

Franco Zappa

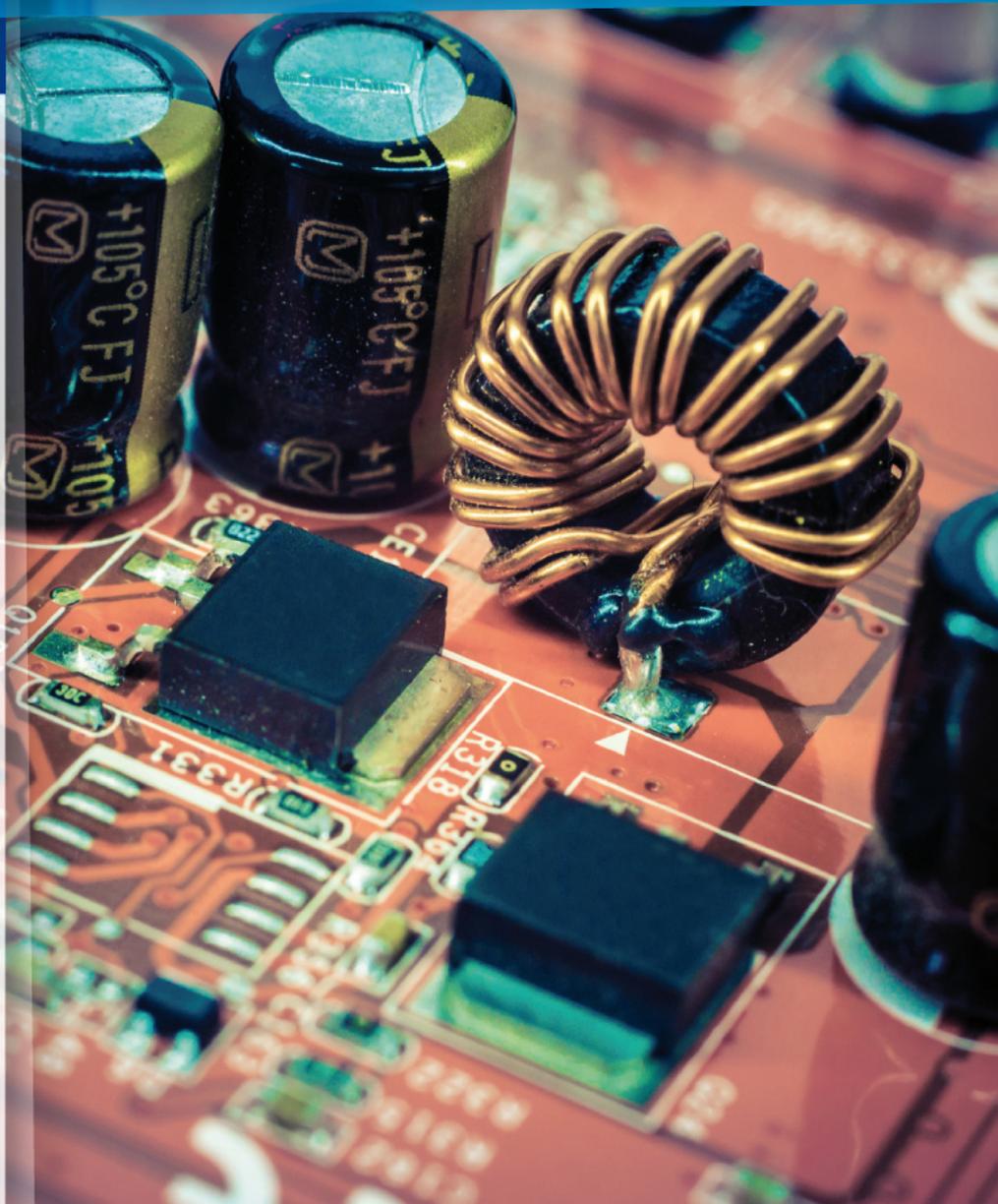
Accedi ai servizi
riservati



Elettronica

per la progettazione di circuiti con diodi, transistori MOSFET, amplificatori operazionali, campionatori S&H, convertitori DAC e ADC, integrati digitali CMOS, reti combinatorie e sequenziali

II edizione



Accedi all'ebook e ai contenuti digitali

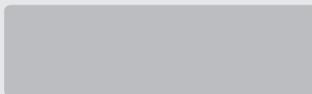
Espandi le tue risorse

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



Utilizza il codice personale contenuto nel riquadro per registrarti al sito **edises.it**
e accedere alla **versione digitale** del testo e al **materiale didattico**.

Scopri il tuo **codice personale** grattando delicatamente la superficie



Il volume NON può essere venduto, né restituito, se il codice personale risulta visibile.
L'**accesso al materiale didattico** sarà consentito **per 18 mesi**.

Per attivare i **servizi riservati**, collegati al sito **edises.it** e segui queste semplici istruzioni

Se sei registrato al sito

- clicca su *Accedi al materiale didattico*
- inserisci email e password
- inserisci le ultime 4 cifre del codice ISBN, riportato in basso a destra sul retro di copertina
- inserisci il tuo **codice personale** per essere reindirizzato automaticamente all'area riservata

Se non sei già registrato al sito

- clicca su *Accedi al materiale didattico*
- registrati al sito o autenticali tramite facebook
- attendi l'email di conferma per perfezionare la registrazione
- torna sul sito **edises.it** e segui la procedura già descritta per *utenti registrati*

Elettronica

**PER LA PROGETTAZIONE DI CIRCUITI CON DIODI,
TRANSISTORI MOSFET, AMPLIFICATORI OPERAZIONALI,
CAMPIONATORI S&H, CONVERTITORI DAC E ADC,
INTEGRATI DIGITALI CMOS, RETI COMBINATORIE E SEQUENZIALI**

II Edizione

Franco Zappa



Franco Zappa

Elettronica

per la progettazione di circuiti con diodi, transistori MOSFET, amplificatori operazionali, campionatori S&H, convertitori DAC e ADC, integrati digitali CMOS, reti combinatorie e sequenziali – II Edizione

Copyright © 2016, 2013, EdiSES S.r.l. – Napoli

9 8 7 6 5 4 3 2 1 0

2020 2019 2018 2017 2016

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

ProMedia Studio di A. Leano – Napoli

Fotoincisione

R.E.S. Centro pre stampa S.n.c. – Napoli

Stampato presso

Pittogramma S.r.l. – Napoli

Per conto della

EdiSES – Napoli

ISBN 978 88 7959 897 2

*Per la gioia che mi date,
a voi, Rita, Valentina, Marco e Gabriele.*

INDICE

Introduzione	XIII
---------------------------	------

Capitolo 1 Segnali e sistemi elettronici

1.1	Nascita dell'elettronica	1
1.2	Segnali e sistemi	3
1.3	Circuiti analogici e digitali	5
1.4	Componenti	8

Capitolo 2 Semiconduttori

2.1	Corrente elettrica	11
2.2	Semiconduttori puri	14
2.3	Semiconduttori drogati	18
2.4	Correnti di deriva e di diffusione	21
2.5	Giunzione <i>P-N</i>	24
2.6	Polarizzazione inversa e diretta	26
2.7	Esercizi.....	29

Capitolo 3 Diodo

3.1	Invenzione dei primi diodi	31
3.2	Caratteristica <i>V-I</i> dei diodi a giunzione.....	32
3.3	Punto di lavoro del diodo	35
3.4	Modellizzazione del diodo.....	37
3.5	Analisi di piccolo segnale del diodo	43
3.6	Linearizzazione della caratteristica	47
3.7	Circuiti di taglio e vincolo	50
3.8	Circuiti con diodi e condensatori	52
3.9	Trasformatori ed alimentatori.....	60
3.10	Raddrizzamento a singola semionda.....	62
3.11	Raddrizzamento a doppia semionda.....	68
3.12	Stabilizzazione con zener	70
3.13	Esercizi.....	74

Capitolo 4 Transistore MOS

4.1	Struttura del transistore MOS	81
4.2	Principio di funzionamento	82
4.2.1	Curve caratteristiche.....	86
4.2.2	Transistori NMOS e PMOS.....	87
4.2.3	Transistori ad arricchimento e svuotamento.....	90
4.2.4	Simboli circuitali	91
4.3	Processo di fabbricazione	92

VI INDICE

4.4	Analisi linearizzata.....	95
4.4.1	Transconduttanza.....	95
4.4.2	Resistenza di drain.....	98
4.4.3	Capacità parassite.....	100
4.4.4	Comportamento sul segnale	102
4.4.5	Frequenza di transizione	104
4.5	Il transistoro come amplificatore lineare	104
4.5.1	Stadio differenziale.....	111
4.6	Il transistoro come interruttore	116
4.7	Esercizi.....	121

