Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino

Appunti universitari
Tesi di laurea
Cartoleria e cancelleria
Stampa file e fotocopie
Print on demand
Rilegature

NUMERO : 270 DATA : 05/03/2012

A P P U N T I

STUDENTE : Asiatici

MATERIA : Elettronica Applicata

Prof. Sansoè

Il presente lavoro nasce dall'impegno dell'autore ed è distribuito in accordo con il Centro Appunti.
Tutti i diritti sono riservati. È vietata qualsiasi riproduzione, copia totale o parziale, dei contenuti inseriti nel presente volume, ivi inclusa la memorizzazione, rielaborazione, diffusione o distribuzione dei contenuti stessi mediante qualunque supporto magnetico o cartaceo, piattaforma tecnologica o rete telematica, senza previa autorizzazione scritta dell'autore.

ATTENZIONE: QUESTI APPUNTI SONO FATTI DA STUDENTI E NON SONO STATI VISIONATI DAL DOCENTE.
IL NOME DEL PROFESSORE, SERVE SOLO PER IDENTIFICARE IL CORSO.

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 3 di 235

ELETTRONICA APPLICATA

PROF. CLAUDIO SANSOÈ

AA. 2011/2012

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 3 di 235

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 5 di 235

- schema completo, differenza nell'uscita dello stadio differenziale 30 ××
- circuiti con amplificatore operazionale
  - effetti di I_{OFF}, V_{OFF}, I_{BIAS} sull'uscita di un amplificatore non invertente dim. 31-32
  - amplificatore differenziale, difetti dim. 33-34
  - sommatore non invertente: progetto, difetti dim. 35-36 ×
  - sommatore generalizzato dim. 36 ×
  - sommatore invertente dim. 7
- risposta in frequenza dell'amplificatore operazionale
  - poli dell'operazionale 38
  - stabilità: margine di fase e di guadagno 38-40
  - condizione di stabilità di un a.o. dal diagramma di $|T|$ 40
  - compensazione ××
    - con filtro 40
    - a polo dominante 41
    - pole splitting 41
    - modalità di compensazione da parte del costruttore 42
  - prodotto banda guadagno ×× dim (non inv) 42-43
  - amplificatori current feedback 43
  - slew rate (dim) 43-44

Filtri attivi

- integratore
  - funzione di trasferimento, schema circuitale dim. 45
  - instabilità in bassa frequenza dim ($|T|$) 46
  - integratore con perdite / LPF attivo del I ordine dim 46-47
- derivatore
  - f.d.t., schema circuitale 47
  - instabilità in alta frequenza dim ($|T|$) 48
  - derivatore con perdite / HPF attivo del I ordine dim 48
- generalità sui filtri
  - filtri elementari ideali 52
  - f.d.t. realizzabili, cascate di celle elementari 52
- filtri attivi tempo continui del I ordine
  - passa basso 52
  - passa alto 52
  - passa banda a larga banda dim 52-53 o
  - rotatore di fase dim 53 o

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 5 di 235

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 7 di 235

Circuiti con amplificatore operazionale in linearità

- amplificatore da strumentazione
  - motivazioni per l'uso di amplificatori differenziali — 76
  - limiti dell'amplificatore differenziale — 76
  - amplificatore da strumentazione a 3 a.o.: costruzione passo passo, piedini aggiuntivi C — dim 77-78
  - amplificatore da strumentazione a 2 a.o.: 4 e 5 resistenze C, mancanza di simmetria X — dim 78-79
- amplificatore operazionale con alimentazione singola
  - scelta della continua di polarizzazione per ampl. invertente — dim 80
  - separazione del guadagno di segnale e continua, filtraggio dei disturbi — 81
  - amplificatore non invertente ad alimentaz. singola C xx — 81-82
- amplificatore logaritmico
  - schema con diodo, difetti — dim 83
  - utilizzo del transistor, eliminazione dell'effetto di I_s C — dim 83
  - prelievo dell'uscita da punto a bassa impedenza, aggiunta di offset, limitaz. della corrente di feedback Cxx — dim 83-87
- raddrizzatore a singola semionda/diodo ideale
  - schema base — 117
  - chiusura della reazione per $V_i < 0$ — 117
  - prelievo dell'uscita priva di V_γ, problemi di impedenza — 118-119
  - inversione della caratteristica d'uscita — 121
  - traslazione del punto angoloso — dim 121-122
- raddrizzatore a doppia semionda
  - circuito, equazioni di funzionamento — dim 122
  - scelta del guadagno dei due stadi — 122
  - traslazione del punto angoloso — dim 123

