrisponde alla convenzione usuale, cioè opposta alla direzione del flusso di elettroni.

La ricombinazione nella regione di base, anche se minima, fa sì che il profilo della concentrazione dei portatori minoritari si allontani dalla linea retta e assuma la forma leggermente concava indicata dalla linea tratteggiata in Fig. 4.4. La pendenza del profilo di concentrazione presso la EBJ è leggermente più alta rispetto alla pendenza presso la CBJ, la differenza dovuta al piccolo numero di elettroni perso nella base attraverso la ricombinazione.

Infine, abbiamo la corrente di collettore $i_C = I_n$, che produrrà un valore negativo per i_C , in accordo con il fatto che i_C fluisce nel verso negativo dell'asse x (cioè da destra verso sinistra). Dal momento però che prenderemo questo come verso positivo della corrente i_C , il segno meno nell'Eq. (4.12) può essere eliminato. Con questa ipotesi e sostituendo al posto di $n_p(0)$ l'espressione data dall'Eq. (4.11), possiamo esprimere la corrente di collettore i_C come:

$$i_C = I_S e^{v_{BE}/V_T}$$

in cui la corrente di saturazione I_S è data da

$$I_S = A_E q D_n n_{p0} / W$$

Sostituendo $n_{p0} = n_i^2/N_A$, dove n_i rappresenta la concentrazione intrinseca dei portatori e N_A rappresenta la concentrazione del drogante nella base, si può esprimere I_s come

$$I_s = \frac{A_E q D_n n_i^2}{N_A W} \quad (4.13)$$

La corrente di saturazione I_s è inversamente proporzionale all'ampiezza della regione di base W ed è direttamente proporzionale all'area della EBJ. Tipicamente I_s assume valori nell'intervallo da 10^{-12} A a 10^{-18} A (a seconda delle dimensioni del dispositivo). Poiché I_s è proporzionale a n_i^2 , essa è fortemente dipendente dalla temperatura, presentando approssimativamente un raddoppio per ogni 5°C di aumento della temperatura. (Per la dipendenza di n_i^2 dalla temperatura si veda l'Eq. 1.26).

Dal momento che I_s è direttamente proporzionale all'area di giunzione (cioè alle dimensioni del dispositivo), essa viene anche detta **corrente di scala**. Due transistori identici, eccetto che per uno l'area di giunzione è doppia rispetto all'altro, presenteranno correnti di saturazione nello stesso rapporto (cioè 2). Quindi a parità di v_{BE} il dispositivo più grande presenterà una corrente di collettore doppia rispetto a quella del dispositivo più piccolo. Nella progettazione dei circuiti integrati questa proprietà viene impiegata frequentemente.

Riepilogo e modelli circuitali equivalenti Abbiamo presentato un modello del primo ordine per il funzionamento del transistor nnp nella zona attiva. Fondamentalmente, la tensione di polarizzazione diretta della giunzione emettitore-base, v_{BE} , provoca la nascita di una corrente i_c , legata esponenzialmente alla v_{BE} , che scorre nel terminale di collettore. La corrente di collettore i_c è indipendente dal valore della tensione di collettore fino a che la giunzione collettore-base è polarizzata inversamente, cioè, $v_{CB} \geq 0$. Quindi nella regione attiva il terminale di collettore si comporta come un generatore ideale di corrente costante con il valore della corrente determinato dalla v_{BE} . La corrente di base i_b è una frazione $1/\beta$ della corrente di collettore, e la corrente di emettitore è pari alla somma delle correnti di base e di collettore. Dal momento che i_b è molto più piccola di i_c (cioè $\beta \gg 1$), $i_e \simeq i_c$. Più precisamente, la corrente di collettore è una frazione α della corrente di emettitore, con α più piccolo dell'unità, ma molto prossimo ad essa.