Capitolo 5 Analisi in frequenza

5.1	Transitori RC	131
5.1.1	Tempo di acquisizione	133
5.2	Risposta in frequenza.....	134
5.3	Trasformata di Laplace	135
5.3.1	Definizione	135
5.3.2	Regione di convergenza.....	135
5.3.3	Inverso della trasformata di Laplace	135
5.3.4	Trasformata di Laplace bilaterale	136
5.3.5	Applicazioni della trasformata di Laplace	136
5.3.6	Proprietà della trasformata di Laplace	137
5.3.7	Trasformata di Laplace di alcune funzioni comuni	138
5.4	Circuiti elettronici	138
5.4.1	Condizioni iniziali non nulle.....	146
5.5	Diagrammi di Bode.....	146
5.5.1	Costante	148
5.5.2	Polo reale	148
5.5.3	Zero reale	149
5.5.4	Polo nell'origine.....	151
5.5.5	Zero nell'origine.....	151
5.5.6	Poli complessi coniugati.....	152
5.5.7	Zeri complessi coniugati	154
5.6	Considerazioni pratiche	154
5.7	Poli e zeri di un circuito	156
5.8	Metodo delle costanti di tempo	158
5.8.1	Metodo semplificato.....	161
5.8.2	Filtro passa-banda	164
5.9	Da Bode a Laplace	165

Capitolo 6 Amplificatori

6.1	Stadi amplificanti.....	171
6.2	Amplificatori differenziali	173
6.3	Retroazione.....	175
6.3.1	Invenzione della retroazione	175
6.3.2	Proprietà dei circuiti reazionati ideali	176
6.4	Reazioni negativa e positiva	177
6.5	Effetto della reazione sulla banda	179
6.6	Amplificatore operativo (OpAmp).....	181
6.6.1	Parametri dell'OpAmp ideale	182
6.6.2	Parametri dell'OpAmp Reale.....	183
6.6.3	Architettura interna dell'OpAmp	185

6.6.4	Caratteristiche in frequenza ad anello aperto dell'OpAmp.....	186
6.6.5	Stabilità degli OpAmp non compensati e decompensati.....	190
6.7	Conclusioni.....	190

Capitolo 7 Circuiti lineari con OpAmp

7.1	Configurazioni di base.....	193
7.1.1	Configurazioni invertente	193
7.1.2	Configurazioni non invertente	194
7.1.3	Sommatore invertente.....	195
7.1.4	Sottrattore (amplificatore delle differenze).....	195
7.1.5	Amplificatore per strumentazione	197
7.2	Integratori e derivatori	198
7.2.1	Integratore ideale	199
7.2.2	Integratore reale.....	199
7.2.3	Derivatore ideale.....	201
7.2.4	Derivatore reale.....	201
7.3	Convertitori di tensione e di corrente	203
7.3.1	Convertitore corrente-tensione.....	203
7.3.2	Convertitore tensione-corrente.....	203
7.4	Riferimenti di tensione	206
7.5	Classificazione dei filtri	206
7.6	Filtri attivi del primo ordine	208
7.6.1	Filtro passa-basso con guadagno infinito (integratore invertente).....	208
7.6.2	Filtro passa-basso con guadagno finito	210
7.6.3	Filtro passa-alto con guadagno finito.....	210
7.6.4	Filtro passa-banda	211
7.6.5	Phase shifter	211
7.7	Filtri Butterworth	212
7.7.1	Filtro passa-basso Butterworth del primo ordine	212
7.7.2	Filtro passa-basso Butterworth del secondo ordine	213
7.7.3	Filtri passa basso Butterworth di ordine qualsiasi	214
7.7.4	Filtri di Butterworth passa alto, passa banda e notch.....	215
7.8	Filtri Chebyshev	216
7.9	Filtri Bessel	217
7.10	Filtri ellittici (Cauer).....	218
7.11	Esercizi.....	219

Capitolo 8 Circuiti non-lineari con OpAmp

8.1	Raddrizzatori di precisione	231
8.1.1	Diodo di precisione	231
8.1.2	Raddrizzatori a semionda	232
8.1.3	Raddrizzatore ad onda intera	234
8.2	Comparatori	234
8.2.1	Rivelatore di zero	236
8.2.2	Rivelatore di livello	237
8.2.3	Comparatore a finestra (window comparator).....	238
8.3	Comparatore con isteresi (trigger di Schmitt).....	238
8.3.1	Trigger di Schmitt invertente	239
8.3.2	Trigger di Schmitt non invertente	240
8.3.3	Confronto tra comparatore e trigger	241
8.4	Generatori di forme d'onda	241
8.4.1	Oscillatori sinusoidali.....	242

VIII INDICE

8.4.2	Oscillatore a sfasamento	243
8.4.3	Oscillatore a ponte di Wien	244
8.4.4	Oscillatori a tre punti	244
8.4.5	Generatore di onda rettangolare (multivibratore astabile)	246
8.4.6	Generatore di impulsi rettangolari (multivibratore monostabile)	248
8.4.7	Generatore di segnale triangolare.....	249
8.5	Esercizi.....	251

Capitolo 9 Caratteristiche degli OpAmp

9.1	Caratteristiche elettriche	259
9.1.1	Compensazione della corrente di bias.....	262
9.1.2	Compensazione dell'offset di tensione V_{OS}	263
9.2	Alimentazioni.....	263
9.3	Correnti di uscita.....	266
9.4	Risposta al "grande segnale".....	267
9.5	Risposta al "piccolo segnale".....	268
9.5.1	Settling-time.....	268
9.5.2	Risposta in frequenza al piccolo segnale	269
9.5.3	Compensazione a polo dominante (diretta ed alla Miller)	269
9.5.4	Compensazione polo-zero	271
9.6	Esercizi.....	273

Capitolo 10 Stabilità e compensazione

10.1	Risposta in frequenza.....	285
10.2	Compensazione "interna" degli OpAmp	286
10.2.1	Compensazione a polo dominante (diretta e alla Miller)	286
10.2.2	Compensazione polo-zero	290
10.2.3	Compensazione a due poli.....	292
10.2.4	Compensazione feedforward.....	293
10.3	Compensazione "esterna" degli OpAmp	294
10.3.1	Configurazione non invertente	294
10.3.2	Criteri di stabilità	295
10.3.3	Condizione limite di $MF=45^\circ$	296
10.3.4	Configurazione invertente.....	298
10.4	Effetto della capacità in retroazione.....	301
10.4.1	Configurazione non invertente	301
10.4.2	Configurazione invertente.....	304
10.4.3	Integratore.....	305
10.4.4	Derivatore	308
10.5	Effetto della capacità in ingresso.....	309
10.5.1	Compensazione di un amplificatore per fotodiode	315
10.6	Resistenza in uscita e capacità di carico.....	318
10.7	Compensazione con feedback negativo	322
10.8	Compensazione con feedback positivo	326
10.9	Compensazione con anticipo di reazione	328

Capitolo 11 Campionamento e S&H

11.1	Teorema del campionamento	329
11.2	Accorgimenti nel campionamento	333
11.2.1	Aliasing.....	335
11.2.2	Filtraggio antialiasing	337
11.3	Sample & Hold.....	338

11.4	Non idealità dei S&H.....	340
11.4.1	Charge-injection induced error	341
11.4.2	Signal feed-through.....	342
11.4.3	Droop.....	342
11.4.4	Buffer-induced non-linearity	342
11.4.5	Aperture delay time.....	343
11.4.6	Aperture time jitter	344
11.4.7	Acquisition time	345
11.5	Esempi di simulazione	346
11.6	Strutture migliorate.....	348
11.6.1	Compensazione dell'iniezione di carica	348
11.6.2	Strutture retroazionate	349
11.7	Multiplexer analogici	351
11.8	Filtri attivi universali	358
11.9	Esercizi.....	364

Capitolo 12 Convertitori DAC

12.1	Generalità.....	385
12.2	Fattori di qualità.....	386
12.3	Architetture	388
12.3.1	DAC a R pesate.....	388
12.3.2	DAC voltage scaling	389
12.3.3	DAC seriale	390
12.4	Errori statici e non linearità.....	390
12.4.1	Errori di offset e di gain.....	390
12.4.2	Non linearità integrale INL e differenziale DNL.....	391
12.4.3	Monotonicità.....	392
12.4.4	Drift termici	393
12.4.5	Impedenza di uscita.....	393
12.5	Rapporto segnale/rumore	394
12.5.1	Errore di quantizzazione	394
12.5.2	Rapporto segnale/rumore teorico, SNR.....	395
12.5.3	Rapporto segnale/rumore&distorsione, SiNAD	395
12.5.4	Distorsione armonica	397
12.6	Parametri dinamici.....	397
12.6.1	Tempo di assestamento	397
12.6.2	Glitch	397
12.7	Esempio	399
12.8	Esercizi.....	402