Amplificatore operazionale fuori linearità

- amplificatore operazionale non retroazionato
  - comparatore di tensione non invertente — 86
  - comparatore di tensione invertente — 86-87
  - base dei convertitori A/D — 87
  - problemi con ingresso rumoroso — 87
  - comparatore invertente con isteresi, soglie e ampiezza dell'isteresi — dim 87-88
  - comparatore non invertente con isteresi, soglie e ampiezza dell'isteresi — dim 88
- multivibratore astabile — dim 89
- generatore di onda triangolare
  - schema base C — dim 89
  - frequenza variabile — dim 91-92
  - offset variabile — dim 92-93

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 7 di 235

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 9 di 235

- comportamento dinamico del BJT
  - andamento di V_{BE} e V_{CE} in commutazione 106
  - riduzione del tempo di spegnimento
    - resistenza in parallelo alla base 106
    - condensatore 106
    - diodo Schottky 108-109
- comportamento dinamico del MOS
  - C_{GD} e C_{GS} 107
  - C_{GD} e effetto Miller 107
  - $V_{GS}(Q)$, Q_G 107
  - gestione dei MOS in commutazione 107-108
  - riduzione dell'overshoot 108
- interruttori bidirezionali
  - prestazioni dell'NMOS al variare della tensione da trattare dim 109
  - prestazioni del PMOS, duale all'NMOS dim 109-110
  - transmission gate, $G_{ON}(V_C)$ dim 110

Circuiti logici

- V_{OH}, V_{OL}, I_{OH}, I_{OL}, V_{IH}, V_{IL}, V_{IHL}, I_{IL} e relativi versi 111-112
- compatibilità tra porte logiche
  - margine di rumore 112
  - fan in - fan-out 112
- Famiglie logiche
  - cenni storici 113-114
  - confronto tra LS e HC 114-115
- (schema circuitale di inverter TTL) 115
- modelli astratti di stadi di uscita
  - totem pole 115
  - 3-state 115
  - open collector/open drain, utilizzi, wired-or 116
- stadi d'ingresso
  - isteresi 116
  - diodi di clamp 116-117
- inverter NMOS, difetti 117
- inverter CMOS in logica statica complementare xx
  - transcarattteristica a vuoto, regioni di funzionamento 118-119
  - V_{INV} 119
  - dimensioni dei PMOS 119

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 9 di 235

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 11 di 235

- contatori
  - a 1 bit 132
  - ripple clock, problemi C 132
  - contatore sincrono con FF D e T 132-133
- interfacciamento con carichi
  - relè logico, diodo di protezione 134
  - porta open collector
    - corrente bassa 134
    - corrente alta 135
  - carico low side
    - Darlington 133-134
    - 3 BJT (2 NPN+1 PMP) CXX 135
    - Mos 135-136
      - Mos driver 136
  - carico high side
    - NPN, problemi X 136
    - darlington + NPN, problemi 137
    - PNP+NPN CXX 137
    - PNP di potenza XX 137
    - PMOS, riduzione della V_{GSon} 137
    - NMOS, problemi legati alla $V_{GSon} \rightarrow V_G > V_{AL}$
      - trasformatore in saturazione, limiti all'uso C 138
      - Mos driver + condensatore di bootstrap, limiti all'uso C XX 138
      - pompa di carica C 139

Isolamento galvanico

- scopo 139
- isolamento con trasformatore
  - in linearità
    - condizione di funzionamento in linearità 139
    - circuito C 140
    - caratteristiche del segnale in ingresso 140
    - duty cycle del segnale d'ingresso 140
  - in saturazione
    - circuito C 140
    - funzionamento, limiti 141
  - modulazione (circuiti) C 141
- isolamento con condensatore
  - trasmissione differenziale, limiti in tensione 141

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 11 di 235

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 13 di 235

- resistenza NTC 150
- regolatore di tensione dissipativo
  - schema concettuale 153
  - regolatore parallelo con diodo Zener dim 153-154
    - difetti
    - regolazione di carico e di linea
    - utilizzo come riferimento di tensione
  - regolatore serie
    - schema elettrico visto come amplificatore con stadio di potenza 155
    - regolazione di carico e di linea 155
    - V_{REF}
      - * possibili problemi di regolazione di linea → soluzione 155-156
      - * circuito di start-up 156
    - protezione dai cortocircuiti in uscita 156
    - protezione dal surriscaldamento 157
    - ingressi di sense 157
    - drop-out 157
      - * limitazione del rendimento
    - aumento della tensione d'uscita dim 158
  - regolatori LDO
    - con MOS 158-159
      - * $V_{GS} > 2V_{BE}$
      - * pompa di carica
      - * vantaggi e svantaggi
    - con PNP 159-160
      - * circuito
      - * problemi di stabilità
- regolatori switching
  - stabilità 163
  - schema a blocchi 164
  - topologie 164
  - convertitore buck
    - circuito 164
    - controllo dello switch 164
    - CCM e DCM 165
    - modo CCM dim 165-167
      - * $V_o(V)$
      - * condizioni su L per lavorare in CCM