Il modello del primo ordine del funzionamento del transistor nella regione attiva diretta può essere rappresentato dal circuito equivalente mostrato nella Fig. 4.5(a). Il diodo D_E ha una corrente di scala I_{SE} uguale a (I_s/α) e fornisce quindi una corrente i_e legata alla v_{BE} secondo l'Eq. (4.9). La corrente del generatore controllato, che è uguale alla corrente di collettore, è controllata da v_{BE} secondo la relazione esponenziale indicata, una riaffermazione dell'Eq. (4.1). Questo modello è essenzialmente un generatore di corrente non lineare controllato in tensione. Esso può essere convertito nel modello con generatore di corrente controllato in corrente, mostrato in Fig. 4.5(b), esprimendo la corrente del generatore controllato come αi_e . Si noti che anche questo modello è non lineare a causa della relazione esponenziale che lega la corrente i_e , che attraversa il diodo D_E , alla tensione v_{BE} . Da questo modello si osserva che, se il transistor viene visto come una rete a due porte, con la porta di ingresso tra E e B e la porta di uscita tra C e B (cioè con B come terminale comune), il guadagno di corrente che si osserva è uguale ad α . Per questo α viene chiamato guadagno di corrente a base comune.

Altri due modelli circuitali equivalenti che possono essere usati per descrivere il funzionamento del BJT sono mostrati in Fig. 4.5(c) e (d). Il modello in Fig. 4.5(c) è essenzialmente un generatore di corrente controllato in tensione. In questo modello il diodo D_E conduce la corrente di base, quindi la sua corrente di scala è I_s/β e la relazione $i_b - v_{BE}$ risulta quella data nell'Eq. (4.3). Scrivendo invece la corrente di collettore come βi_b , si ottiene il modello con il generatore di corrente controllato in corrente riportato nella Fig. 4.5(d). Da quest'ultimo possiamo osservare che, se il transistor viene usato come una rete a due porte, con la porta di ingresso tra B ed E e la porta di uscita tra C ed E (cioè, con E come terminale comune), allora il guadagno di corrente osservato è proprio β . È per questo che β viene chiamato guadagno di corrente a emettitore comune.

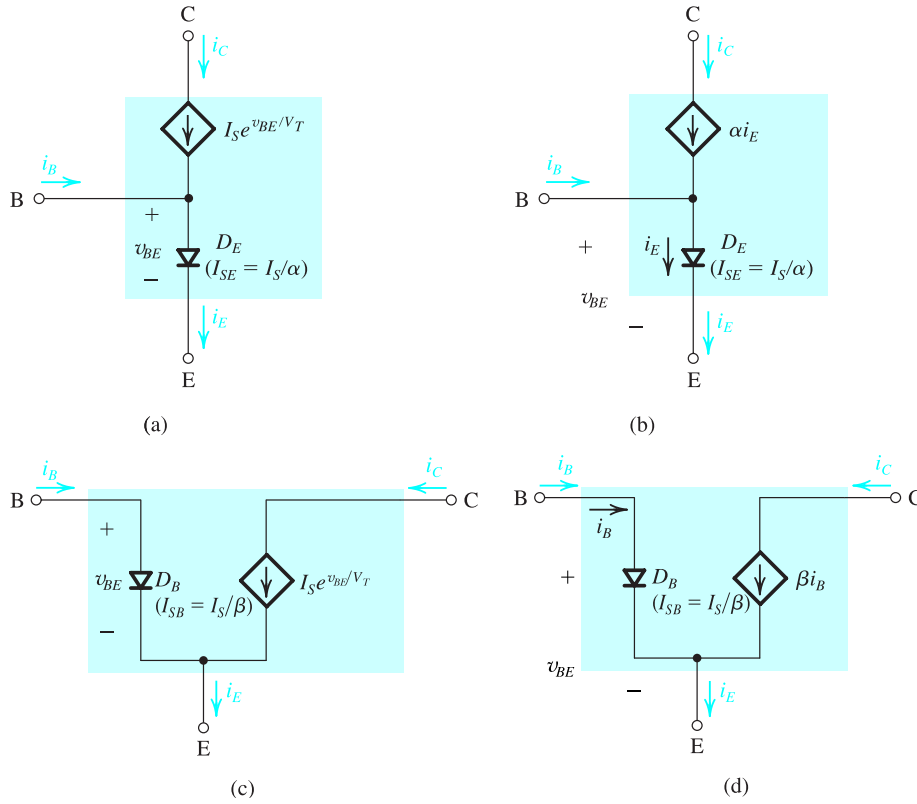


Figura 4.5 Modelli circuitali equivalenti per grandi segnali del transistor *npn* in regione attiva diretta.