Capitolo 13 Convertitori ADC

13.1	Generalità.....	403
13.2	Caratteristiche statiche.....	404
13.2.1	Errore di quantizzazione.....	404
13.2.2	Quantizzazione non lineare	405
13.2.3	Errori di offset e gain.....	406
13.2.4	Errori di non linearità.....	407
13.3	Classificazione degli ADC	408
13.4	Architetture	409
13.4.1	ADC Flash	409
13.4.2	ADC tracking a gradinata.....	410
13.4.3	ADC Single-slope, a singola rampa	411

X INDICE

13.4.4	ADC a doppia rampa	412
13.4.5	ADC ad approssimazioni successive (SAR)	414
13.5	Temporizzazioni	415
13.6	Caratteristiche dinamiche	418
13.6.1	Dinamica	418
13.6.2	Signal to noise ratio	419
13.6.3	Bit efficaci ed ENOB	419
13.6.4	Prestazioni spettrali	420
13.6.5	SFDR e SINAD	422
13.6.6	THD e IMD	423
13.7	Requisiti di pilotaggio degli ADC	423
13.8	ADC commerciali	426
13.9	Esempi applicativi	428
13.9.1	Scelta A	429
13.9.2	Scelta B	430
13.9.3	Scelta C	430
13.9.4	Scelta D	431
13.10	Esercizi	431

Capitolo 14 Logica CMOS

14.1	Classificazione in base alla tecnologia	443
14.2	Caratteristiche statiche delle porte	445
14.3	Caratteristiche dinamiche delle porte	447
14.4	Logiche CMOS	449
14.5	Inverter CMOS	450
14.5.1	Caratteristica di trasferimento	452
14.5.2	Noise margin	452
14.6	Dissipazione di potenza	454
14.6.1	Potenza dinamica	454
14.6.2	Cross-conduzione	454
14.6.3	Dissipazione totale di un sistema	456
14.7	Prestazioni dinamiche	457
14.7.1	Tempi di propagazione	457
14.7.2	Fan-in e fan-out	458
14.7.3	Prodotto ritardo-consumo	459
14.8	Confronto fra famiglie CMOS e TTL	459
14.8.1	Interfacciamento tra famiglie CMOS e TTL	461
14.9	High-Speed CMOS (HC)	462
14.9.1	Caratteristiche di ingresso	462
14.9.2	Caratteristiche di uscita	464
14.9.3	Calcolo del carico capacitivo	465
14.9.4	Consumo di potenza	466
14.10	Esercizi	468

Capitolo 15 Reti digitali

15.1	Sistemi di numerazione digitali	481
15.2	Classificazioni	482
15.2.1	Famiglie logiche digitali	482
15.2.2	Scala di integrazione	482
15.2.3	Sistemi combinatori, sequenziali e di memoria	482
15.3	Porte logiche	483
15.3.1	Gate logici	483

15.3.2	Teorema di De Morgan	485
15.3.3	Implementazione circuitale in CMOS	485
15.3.4	Porte di tipo tri-state.....	487
15.4	Reti combinatorie.....	488
15.4.1	SoP	489
15.4.2	PoS.....	489
15.4.3	Minimizzazione mediante mappe di Karnaugh	490
15.4.4	Realizzazione mediante multiplexer e decoder.....	493
15.5	Reti sequenziali	493
15.5.1	Macchine di Mealy e di Moore	494
15.5.2	Macchine sincrone ed asincrone.....	495
15.6	Latch e registri	497
15.6.1	Latch	497
15.7	Esercizi.....	502

Capitolo 16 Componenti digitali

16.1	Logiche ASIC	521
16.1.1	Logiche full custom.....	521
16.1.2	Logiche semi custom.....	522
16.1.3	Logiche programmabili	522
16.2	Nomenclatura dei circuiti integrati	525
16.3	Componenti combinatori.....	526
16.3.1	Codificatori.....	526
16.3.2	Data-Sheet: 4532B, 8-input priority-encoder	527
16.3.3	Decodificatori.....	531
16.3.4	Data-Sheet: 4543B, BCD-to-7-segment decoder/driver	532
16.4	Comparatori	533
16.4.1	Data-Sheet: 4585B, 4-bit magnitude comparator.....	534
16.5	Generatori e rivelatori di parità	535
16.5.1	Data-Sheet: 4531B, 13-input parity checker/generator	535
16.6	Sommatori	536
16.6.1	Data-Sheet: 4008B, 4-bit binary full-adder	537
16.7	ALU	537
16.7.1	Data-Sheet: MM54HC181, ALU	538
16.8	Multiplexers e demultiplexers	539
16.8.1	Multiplexers (mux).....	539
16.8.2	Data-Sheet: 4512B, 8-input MUX with tri-state output.....	542
16.8.3	Demultiplexers (demux).....	542
16.8.4	Data-Sheet: 4514B, 1-of-16 decoder/demux with latches.....	544
16.9	Implementare funzioni con mux e decoder	545
16.9.1	Mediante multiplexer.....	545
16.9.2	Mediante decodificatore.....	547
16.10	Componenti sequenziali.....	548
16.10.1	Latch e Flip-Flop	548
16.10.2	Data-Sheet: HEF4013B	550
16.10.3	Shift registers.....	551
16.10.4	Data-Sheet: HEF40195B.....	558
16.10.5	Contatori	558
16.10.6	Data-Sheet: HEF40192	562
16.11	Esercizi.....	563

INTRODUZIONE

Il libro presenta i dispositivi, i componenti ed i circuiti, sia discreti che integrati, alla base di qualunque apparato elettronico. Lo scopo è quello di fornire una panoramica sufficientemente approfondita dei fondamenti dell'analisi e del progetto di circuiti e sistemi elettronici. Il libro tratta l'elaborazione elettronica dei segnali, dal prelievo del segnale proveniente da un sensore, alla sua amplificazione e condizionamento, per passare poi alla conversione digitale ed alla gestione mediante componenti e reti digitali.

Il primo capitolo introduce i **Sistemi Elettronici** ed i segnali più comuni in elettronica. In seguito vengono presentati i **Dispositivi Elettronici (Cap. 2-4)** ed i concetti basilari sul funzionamento dei componenti a semiconduttore quali il diodo ed il transistor MOS e le principali configurazioni circuitali in cui vengono solitamente impiegati.

Segue la sezione dedicata all'**Elettronica Analogica (Cap. 5-10)** che illustra gli amplificatori operazionali ed i circuiti necessari al trattamento, condizionamento e filtraggio analogico dei segnali.

La terza sezione affronta l'**Elettronica Mista (Cap. 11-13)**, ossia il campionamento mediante S&H e mux analogici e la successiva conversione dei segnali dal mondo analogico al digitale e viceversa, mediante ADC e DAC.

La quarta ed ultima sezione tratta l'**Elettronica Digitale (Cap. 14-16)** ed illustra la logica CMOS, le reti combinatorie e sequenziali ed i circuiti digitali, offrendo anche una rassegna ragionata dei componenti presenti in commercio.

Alla fine di ogni capitolo vengono presentati concreti **esercizi di progettazione** ed **analisi circuitali**, tratti da temi d'esame, che consentono la familiarizzazione con l'elettronica.

Milano, Febbraio 2016

FRANCO ZAPPA, nato nel novembre 1965, si è laureato con lode in Ingegneria Elettronica al Politecnico di Milano nel 1989 ed ha conseguito il Ph.D. nel 1993. Prima ricercatore e poi professore associato, dal 2011 è ordinario presso il Dip. di Elettronica, Informazione e Bioingegneria del Politecnico di Milano. È docente dei corsi di "Electronic Systems" al Master in Electronics Engineering e di "Elettronica" alla Laurea in Ingegneria Biomedica. Fa ricerca su dispositivi, microelettronica e strumentazione per la rivelazione di singoli fotoni mediante 2D imaging e 3D ranging.

Amplificatori

In questo capitolo si introdurranno i concetti base degli amplificatori di segnale e ne verranno presentate le diverse tipologie. Si evidenzieranno le problematiche di progettazione, soprattutto per quanto riguarda l'adattamento impedenziale e la stima dei poli della rete. Verrà poi discusso in dettaglio l'elemento base di molti circuiti analogici: l'Amplificatore Operazionale, che sarà analizzato sia come componente ideale che reale.