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 13 di 235

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 15 di 235

Sistemi di acquisizione dati

- importanza della precisione 175
- richiami di teoria dei segnali 175
  - teorema del campionamento
  - campionamento con porte, non ideale → sovracampionamento
  - filtro di ricostruzione
- quantizzazione 176 177
  - relazione tra valori analogici e digitali XX
  - quantizzazione uniforme
  - LSB
  - errore di quantizzazione senza e con clipping XX
  - errore di quantizzazione come rumore uniforme → σ^2 XX dim
  - SNR_q per segnali triangolari, sinusoidali, onde quadre dim
  - quantizzazione logaritmica
  - $SNR_q(N)$ e $SNR_q(V_i)$
- schema a blocchi di un sistema di acquisizione dati completo 178
- schema a blocchi del sistema di ricostruzione (D/A) 178
- convertitore D/A
  - caratteristica ideale, per punti
  - errori lineari 179
    - guadagno
    - offset
    - giunto degli effetti
  - errori non lineari 179
    - DNL
    - INL
    - giunti degli effetti
  - non monotonicità 180
  - condizione sufficiente per avere non monotonicità
  - numero di bit effettivi
  - tempo d'assesto
  - glitch
  - convertitore D/A potenziometrico 181
    - circuito
    - pregi e difetti
  - convertitore D/A a resistenze pesate 181-182
    - implementazione della notazione posizionale

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 15 di 235

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 17 di 235

- convertitore ad approssimazioni successive 187-188
  - tipo di ricerca implementato
  - schema a blocchi
  - modalità di funzionamento
  - tempo di conversione
  - necessità di un S/H
  - terminali ausiliari
- sample & hold
  - informazioni generali 189-190
    - scopo del circuito
    - fasi di funzionamento
    - funzionamento ideale
    - non idealità
      - in fase di sample
        - errori tipici degli amplificatori
      - sample → hold
        - tempo di apertura
        - jitter d'apertura
        - errore d'apertura
        - errore di piedistallo
      - in fase di hold
        - errore di decadimento
        - errore di attraversamento / feedthrough
      - hold → sample
        - tempo d'assetto
      - andamento generale in funzione di C_H
  - schema base 191
    - decadimento
    - riduzione banda passante
  - inserimento dei voltage follower 191
    - errori residui
  - sample & hold a integratore 191
    - circuito
    - funzionamento
    - scopo dei diodi
  - ADC con S&H integrati 192

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 17 di 235

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 19 di 235

- scelta della resistenza d'ingresso in base a
  - * max corrente erogabile dall'operazionale
  - * corrente di bias
- scelta della resistenza di feedback
  - * tensione d'uscita dell'operazionale sempre all'interno della dinamica d'uscita
- tensione di offset dello stadio amplificatore
  - * dal punto a deriva termica nulla
- guadagno dello stadio amplificatore

- generatore d'onda triangolare a parametri variabili 90-92
  - resistenze del comparatore dell'ordine delle decine-centinaia di kΩ
  - C → R
  - frequenza variabile: variazione di V_{ri} con potenziometro e partitore
    - * $R_{eq_{max}} \ll R$
  - offset variabile offset al comparatore
  - duty cycle variabile: variazione della corrente di carica e di scarica di C

- raddrizzatore a doppia semionda 123
  - guadagno a sinistra del punto angoloso
  - traslazione y della caratteristica (da $V_o(V_i=0)$)
  - guadagno a destra del punto angoloso
  - traslazione x della caratteristica (annullamento corrente in ingresso nel punto angoloso)

- dimensionamento resistenza di pull-up 126-127
  - limite superiore: stato di correnti e tensioni a livello alto
  - limite inferiore: correnti a livello basso nel worst case
  - dissipazione di potenza in R_{pu}
  - velocità della commutazione 0→1

- interfacciamento porta logica-LED 128
  - pilotaggio low side
  - dimensionamento di R

- interfacciamento porta logica-carico che assorbe 1A 133-134
  - scelta del Darlington (2 possibilità)
  - correnti di base (distinzione tra transistor in linearità e in saturazione)
  - R_B
  - resistenza di spegnimento (qualche kΩ)

- alimentatore tradizionale senza trasformatore con e senza PFC 150-153
  - corrente e resistenza nel carico
  - scelta di C dal ripple (approssimare con scarica a corrente costante per tutt'un semiperiodo)