Infine, va sottolineato che i modelli riportati in Fig. 4.5 sono validi per qualunque valore positivo di v_{BE} . Vale a dire che, a differenza dei modelli che discuteremo nel Paragrafo 4.5, in questo caso non sono fatte ipotesi limitative sul valore di v_{BE} , motivo per cui questi modelli sono chiamati **modelli per grandi segnali**.

Esempio 4.1

Un transistor *npn* con $I_S = 10^{-15}$ A e $\beta = 100$ è connesso nel modo seguente: l'emettitore è a massa, la base è alimentata con un generatore di corrente costante che fornisce una corrente dc di 10 μ A e il collettore è collegato a una tensione di alimentazione da 5 V attraverso un resistore R_C da 3 k Ω . Assumendo che il transistor lavori in regione attiva diretta, si determini il valore di V_{BE} e V_{CE} . Si utilizzino questi valori per verificare l'assunzione di funzionamento in regione attiva diretta. Quindi si sostituisca il generatore di corrente con un resistore connesso tra la base e la tensione di alimentazione da 5 V. Quale valore di resistenza è necessario per ottenere le stesse condizioni operative precedenti?

Esempio 4.1 *continua***Soluzione**

Se il transistor lavora in regione attiva, può essere rappresentato da uno dei quattro modelli circuitali equivalenti mostrati nella Fig. 4.5. Visto che l'emettitore è a massa, è conveniente usare il modello in Fig. 4.5(c) o quello in Fig. 4.5(d). Siccome la corrente di base è nota, il modello in Fig. 4.5(d) risulta il più adatto.

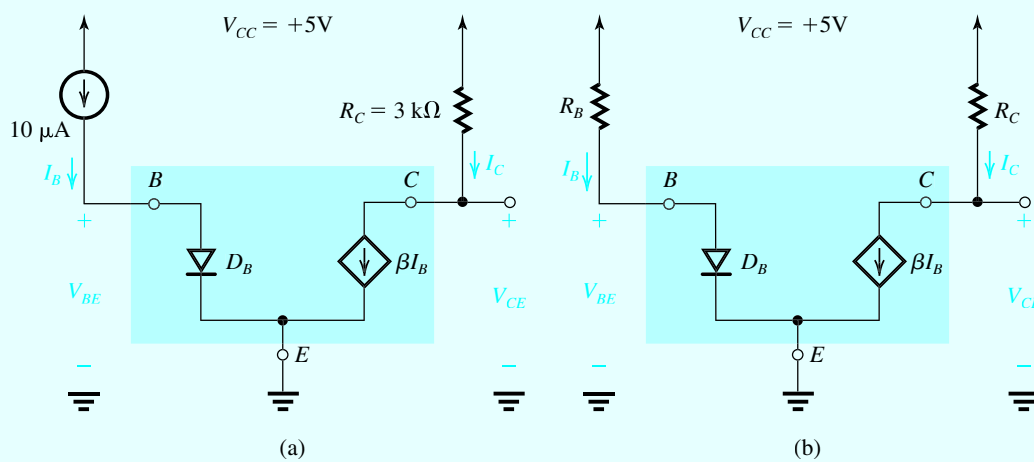


Figura 4.6 Circuiti per l'Esempio 4.1.