6.1 Stadi amplificanti

Nell'elettronica analogica è importante prelevare i segnali provenienti dai sensori ed amplificarli opportunamente, in modo da far loro raggiungere intensità sufficienti per essere trattate dai blocchi di filtraggio e processamento analogico o di conversione analogico/digitale posti a valle. La caratteristica fondamentale degli amplificatori deve essere solitamente quella di possedere un guadagno G tra ingresso ed uscita il più costante e lineare possibile. Naturalmente esistono anche altre caratteristiche che li distinguono e che devono essere ponderate in fase di analisi o progetto di un sistema elettronico. Ad esempio, l'impedenza di ingresso di uno stadio amplificante può determinare una diminuzione significativa dell'intensità del segnale di tensione da amplificare. Consideriamo la Fig. 6.1 che mostra schematicamente la connessione tra un generatore di segnale, rappresentato dal suo equivalente Thevenin, ed un amplificatore di tensione tramite R_s , la resistenza serie della sorgente (Source), ed R_{in} , la resistenza di ingresso dell'amplificatore. Il segnale che giunge effettivamente all'ingresso dell'amplificante è pari a:

$$V_{in} = V_s \cdot \frac{R_{in}}{R_s + R_{in}} \quad \text{Eq. 6.1}$$

Ossia il segnale V_{in} si avvicina tanto più al totale V_s erogato dal generatore di segnale, quanto più R_{in} è grande rispetto a R_s . Ne consegue che un buon amplificatore di tensione deve presentare una resistenza di ingresso molto grande rispetto alla resistenza della sorgente di segnale; nel caso ideale, si deve comportare come un circuito aperto.

Un amplificatore di tensione deve non solo leggere senza significativa partizione il segnale da amplificare, ma deve anche erogare interamente il segnale amplificato ai capi del carico. Anche in questo caso, se il circuito di uscita dell'amplificatore è rappresentato con il suo equivalente Thevenin, la tensione che si sviluppa ai capi del carico R_L è data da:

$$V_L = V_u \cdot \frac{R_L}{R_L + R_u} \quad \text{Eq. 6.2}$$

Quindi, per massimizzare il trasferimento di tensione al carico, si deve avere $R_u \ll R_L$. Ovvero l'uscita di un amplificatore di tensione deve avere una resistenza di uscita molto più bassa di quella del carico a cui l'amplificatore verrà connesso.

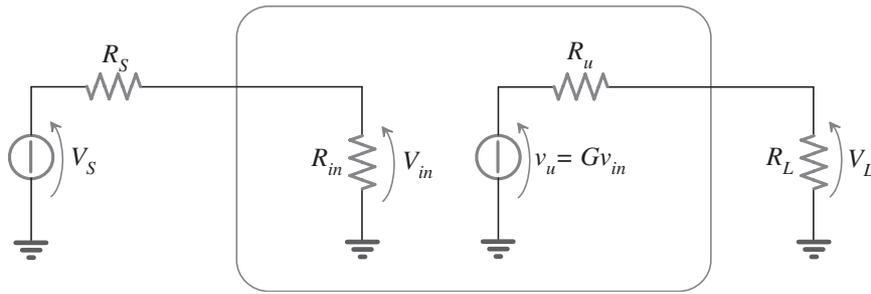


Fig. 6.1 Amplificatore di tensione.

Analizziamo ora il caso in cui si debba leggere il segnale di corrente da un generatore forzante, amplificarlo e quindi fornirlo ancora come segnale di corrente al carico (Fig. 6.2). Sia I_s il generatore di corrente con resistenza parallelo di sorgente pari ad R_s ; la corrente è:

$$I_{in} = I_s \cdot \frac{R_s}{R_s + R_{in}}$$

quindi, per massimizzarla si dovrà avere $R_{in} \ll R_s$. Cioè la resistenza di ingresso di un amplificatore di corrente deve essere piccola rispetto alla resistenza della sorgente di segnale. In altri termini il circuito di ingresso di un amplificatore di corrente deve essere un ottimo “lettore di corrente”, al limite un cortocircuito. All’uscita, invece, affinché sia massima la frazione di corrente realmente fornita al carico R_L , bisogna avere $R_u \gg R_L$, cioè che il segnale amplificato venga erogato al carico con un’alta resistenza.

Esistono anche amplificatori a *trans-resistenza*, che leggono una corrente ed erogano sul carico una tensione ad essa proporzionale (Fig. 6.3). Tali amplificatori devono presentare basse resistenze di ingresso e di uscita. Viceversa un amplificatore a *trans-conduttanza* (Fig. 6.4) legge una tensione in ingresso ed eroga una corrente ad essa proporzionale. Le resistenze di ingresso e di uscita devono essere entrambe alte.

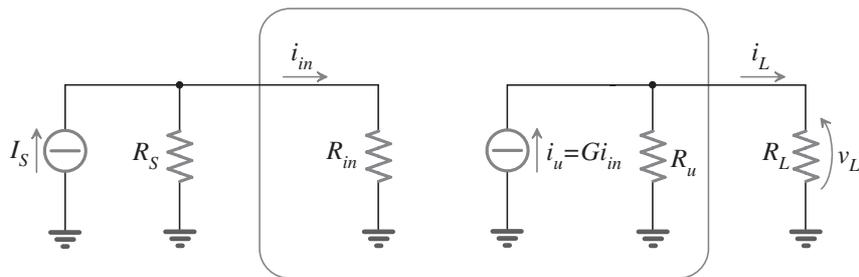


Fig. 6.2 Amplificatore di corrente.

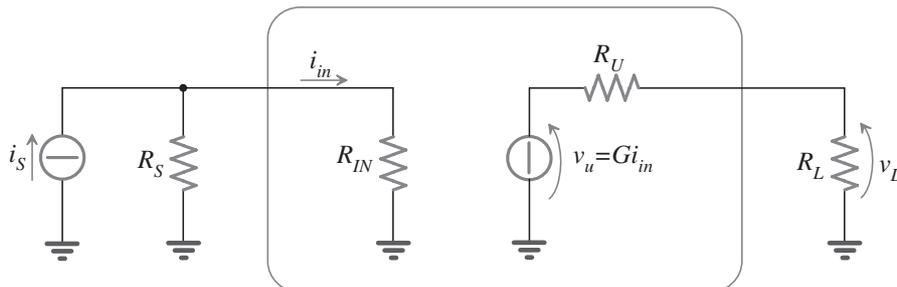


Fig. 6.3 Amplificatore a trans-resistenza.

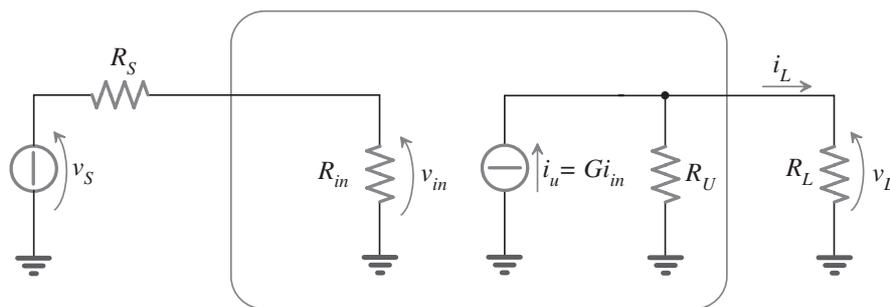


Fig. 6.4 Amplificatore a trans-conduttanza.

Un discorso a parte meritano gli stadi che devono pilotare alcuni attuatori (per esempio degli altoparlanti) la cui azione non è proporzionale né alla tensione che è fornita ai loro capi né alla corrente che fluisce in essi, ma alla totale potenza elettrica ad essi erogata. In questo caso la massima efficienza nel trasferimento di potenza è ottenuta quando la resistenza di uscita dello stadio amplificante è esattamente uguale a quella del carico.

Quanto detto fino ad ora per le resistenze vale anche nel caso in cui esse siano invece delle impedenze generiche, ossia anche con componenti induttive e capacitive, oltre che resistive. Tali componenti, avendo una reattanza variabile con la frequenza del segnale in ingresso, potranno determinare buoni o cattivi adattamenti impedenziali tra sorgente e amplificatore e tra quest'ultimo e carico a seconda dell'intervallo di frequenza in esame. Ad esempio un amplificatore di tensione che comandi un carico capacitivo verrebbe ridurre progressivamente il guadagno di tensione all'aumentare della frequenza.