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 19 di 235

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 21 di 235

4/10/2011

Relazione: - nomi dei partecipanti all'esperienza, data
- n° del gruppo (8:00)
- strumenti utilizzati
- stima, anche non troppo precisa, delle incertezze
- su carta e firmata dai partecipanti
- non è ~~esatto~~ necessario svolgere tutti i punti

Prof. Claudio Sansoè

Laboratori: 10 laboratori, 2 possibilità di recupero e metà e fine semestre Venerdì LE07.1, martedì LE04. Relazione entro il laboratorio successivo, ogni relazione calcolata in 30 minuti, se ne possono fare fino a due. I migliori 8 fanno media nel voto di laboratorio che pesa per il 20% sul voto finale.

Esame: Orale

- prima parte: 1 esercizio da mezz'ora, un progetto almeno da impostare
- seconda parte: orale vero e proprio, in ordine di consegna dello scritto. Altre due domande

Oltre alla prenotazione sul Portale si riceverà una mail con un link per prenotare il giorno effettivo dell'esame per tutto il mese della sessione (la prima metà è il 1° appello, la seconda il 2°). Si sceglie il periodo di 2 giorni in cui si vuole dare l'esame. Ogni mezza giornata passano 10 persone, il sistema sceglie in automatico ora e quale dei due giorni ci sarà l'esame.
Ci si può cancellare fino alle 24 del giorno precedente.
Il voto d'esame è la media dei voti delle 3 domande (1 parte e 2 nella 2), il voto finale ~~contiene~~ tiene conto anche del laboratorio.

Materiale:

- Sedra Smith
- Rashid, Microelectronics / Electronics..., Apogeo (in ITA)
- Elettronica di Millman (vecchio), 4a ed.

} di consultazione

- dispense nel materiale

Programma del corso:

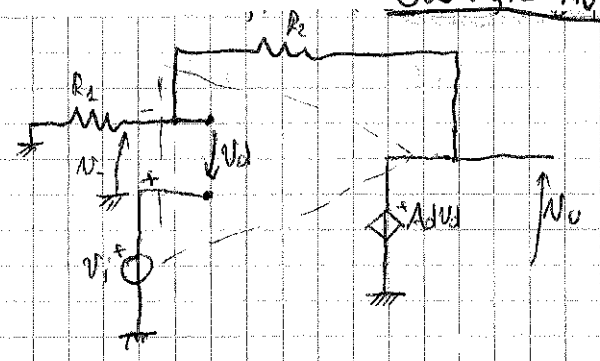
- Amplificatore operazionale (I P.D.)
  - strutture
  - amplificatori
  - filtri attivi TC (time-continuous) / SC (switched-capacitors)
  - circuiti a reazione non lineare
  - comparatori
  - generatore di forme d'onda
  - oscillatori sinusoidali

} applicazioni

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 21 di 235

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 23 di 235

Guadagno A_v finito



$A_d = \infty$ e v_o finito $\Rightarrow v_d = 0$

$\boxed{A_d < \infty \Rightarrow v_d \neq 0}$

① $v_- = v_i - v_d$

② $v_o = A_d v_d \Rightarrow v_d = \frac{v_o}{A_d}$

③ $v_- = v_o \beta$

①=③ ② $\quad v_o \beta = v_i - \frac{v_o}{A_d} \qquad v_o\left(\beta + \frac{1}{A_d}\right) = v_i$

$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{A_d}{1+\beta A_d} = \frac{1}{\beta} \cdot \underbrace{\frac{A_d \beta}{1+\beta A_d}}_{\text{termine dovuto ad } A_d < \infty}$$

$A_d \beta = T$ guadagno d'anello del sistema reazionato

$$\boxed{A_v = \frac{v_o}{v_i} = \frac{1}{\beta} \frac{T}{1+T}} \rightarrow \text{errore rispetto al caso ideale}$$

aumentare A_v richiede di aumentare $\frac{1}{\beta}$ cioè diminuire $\beta \Rightarrow T$ si riduce

$\Rightarrow$ l'errore $\frac{1}{1+T}$ sul guadagno rispetto al caso ideale è grande

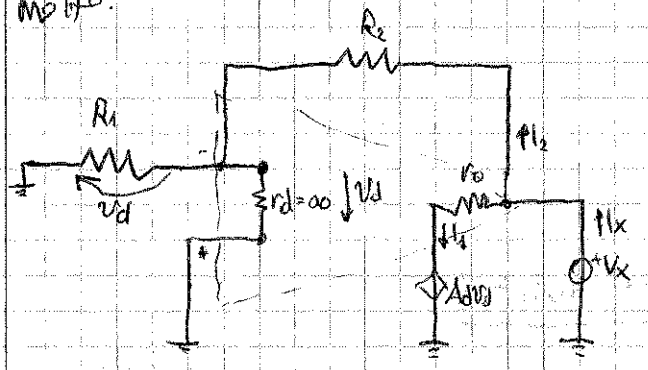
$\Rightarrow$ <u>non conviene imporre guadagni troppo alti</u> (rispetto a A_d)

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 23 di 235

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 25 di 235

Resistenza d'uscita non nulla

Per semplicità supponiamo $r_d = \infty$, con r_d finito i risultati non cambiano molto.