La Fig. 4.6(a) mostra il circuito risultante dall'utilizzo del modello equivalente riportato in Fig. 4.5(d). Si può determinare V_{BE} dalla caratteristica esponenziale di D_B nel modo seguente:

$$\begin{aligned} V_{BE} &= V_T \ln \frac{I_B}{I_S/\beta} \\ &= 25 \ln \left(\frac{10 \times 10^{-6}}{10^{-17}} \right) \\ &= 690 \text{ mV} = 0.69 \text{ V} \end{aligned}$$

Quindi, si ricava il valore di V_{CE} dall'equazione:

$$V_{CE} = V_{CC} - R_C I_C$$

in cui

$$I_C = \beta I_B = 100 \times 10 \times 10^{-6} = 10^{-3} \text{ A} = 1 \text{ mA}$$

Di conseguenza si ottiene

$$V_{CE} = 5 - 3 \times 1 = +2 \text{ V}$$

Siccome V_C si trova a $+2 \text{ V}$, che è un potenziale più alto rispetto ai 0.69 V di V_B , il transistor effettivamente lavora in regione attiva diretta.

Ora, sostituendo il generatore di corrente da $10 \mu\text{A}$ con un resistore R_B connesso tra la base e la tensione di alimentazione da 5 V , come mostrato in Fig. 4.6(b), il valore di R_B deve essere:

$$\begin{aligned} R_B &= \frac{V_{CC} - V_{BE}}{I_B} \\ &= \frac{5 - 0.69}{10 \mu\text{A}} = 431 \text{ k}\Omega \end{aligned}$$

ESERCIZI

- 4.1** Si consideri un transistor *npn* con $v_{BE} = 0.7 \text{ V}$ quando $i_C = 1 \text{ mA}$. Si determini il valore di v_{BE} nei casi in cui $i_C = 0.1 \text{ mA}$ e 10 mA .
Ris. 0.64 V ; 0.76 V
- 4.2** Un tipo di transistor presenta un β che può variare nell'intervallo da 50 a 150. Si determini il corrispondente intervallo di variazione di α .
Ris. Da 0.980 a 0.993
- 4.3** Dalla misura di un BJT *npn* in un circuito risulta che la corrente di base è $14.46 \mu\text{A}$, la corrente di emettitore è 1.460 mA e la tensione base emettitore è 0.7 V . Si calcoli il valore di α , β e I_S corrispondente a questi dati.
Ris. 0.99 ; 100 ; 10^{-15} A
- 4.4** Si calcoli β di due transistori in cui $\alpha = 0.99$ e 0.98 . Si trovi la corrente di base di ciascun transistor corrispondente ad una corrente di collettore di 10 mA .
Ris. 99 ; 49 ; 0.1 mA ; 0.2 mA
- 4.5** Un transistor con $I_S = 10^{-16} \text{ A}$ e $\beta = 100$ conduce una corrente da 1 mA . Si trovi v_{BE} . Si determinino anche I_{SE} e I_{SB} del transistor.
Ris. 747.5 mV ; $1.01 \times 10^{-16} \text{ A}$; 10^{-18} A
- 4.6** Con riferimento al circuito in Fig. 4.6(a), analizzato nell'Esempio 4.1, si trovi il massimo valore di R_C per cui il transistor lavora in regione attiva diretta.
Ris. $4.31 \text{ k}\Omega$

4.1.3 Struttura dei transistori reali

La Fig. 4.7 mostra una sezione più realistica (ma ancora semplificata) di un BJT *npn*. Si noti che il collettore circonda la regione di emettitore, rendendo quindi difficile che gli elettroni, iniettati attraverso la sottile regione di base, non vengano raccolti dal collettore. In questo

Adel S. Sedra • Kenneth C. Smith

Circuiti per la Microelettronica

Accedi all'ebook e ai contenuti digitali

» Espandi le tue risorse

» con un libro che **non pesa** e si **adatta** alle dimensioni del tuo **lettore**



All'interno del volume il **codice personale** e le istruzioni per accedere alla versione **ebook** del testo e agli ulteriori servizi. L'accesso alle risorse digitali è **gratuito** ma limitato a **18 mesi dalla attivazione del servizio**.