6.2 Amplificatori differenziali

Spesso, la misurazione di una grandezza elettrica può essere resa difficile dalla contemporanea presenza di disturbi che si sovrappongono al segnale utile. Si pensi ad esempio al segnale di tensione di poche decine di μV che si sviluppa ai capi di un sensore di temperatura, come una termocoppia, posto distante dall'elettronica di amplificazione. Per quanto visto finora per amplificare questo segnale si potrebbe pensare di collegare un capo del sensore a massa e l'altro all'ingresso dell'amplificatore (Fig. 6.5a). Purtroppo questa semplice configurazione non permette una misura accurata del debole segnale della termocoppia; infatti, se i due collegamenti di massa sono distanti tra loro, essi non sono rigorosamente equipotenziali. La differenza di potenziale, $V_g(t)$, va quindi a sommarsi al segnale utile. Inoltre nell'ambiente sono presenti campi elettromagnetici variabili che inducono una forza elettromotrice in serie al segnale del sensore, che risulta proporzionale alla superficie della spira che viene a crearsi con questo collegamento. Tutti questi disturbi possono risultare molto più intensi del segnale di interesse.

Per garantire l'amplificazione del solo segnale utile si può pensare di collegare entrambi i morsetti del sensore all'amplificatore con una coppia di fili appaiati (Fig. 6.5b). In questa nuova configurazione, la differenza di potenziale tra il morsetto dell'amplificatore e la sua massa, detta segnale differenziale, è pari alla somma del segnale utile, $V_d(t)$, e del solo disturbo indotto nella spira (individuata dai due conduttori di collegamento) dai campi elettromagnetici. Giacché l'area di questa spira risulta molto meno estesa della precedente, il disturbo elettromagnetico è proporzionalmente ridotto, mentre si è eliminato del tutto l'inconveniente determinato dalla non equi-potenzialità delle masse.

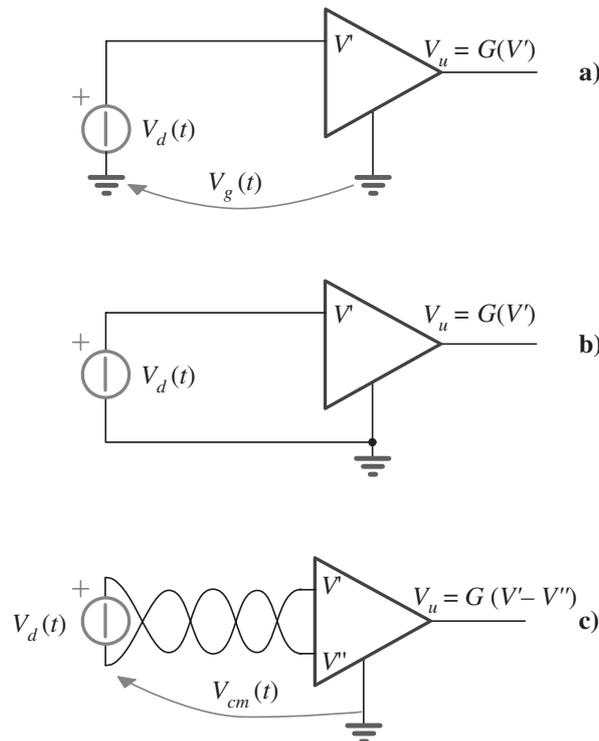


Fig. 6.5 Schemi di collegamento di un sensore con un amplificatore.

Tuttavia può essere utile, ed alcune volte indispensabile, che il sensore sia svincolato dalla massa. In questi casi, è necessario ricorrere ad un amplificatore di tensione con due morsetti di ingresso ed in grado di amplificare il solo segnale differenziale presente a questi terminali ($V' - V''$). Gli amplificatori specificamente progettati per queste applicazioni sono detti amplificatori differenziali (Fig. 6.5c). Si noti che permane comunque una differenza di potenziale, $V_{cm}(t)$, tra il sensore e la massa dell'amplificatore. Questo segnale è detto segnale di modo comune ed è pari al valor medio dei potenziali dei due fili di collegamento. Se l'amplificatore differenziale fosse ideale, questo segnale non dovrebbe avere alcun effetto sul valore in uscita. Il segnale $V_u(t)$ sarebbe semplicemente proporzionale al segnale differenziale.

Un ulteriore miglioramento che consente di ridurre anche il piccolo disturbo differenziale ancora presente, dovuto alla spira che si forma tra i due fili che collegano il sensore all'amplificatore, è ottenuto intrecciando questi conduttori come mostrato in Fig. 6.5c. In questo modo, su ciascun conduttore, i versi delle forze elettromotrici indotte si alternano passando da un lobo al successivo, annullandosi.

Come tutti gli amplificatori di tensione, l'amplificatore differenziale deve presentare tra i due ingressi, indicati con v_1 e v_2 , un'alta impedenza, idealmente infinita, mentre l'uscita deve offrire una bassa impedenza, idealmente nulla. Il circuito è caratterizzato da un guadagno differenziale, G_d , che definisce la sua capacità di amplificare il segnale differenziale:

$$V_d = V' - V'' \quad \text{Eq. 6.3}$$

e da un guadagno di modo comune G_{cm} , che rende invece conto dell'amplificazione residua, indesiderata, del segnale di modo comune:

$$V_{cm} = (V' + V'')/2 \quad \text{Eq. 6.4}$$

La contemporanea presenza dei due tipi di segnale all'ingresso fa sì che, in generale, il trasferimento di un amplificatore differenziale reale sia dato da:

$$V_u = G_d \cdot V_d + G_{cm} \cdot V_{cm} \quad \text{Eq. 6.5}$$

Ovviamente, un buon amplificatore differenziale presenta un alto guadagno differenziale G_d ed un basso trasferimento di modo comune G_{cm} . Se ad esempio supponiamo $V_d = 50\mu V$ e $V_{cm} = 500mV$, per evitare che all'uscita dell'amplificatore il trasferimento del segnale di modo comune oscuri completamente il segnale differenziale amplificato, il rapporto G_d/G_{cm} deve essere ben maggiore di $(500mV/50\mu V)=10^4$.

Il rapporto $CMRR = G_d/G_{cm}$ è un importante fattore di merito per un amplificatore differenziale ed è detto rapporto di reiezione di modo comune (Common Mode Rejection Ratio). Normalmente le due amplificazioni differiscono di diversi ordini di grandezza, pertanto il CMRR, espresso in dB , è compreso tra $80 \div 100dB$.

Per specifiche applicazioni, gli amplificatori differenziali possono essere progettati e realizzati a componenti discreti, ovvero montando i singoli componenti sulla scheda del circuito stampato. Tuttavia, nella maggior parte dei casi, oggi si utilizzano amplificatori differenziali integrati, in cui l'intero circuito è realizzato sullo stesso substrato di silicio. Gli amplificatori operazionali sono quindi amplificatori differenziali integrati caratterizzati da guadagno differenziale di $10^5 \div 10^6$ e reiezione di modo comune $100 \div 120dB$, con resistenze di ingresso fino a qualche $G\Omega$ e resistenze di uscita inferiori a 100Ω . Questi componenti sono tra i più diffusi nella realizzazione di circuiti elettronici e sono detti operazionali perché, opportunamente connessi, consentono di elaborare in modo estremamente vario il segnale, permettendo di compiere numerose operazioni sulla variabile d'ingresso (somme, differenze, derivazioni, integrazioni, ecc.).

6.3 Retroazione

6.3.1 Invenzione della retroazione

L'idea della "controreazione", detta anche retroazione negativa o **reazione negativa**, fu concepita dall'americano Harold S. Black il martedì mattina del 2 agosto 1927, mentre attraversava il fiume Hudson sul battello Lackawanna per recarsi al lavoro a Manhattan. Aveva 29 anni e da sei anni lavorava come ingegnere nei laboratori della compagnia telefonica americana (gli odierni Bell Telephone Laboratories). L'oggetto della ricerca era allora il sistema per comunicazione telefonica a grande distanza, con l'obiettivo di realizzare apparati che permettessero un collegamento efficiente tra le due coste degli Stati Uniti e tra gli Stati Uniti e l'Europa. Le difficoltà che si dovevano affrontare erano legate non solo alla qualità dei componenti impiegati, ma soprattutto al fatto che non si sapeva come progettare amplificatori sufficientemente stabili e lineari, che non determinassero distorsione eccessive dei segnali. Infatti, la non linearità degli elementi che componevano gli amplificatori, in primo luogo dei tubi elettronici, si traduceva nella generazione di armoniche indesiderate nel segnale di uscita, mentre le variazioni delle caratteristiche degli stessi elementi, per effetto della temperatura o dell'invecchiamento, determinavano un cambiamento delle prestazioni degli amplificatori, in particolare del loro guadagno.