$R_1 + R_2 \gg r_o$

$\downarrow$

$I_2 \ll I_1 \Rightarrow$ trascuriamo I_2 (tanto I_2 abbasserebbe ulteriormente l'impedenza d'uscita, quindi otteniamo una stima per eccesso di R_{out})

$$I_x \simeq I_1 = \frac{V_x - A_d v_d}{r_o}$$

ma $v_d = -\beta V_x$

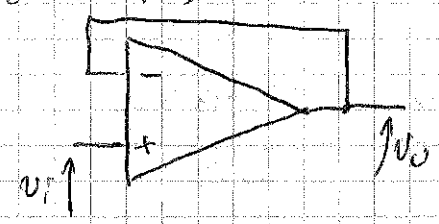
$$I_x = \frac{V_x + \beta A_d V_x}{r_o} = V_x \frac{1+T}{r_o}$$

$$\boxed{R_u = \frac{V_x}{I_x} = \frac{r_o}{1+T}}$$ $\Rightarrow$ l'impedenza d'uscita è ridotta da T, tipicamente grande

R_u bassa, R_{in} alta, A_v che dipende praticamente solo dalla rete di reazione $\Rightarrow$ ottimo amplificatore di tensione

Voltage follower

È un caso particolare dell'amplificatore non invertente con $R_1 = \infty$ e $R_2 = 0$ ($\beta = 1$)



Serve a separare le impedenze: presenta un'alta impedenza d'ingresso e una bassa impedenza d'uscita, con $v_u = v_i$

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 25 di 235

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 27 di 235

$$= -\frac{R_2}{R_1}\,\frac{A_d}{\frac{R_2}{R_1}+1+A_d}$$

Metodo alla bragna:

$$I_i = \frac{V_i+V_d}{R_1} = -\frac{V_d+V_u}{R_2}$$

$$V_d = \frac{V_u}{A_d}$$

$$\frac{V_i}{R_1} = -\frac{V_u}{A_dR_1} - \frac{V_u}{A_dR_2} - \frac{V_u}{R_2}$$

$$V_i = -V_u\left(\frac{1}{A_d}+\frac{R_1}{A_dR_2}+\frac{R_1}{R_2}\right)$$

$$\frac{V_u}{V_i} = -\frac{A_dR_2}{R_2+R_1+A_dR_1} = -\frac{R_2}{R_1}\,\frac{A_d}{1+A_d+\frac{R_1}{R_2}}$$

$\frac{1}{\beta}$

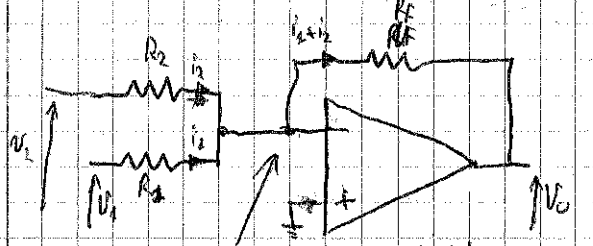
$$\frac{V_u}{V_i} = -\frac{R_2}{R_1}\,\frac{1}{1+\frac{1}{\beta A_d}} = \boxed{-\frac{R_2}{R_1}\,\frac{T}{1+T}}$$

errore sul guadagno come nell'amplificatore non invertente

Si può ancora riscrivere

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{1}{\beta}-1 \Rightarrow \frac{V_u}{V_i} = \left(1-\frac{1}{\beta}\right)\frac{T}{1+T}$$