L'obiettivo della ricerca di H. S. Black era il miglioramento delle prestazioni degli amplificatori posti come ripetitori lungo le linee telefoniche, in modo da poter trasmettere simultaneamente più canali sulla stessa linea per lunghe tratte. Ben presto egli si rese conto che le caratteristiche richieste ad un amplificatore per garantire queste prestazioni erano così stringenti che non si poteva pensare di ottenerle apportando semplicemente dei perfezionamenti alle topologie esistenti. Era necessaria un'idea completamente nuova.

L'idea venne e H. S. Black schizzò su una pagina del New York Times il diagramma di un circuito retroazionato negativamente e ne ricavò le proprietà fondamentali. Firmò i suoi

appunti in fondo alla pagina del giornale e, appena arrivato in laboratorio, li mostrò al suo direttore E. C. Blessing. Questi convintosi dell'importanza dell'invenzione, firmò anch'egli a piè pagina quale testimone. Quegli appunti riassumevano l'idea che il guadagno dell'amplificazione poteva essere ben controllato, e che inoltre le distorsioni sul segnale amplificato potevano essere estremamente ridotte se il segnale d'uscita del circuito veniva riportato all'ingresso e sommato in contro fase con il segnale applicato.

Quattro giorni più tardi, il 6 agosto, egli mise in chiaro gli effetti della reazione sulle impedenze di ingresso e di uscita di un circuito, con ciò ottenendo anche un altro importante obiettivo: quello di fissare e stabilizzare le impedenze dell'amplificatore per adattarle perfettamente a quelle dei cavi di trasmissione dei segnali.

Il 29 dicembre dello stesso anno H. S. Black verificò sperimentalmente per la prima volta le caratteristiche dei sistemi reazionati negativamente, misurando una riduzione della distorsione di un fattore 100.000 su segnali di ingresso compresi tra 4 e 45 kHz, utilizzando il primo amplificatore reazonato negativamente della storia.

6.3.2 Proprietà dei circuiti reazionati ideali

Consideriamo il sistema in Fig. 6.6a, costituito da un amplificatore la cui funzione di trasferimento è $A(s)$. In un circuito di questo tipo le variazioni dei componenti (per effetto della temperatura o del degrado) si riflettono direttamente in variazioni delle prestazioni dell'amplificatore, alterandone guadagno, posizione dei poli, ecc. Inoltre, la non linearità degli elementi che compongono l'amplificatore si traduce nella generazione di armoniche indesiderate, che, amplificate, compaiono nel segnale di uscita. Per ovviare a questi inconvenienti possiamo utilizzare la soluzione di Fig. 6.6b, ottenuta aggiungendo lo stadio caratterizzato dalla funzione di trasferimento $F(s)$, che rileva il valore della grandezza in uscita S_u e genera un segnale S_f ad essa proporzionale. Tale segnale, detto segnale di reazione, è sommato al valore della grandezza d'ingresso S_{in} attraverso il nodo sommatore. Si genera così il segnale d'errore ε , che comanda il blocco $A(s)$. Il sistema così ottenuto è detto reazonato. I suoi elementi caratteristici, cioè il blocco di andata, $A(s)$, ed il ramo di reazione $F(s)$, individuano un anello detto anello di reazione.

Ovviamente l'introduzione del ramo di reazione fa variare la funzione di trasferimento S_u/S_{in} del sistema originario. Con riferimento alla Fig. 6.6b, semplici bilanci ai nodi conducono alle seguenti relazioni:

$$\varepsilon = S_{in} + S_f = S_{in} + (S_u \cdot F(s)) \quad S_u = \varepsilon \cdot A(s) = [S_{in} + (S_u \cdot F(s))] \cdot A(s)$$

da cui si ricava la funzione di trasferimento dell'amplificatore reazonato:

$$G(s) = \frac{S_u}{S_{in}} = \frac{A(s)}{1 - A(s) \cdot F(s)} = \frac{A(s)}{1 - G_{loop}} = -\frac{1}{F(s)} \cdot \frac{1}{1 - 1/G_{loop}} \quad \text{Eq. 6.6}$$

Queste espressioni valgono quando il **guadagno di anello** $G_{loop} = A(s) \cdot F(s)$ risulta essere negativo o al più positivo ma inferiore all'unità. Analogamente si ottiene l'espressione del segnale che comanda l'amplificatore di andata:

$$\varepsilon = \frac{S_{in}}{1 - A(s) \cdot F(s)} = \frac{S_{in}}{1 - G_{loop}(s)} \quad \text{Eq. 6.7}$$

e anche quella del segnale di reazione:

$$S_f = \varepsilon \cdot A(s) \cdot F(s) = \frac{S_{in} \cdot G_{loop}(s)}{1 - G_{loop}(s)} \quad \text{Eq. 6.8}$$

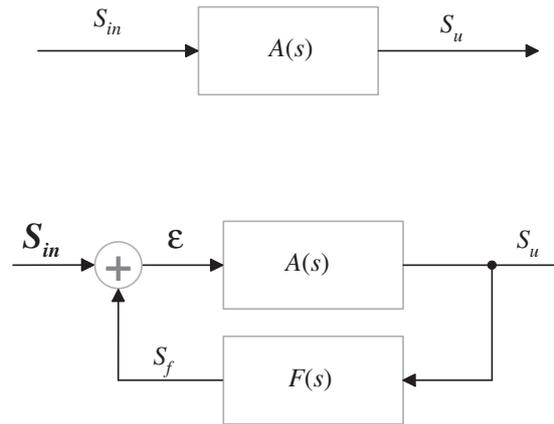


Fig. 6.6 Dal semplice stadio amplificante (sopra) all'amplificatore reazionato (sotto).

Nel caso in cui sia $|G_{loop}| \gg 1$, al denominatore della Eq. 6.6 si può trascurare 1 e quindi l'espressione del trasferimento si semplifica in:

$$G(s) = \frac{S_u}{S_{in}} \cong -\frac{1}{F(s)} \quad \text{Eq. 6.9}$$

Questa relazione mette in evidenza come, in condizioni ideali, il trasferimento non dipenda più dal blocco di andata, ma solo dalle caratteristiche del blocco di reazione. È un risultato molto importante in quanto il blocco d'andata è condizionato da elevate tolleranze, di conseguenza basterà garantire solo la tolleranza (che risulterà spinta) del blocco di reazione. Inoltre, come si vede dalla Eq. 6.7, se G_{loop} è negativo e molto grande ($G_{loop} \ll -1$), al limite ε (segnale d'errore) tende a zero.

6.4 Reazioni negativa e positiva

È opportuno approfondire il significato della Eq. 6.6 in funzione del segno del guadagno d'anello, G_{loop} . Esso ha infatti un'importanza fondamentale nel definire le caratteristiche del circuito reazionato.

Si supponga che le due funzioni di trasferimento A ed F siano di segno discorde, ad esempio $A > 0$ ed $F < 0$. Di conseguenza $G_{loop} < 0$. Se a questo circuito si applica in ingresso un segnale S_{in} a gradino positivo (Fig. 6.7a), il blocco di andata eroga in uscita un segnale positivo. La variazione dell'uscita genera un segnale di reazione S_f che giunge al nodo sommatore con segno opposto al segnale forzante e va a sottrarsi ad esso (ottenendo un $\varepsilon < S_{in}$). Tale reazione, in cui il segnale di reazione tende a ridurre la frazione del segnale di ingresso effettivamente applicata allo stadio amplificante d'andata, è chiamata reazione negativa. La reazione è negativa tutte le volte che il prodotto $A \cdot F$ è negativo, ovvero quando il guadagno d'anello G_{loop} è negativo; nell'esempio F è negativo ed A è positivo.

Si supponga invece che i due blocchi che costituiscono l'anello abbiano guadagni dello stesso segno (Fig. 6.7b), ad esempio $A > 0$ ed $F > 0$, tali quindi da determinare $G_{loop} > 0$. In questo caso il segnale riportato al nodo di ingresso ha lo stesso segno del segnale forzante e va a sommarsi ad esso ($\varepsilon > S_{in}$). Un sistema con queste caratteristiche è detto a reazione positiva. La reazione è positiva tutte le volte che il prodotto $A \cdot F$ è positivo, ovvero quando il guadagno d'anello G_{loop} è positivo.

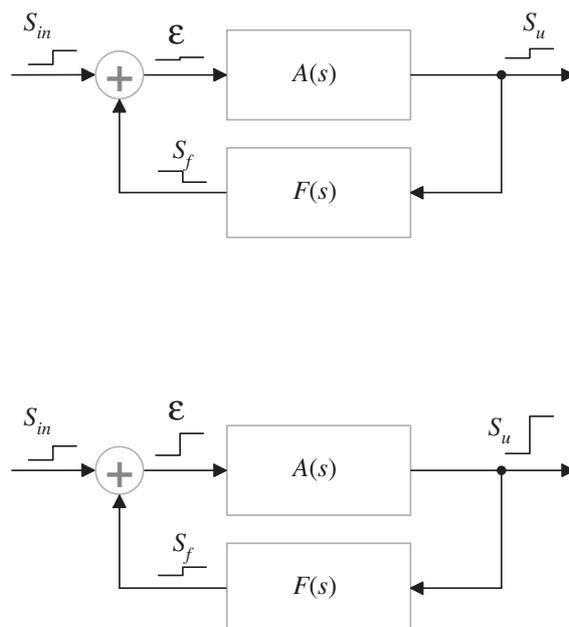


Fig. 6.7 Sistema reazionato negativamente (sopra) e positivamente (sotto).

Si capisce quindi che in un sistema reazionato positivamente anche un piccolo disturbo in ingresso potrebbe innescare la divergenza del segnale circolante nel sistema stesso, infatti esso continuerebbe ad aumentare, portando inevitabilmente l'uscita a divergere (instabilità). Probabilmente i vari componenti non si danneggerebbero perché uscendo dalla loro zona di linearità, saturerebbero l'oscillazione instauratasi. Nei sistemi reazionati negativamente ciò non avviene e la stabilità è conseguentemente garantita.

Sia i circuiti reazionati negativamente che quelli reazionati positivamente trovano applicazione nei sistemi elettronici. Alla prima categoria appartengono ad esempio gli amplificatori, i formatori ed i filtri; alla seconda gli oscillatori ed i generatori di clock. In seguito ci limiteremo a considerare solo circuiti reazionati negativamente a meno che non venga specificato diversamente.

Introdotta la topologia dei sistemi retroazionati e la loro classificazione, è possibile ora valutare quantitativamente la riproducibilità della funzione di trasferimento di un amplificatore realizzato secondo lo schema di H. S. Black. Differenziando la Eq. 6.6 rispetto ad A si ottiene:

$$\frac{dG}{G} = \frac{dA}{A} \frac{1}{1 - G_{loop}} \quad \text{Eq. 6.10}$$

Se il guadagno di anello è negativo, ed il modulo maggiore dell'unità, la variazione percentuale del trasferimento di andata $A(s)$ influenza poco o in maniera trascurabile il trasferimento G all'interno del sistema.

In definitiva, in un sistema reazionato negativamente, la riduzione del guadagno di un fattore pari ad $(1 - G_{loop})$ rispetto a quello del blocco di andata consente di rendere il circuito meno sensibile alle variazioni di A , proprio in ragione dello stesso fattore. Per un circuito reazionato positivamente e stabile ($0 < G_{loop} < 1$) si ha invece un trasferimento maggiore dell'andata, ma anche sensibile alle variazioni di A , in ragione del solito fattore $(1 - G_{loop})$.

Queste considerazioni hanno una immediata applicazione pratica. Supponiamo infatti di dover realizzare un amplificatore elettronico con un'elevata stabilità del guadagno (variazione del $\pm 0.1\%$). Non si potrebbe pensare di realizzare un simile amplificatore ad anello

aperto, adottando cioè lo schema della Fig. 6.6a. Infatti tutte le caratteristiche di un simile amplificatore dipenderebbero drasticamente dai parametri dei transistori che costituiscono l'amplificatore, degli elementi passivi utilizzati, dalla loro variazione con la temperatura, ecc. L'alternativa a questa soluzione è data da un circuito reazionato negativamente secondo lo schema della Fig. 6.7b. Se l'obiettivo del progetto è la realizzazione di un amplificatore di tensione con amplificazione di $100 \pm 0.1\%$, è molto facile ed economico realizzare uno stadio con amplificazione di $5 \cdot 10^4 \pm 50\%$ e reazionarlo negativamente con un guadagno d'anello $G_{loop} = 500$, ottenendo così l'amplificatore con i requisiti desiderati.

È importante sottolineare come la reazione negativa renda il trasferimento meno sensibile alle variazioni dei parametri del blocco di andata, ma non ha nessun effetto rispetto alla variazione della funzione di trasferimento $F(s)$ del blocco di reazione. Infatti, in base alla Eq. 6.8, è proprio la funzione di trasferimento $F(s)$ che determina la funzione di trasferimento del sistema. Quindi, affinché il trasferimento dell'amplificatore reazionato sia riproducibile, occorre preoccuparsi della riproducibilità dei parametri della funzione di trasferimento $F(s)$. Nella pratica questa condizione è facilmente soddisfatta realizzando il ramo di reazione con soli componenti passivi (in genere resistori), con tolleranze spinte. L'amplificazione $A(s)$ del blocco di andata deve, quindi, garantire esclusivamente un guadagno di anello elevato.

6.5 Effetto della reazione sulla banda

Finora, per introdurre le proprietà dei sistemi reazionati, ci si è limitati a considerare il comportamento di amplificatori reazionati in un intervallo di frequenze, sinteticamente indicato come centro banda o media frequenza, in cui le funzioni di trasferimento $A(s)$ ed $F(s)$ sono indipendenti dalla frequenza stessa. Ora, invece, estendiamo l'analisi al caso più generale, con l'obiettivo di determinare la funzione di trasferimento (f.d.t.) in frequenza di un circuito reazionato e l'influenza che su di essa ha la reazione.

Un amplificatore è stato classificato come reazionato negativamente se il segno del suo guadagno d'anello a media frequenza è negativo. Questa condizione esprime matematicamente il fatto che il segnale di reazione S_f ritorna al nodo sommatore esattamente in controfase con il segnale S_{in} applicato (Fig. 6.7a), generando il segnale di comando e del blocco di andata $A(s)$. Tuttavia, se nello stadio di andata e/o in quello di reazione sono presenti degli elementi reattivi, le funzioni $A(s)$ ed $F(s)$ non sono costanti ma, al variare della frequenza, mutano in modulo ed in fase. Quindi, in un amplificatore reale può esistere una frequenza per cui lo sfasamento addizionale introdotto dagli elementi reattivi sia di $\pm 180^\circ$ rispetto allo sfasamento di centro banda. Per questa frequenza il segnale di reazione ritorna al nodo sommatore in fase con il segnale applicato (Fig. 6.7b) e se il guadagno di anello, alla stessa frequenza, è maggiore di 1, il segnale viene anche amplificato. Tale situazione è ovviamente rigenerativa ed il sistema è instabile.

Queste considerazioni intuitive possono essere dimostrate matematicamente. In generale si può affermare che un sistema reazionato negativamente non è incondizionatamente stabile. La posizione dei poli della funzione di trasferimento (Eq. 6.6) dipende non solo dagli elementi reattivi presenti, ma anche dal valore del guadagno d'anello. L'informazione sulla stabilità è quindi contenuta integralmente nella funzione $G_{loop}(j\omega)$.

Prima di affrontare nella sua complessità il problema della risposta in frequenza di un circuito reazionato, è bene analizzare un caso particolare, a cui si è già fatto riferimento in precedenza. Si consideri un circuito reazionato con un solo polo nel ramo di andata, $A(s)$, e senza zeri. L'espressione $G(s)$ può essere calcolata analiticamente in base alla Eq. 6.6:

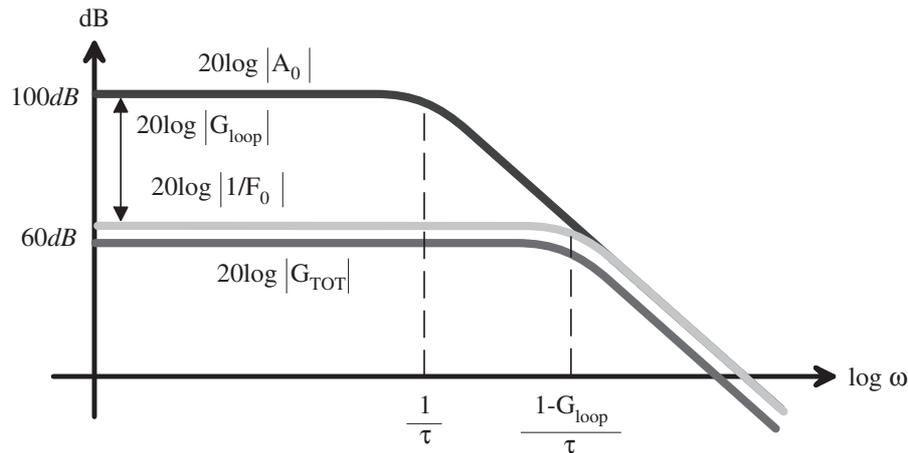


Fig. 6.8 Sistema a singolo polo reazionato negativamente: diagramma del modulo della funzione $A(j\omega)$, del trasferimento reale $G(j\omega)$ e del trasferimento ideale $1/F_0$.