Sommatore invertente



è a 0V (amp. ideale) indipendentemente dagli ingressi

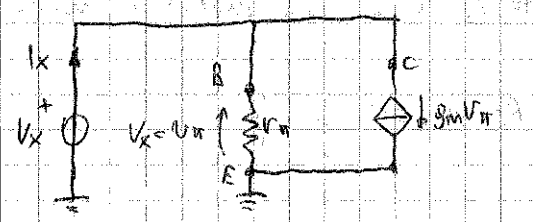
$$V_u = -\frac{R_f}{R_1}V_1 - \frac{R_f}{R_2}V_2$$

in generale: $\boxed{V_u = -\sum_{i=1}^{n}\frac{R_f}{R_i}V_i}$

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 27 di 235

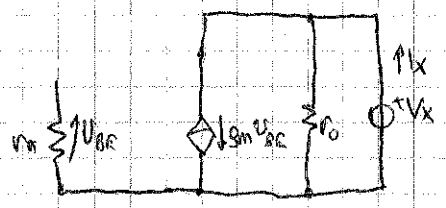
© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 29 di 235

I_R e I_o restano quindi in rapporto costante, col vantaggio che l'impedenza vista da I_R è bassa mentre quella in cui scorre I_o è alta, cioè è un ottimo generatore di corrente.
Infatti, per quanto riguarda l'impedenza d'ingresso:



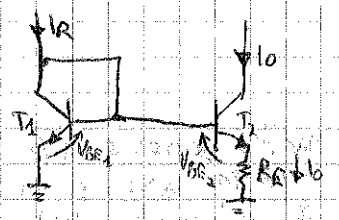
se $I_B = 0$ $(r_\pi = \infty)$ $\quad I_x = g_m V_x \quad Z_i = \frac{V_x}{I_x} = \frac{1}{g_m} = \frac{V_x}{I_R}$ (bassa)

Impedenza d'uscita:



$V_{BE} = 0 \Rightarrow Z_o = r_o$ (alta, $\approx 10^5 \div 10^6\,\Omega$)

Con questo circuito si può avere $\frac{I_R}{I_o}$ di qualche unità (o frazione di unità), per avere rapporti più grandi o più piccoli bisogna realizzare collegamenti diversi. Il modo più semplice è il seguente:



Specchio attenuatore

Se, come prima, $I_B \simeq 0$ e $I_C \simeq I_E$, $\quad I_o = \frac{V_{BE1} - V_{BE2}}{R_E}$

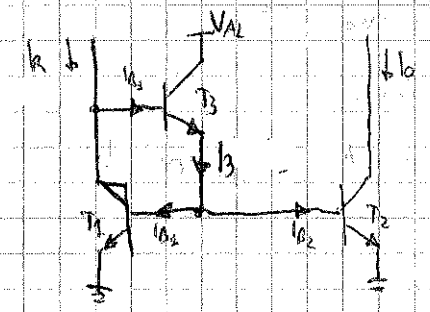
$I_E = I_S\, e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} \Rightarrow V_{BE1} = V_T \ln \frac{I_R}{I_{S1}}$, $\quad V_{BE2} = V_T \ln \frac{I_o}{I_{S2}}$

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 29 di 235

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 31 di 235

Riduzione dell'influenza di β (specchio di corrente di precisione)

Si utilizza un transistor in più:



Consideriamo sempre $A_1 = A_2 = A_3$ e supponiamo β_i grandi ($\beta_i \simeq \beta_i + 1$) e simili ($\beta_i = \beta$).

$I_{E_3} = I_{B_1} + I_{B_2}$ ma la corrente sottratta da I_R non è più $I_{B_1} + I_{B_2}$ ma

$\frac{I_{E_3}}{\beta_3} = I_{B_3}$

(1) $I_{B_3} = \frac{I_{B_1} + I_{B_2}}{\beta}$

(2) β uguali, I_E uguali => I_B uguali

(8) (2)=(1) $I_{B_3} \simeq \frac{2 I_{B_1}}{\beta}$

(3) $I_{E_1} = \underbrace{I_R - I_{B_3}}_{I_{C_1}} + I_{B_1}$

(4) $I_{E_2} = I_o + I_{B_2}$

(3)=(4) $I_{E_1} = I_{E_2}$ => $I_R - I_{B_3} + I_{B_1} = I_o + I_{B_2}$

(5) $I_{B_1} = \frac{I_{C_1}}{\beta} = \frac{I_R - I_{B_3}}{\beta}$

(6) $I_{B_2} = \frac{I_o}{\beta}$

(3)=(4) $I_R - I_{B_3} + \frac{I_R - I_{B_3}}{\beta} = I_o + \frac{I_o}{\beta}$ (7) $(I_R - I_{B_3})\cancel{\left(1 + \frac{1}{\beta}\right)} = I_o \cancel{\left(1 + \frac{1}{\beta}\right)}$

(5) (6)

(8)→(7) $I_R - \frac{2 I_{B_1}}{\beta} = I_o$ $\quad I_{B_1} \simeq \frac{I_R}{\beta}$ $\quad (I_R - I_{B_3} \simeq I_R)$