$$G(s) = \frac{\frac{A_0}{1+s\tau}}{1 - \frac{A_0 \cdot F_0}{1+s\tau}} = \frac{A_0}{1 - A_0 \cdot F_0} \cdot \frac{1}{1 + s \frac{\tau}{1 - A_0 \cdot F_0}} \quad \text{Eq. 6.11}$$

Il polo di tale f.d.t. si trova alla frequenza $f = (1 - G_{loop}(0))/(2\pi\tau)$. Se il circuito è reazionato positivamente ed $A_0 \cdot F_0 > 1$, il polo è reale positivo ed il circuito è quindi instabile. Se invece $0 < A_0 \cdot F_0 < 1$, si ha un aumento del guadagno dell'amplificatore rispetto al valore A_0 , ma una riduzione della banda. Se invece la reazione è negativa, $A_0 \cdot F_0 < 0$, si ha la riduzione dell'amplificazione, ma contemporaneamente un aumento della banda passante in ragione della solita quantità $(1 - A_0 \cdot F_0) = (1 - G_{loop})$. È facile verificare che per questo sistema a singolo polo, il prodotto amplificazione banda (Gain Bandwidth Product, GBWP) resta costante, qualunque sia il valore di G_{loop} , e quindi, in fase di progetto, si può variare il guadagno di anello a seconda delle necessità riducendo più o meno il guadagno per ampliare la banda.

A rigore, questa semplice conclusione vale solo nel caso di un sistema a singolo polo. In generale, è ben più complicato determinare l'effetto della reazione sulle singolarità del circuito. Tuttavia, nello spirito del risultato appena ottenuto, si può genericamente affermare che la reazione negativa, accanto agli altri vantaggi in termini di stabilizzazione del trasferimento e di adattamento impedenziale, ha anche un effetto benefico sulla risposta in frequenza del circuito in quanto tende ad ampliarne la banda.

La Fig. 6.8 riporta l'andamento del modulo del guadagno di andata $A(j\omega)$, del trasferimento reale $G(j\omega)$ e del trasferimento ideale $-(1/F_0)$ per il sistema a singolo polo reazionato negativamente. La distanza tra la curva di $A(j\omega)$ e la retta $|1/F_0|$ è proprio:

$$20\log|A_0/(1+j\omega\tau)| - 20\log|1/F_0| = 20\log|G_{loop}(j\omega)| \quad \text{Eq. 6.12}$$

e quindi rappresenta quantitativamente l'entità della reazione. La frequenza a cui $A(j\omega)$ attraversa la retta $1/F_0$ è la frequenza alla quale $|G_{loop}(j\omega)| = 1$.

A bassa frequenza, dove $|G_{loop}(j\omega)| \gg 1$, il trasferimento reale $G(j\omega) \cong -(1/F_0)$. Al diminuire di $|G_{loop}(j\omega)|$, $G(j\omega)$ si scosta sempre più sensibilmente da $-(1/F_0)$ e per $\omega \rightarrow \infty$ la curva di $|G(j\omega)|$ e quella di $|A(j\omega)|$ si sovrappongono, come ci si attende dalla Eq. 6.6 per $|G_{loop}(j\omega)| \rightarrow 0$.

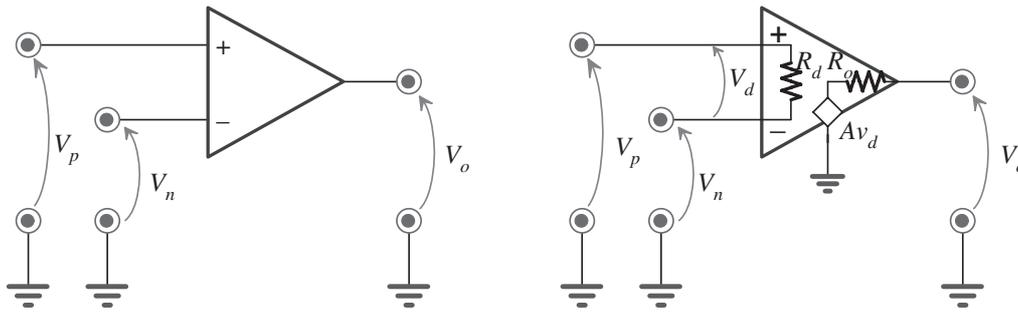


Fig. 6.9 L'OpAmp: schema circuitale (sinistra) e circuito equivalente (destra).

Ne consegue che solo per frequenze basse, dove $|G_{loop}(j\omega)| \gg 1$, il trasferimento del sistema dipende dai soli elementi che intervengono nel blocco di reazione e quindi non è influenzato dalle tolleranze e dagli elementi attivi presenti nel blocco di andata. All'aumentare della frequenza invece il trasferimento torna ad essere influenzato dal blocco di andata.

6.6 Amplificatore operazionale (OpAmp)

L'amplificatore operazionale (Operational Amplifier) è un amplificatore differenziale di tensione con guadagno elevatissimo che viene ampiamente utilizzato come blocco amplificante nei circuiti retroazionati. Per tali circuiti è molto importante avere lo stadio amplificante con un altissimo guadagno, per ottenere un elevato guadagno d'anello. Nella progettazione dei circuiti analogici, l'OpAmp è molto utilizzato sia per le sue caratteristiche quasi ideali sia perché permette di amplificare, controllare e generare forme d'onda aventi frequenze che spaziano dalla continua fino a molti MHz. L'OpAmp consente inoltre di sviluppare in modo semplice le seguenti funzioni algebriche: somma, differenza, moltiplicazione, divisione, integrazione e derivazione.

Internamente l'amplificatore operazionale è composto da una serie di amplificatori a transistor, mentre la sua rappresentazione circuitale è mostrata in Fig. 6.9. Gli ingressi, identificati dai simboli + e -, si chiamano rispettivamente ingresso non invertente ed ingresso invertente. Le relative tensioni misurate rispetto a massa, si indicano rispettivamente con V_p e V_n , mentre la tensione d'uscita con V_o .

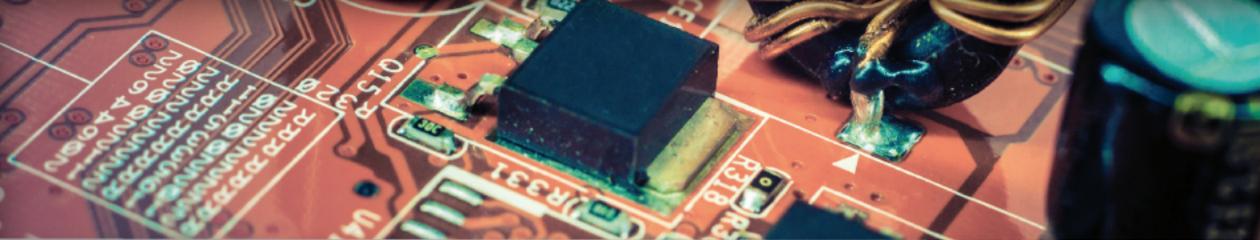
Ponendo una tensione diversa ai morsetti d'ingresso V_p e V_n , si ottiene un'uscita V_o legata alla tensione differenziale $V_d = V_p - V_n$, tramite il guadagno differenziale A_d . Applicando la stessa tensione ai due morsetti, l'uscita è legata alla tensione di modo comune $V_{cm} = (V_p + V_n)/2$ tramite il guadagno di modo comune A_{cm} .

Volendo sintetizzare il tutto in una singola formula si può scrivere:

$$V_o \cong A_d \cdot (V_p - V_n) + A_{cm} \cdot \left(\frac{V_p + V_n}{2} \right) \quad \text{Eq. 6.13}$$

Il rapporto espresso in dB tra A_d e A_{cm} è il CMRR già definito come:

$$CMRR \cong \left(A_d / A_{cm} \right)_{dB} = 20 \cdot \log_{10} \left(\frac{A_d}{A_{cm}} \right) \quad \text{Eq. 6.14}$$



Franco Zappa
Elettronica

per la progettazione di circuiti con diodi, transistori MOSFET, amplificatori operazionali, campionatori S&H, convertitori DAC e ADC, integrati digitali CMOS, reti combinatorie e sequenziali

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**.



www.edises.it
info@edises.it



€ 38,00