$I_R\left(1 - \frac{2}{\beta^2}\right) = I_o$ $\quad \boxed{\frac{I_R}{I_o} = \frac{1}{1 - \left(\frac{2}{\beta^2}\right)}}$ → termine di errore molto più piccolo (se β è abbastanza grande) => questo specchio è β volte più preciso dell'altro

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 31 di 235

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 33 di 235

M1 è sicuramente in sat. ($V_{GS1} = V_{DS1}$ quindi)

Assumiamo V_{DS1}, V_{DS2} tali da mantenere i transistor in saturazione, $\lambda = 0$, V_{TH} uguali, C_{ox} e μ uguali

$$I_R = K_1 (V_{GS} - V_{TH})^2$$

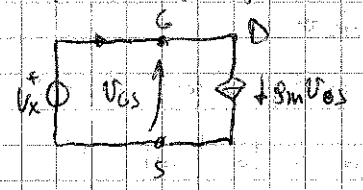
$$I_O = K_2 (V_{GS} - V_{TH})^2$$

$$\frac{I_R}{I_O} = \frac{K_1}{K_2} = \frac{\cancel{\frac{1}{2}\mu C_{ox}} \frac{W_1}{L_1}}{\cancel{\frac{1}{2}\mu C_{ox}} \frac{W_2}{L_2}}$$

$$\boxed{I_O = I_R \frac{W_2}{L_2} \frac{L_1}{W_1}}$$

il rapporto di specchiaggio dipende dalle dimensioni dei transistor, molto più modificabili rispetto alle aree dei BJT e quindi non occorrono meccanismi aggiuntivi per variare $\frac{I_R}{I_O}$ (come la R_B per i BJT)

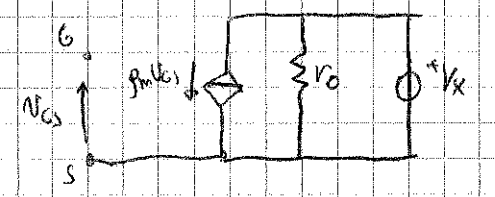
Impedenza d'ingresso:



$$\boxed{Z_i = \frac{1}{g_m}}$$

$$g_m = \frac{\partial I_R}{\partial V_{GS}} = 2K_1 (V_{GS} - V_{TH}) = \frac{2 I_R}{V_{GS} - V_{TH}}$$

Impedenza d'uscita:



$$g_o = \frac{\partial I_D}{\partial V_{DS}} = \lambda K_2 (V_{GS} - V_{TH})^2 \simeq \lambda I_O$$

$$\boxed{Z_u = r_o = \frac{1}{\lambda I_O}}$$

In alcune applicazioni Z_u può risultare troppo piccola; esistono varianti del circuito che permettono di aumentarla.

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 33 di 235

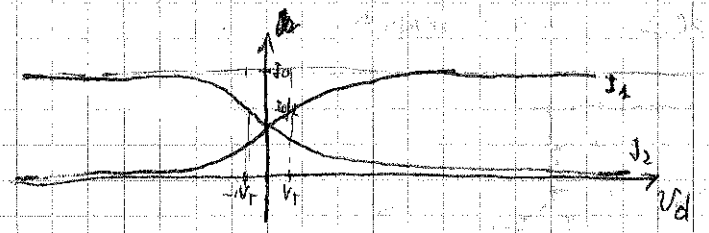
© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 35 di 235

$$I_1 = I_2 e^{\frac{v_d}{V_T}}$$

$$I_0 = I_1 + I_2$$

$$I_2\left(1+e^{\frac{v_d}{V_T}}\right) = I_0$$

$$\boxed{\begin{aligned} I_2 &= \frac{I_0}{1+e^{\frac{v_d}{V_T}}} \\ I_1 &= \frac{I_0 e^{\frac{v_d}{V_T}}}{1+e^{\frac{v_d}{V_T}}} \end{aligned}}$$



$(I_1 + I_2 = I_0)$

Il comportamento è esponenziale, ma è ragionevolmente lineare per v_d vicino a 0 ($|v_d| < V_T$). A $\pm 4V_T$ la situazione è praticamente già di saturazione (una corrente è nulla, l'altra è I_0).

Calcolo del guadagno:

$$I_1 = \frac{I_0}{2} + \left.\frac{\partial I_1}{\partial v_d}\right|_{v_d=0} v_d = \frac{I_0}{2} + g_{m_0} v_d$$

$$I_2 = I_0 - I_1 = \frac{I_0}{2} - g_{m_0} v_d$$

$v_d \to 0$ (comportamento lineare)

$$I_1 - \frac{I_0}{2} = I_1 - \frac{I_1+I_2}{2} = \frac{I_1 - I_2}{2} = \frac{I_0\left(e^{\frac{v_d}{V_T}} - 1\right)}{2\left(1+e^{\frac{v_d}{V_T}}\right)} = \frac{I_0}{2}\,\frac{e^{\frac{v_d}{V_T}} - 1}{e^{\frac{v_d}{V_T}} - 1} = \frac{I_0}{2}\tanh\left(\frac{v_d}{2V_T}\right)$$

$$I_1 = \frac{I_0}{2}\left(1 + \tanh\left(\frac{v_d}{2V_T}\right)\right)$$

$$I_1 \simeq \frac{I_0}{2} + \frac{I_0}{4V_T} v_d \qquad \boxed{g_{m_0} = \frac{I_0}{4V_T}}$$

$$\frac{I_0}{2}\,\frac{\partial \tanh}{\partial v_d}\left(\frac{v_d}{2V_T}\right)$$

(volendo si poteva calcolare $\left.\frac{\partial}{\partial v_d}\left(\frac{I_0 e^{\frac{v_d}{V_T}}}{1+e^{\frac{v_d}{V_T}}}\right)\right|_{v_d=0}$)

$$V_{C_1} = V_{AL} - R_C I_1 = V_{AL} - R_C\left(\frac{I_0}{2} + g_{m_0} v_d\right)$$

$$V_{C_2} = V_{AL} - R_C I_2 = V_{AL} - R_C\left(\frac{I_0}{2} - g_{m_0} v_d\right)$$

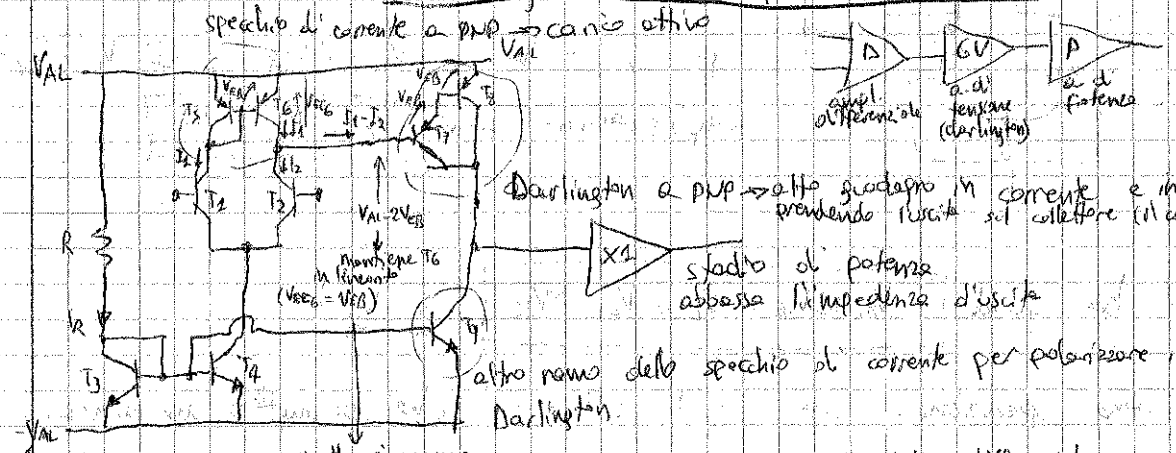
$\boxed{V_{C_1} - V_{C_2} = 2R_C g_{m_0} v_d}$ → prendendo uscita differenziale si raddoppia il guadagno dello stadio differenziale

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 35 di 235

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 37 di 235

Prendendo come uscita $V_{C1} - V_{C2}$ (uscita differenziale) A_c si annulla.

Schema generale di amplificatore operazionale



inoltre è comunque una tensione alta, che permette elevata dinamica dello stadio differenziale (Vd deve essere piccolo, ma V_1 e V_2 devono poter avere la max dinamica possibile) (deve essere alta la dinamica di modo comune, quella di Vd è tanto piccola dalla rete di reazione esterna all'ao)

$A_d = -R_c g_{mo}$

A_d grande => R_c grande => grossa caduta di tensione su R_c, in cui scorre $\frac{I_0}{2}$

=> la tensione sulle basi dei transistor dell'amplificatore differenziale non può superare V_c, per non mandarli in saturazione => riduce dinamica di modo comune d'ingresso

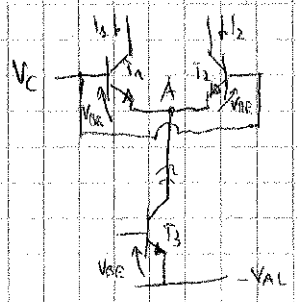
Inoltre, R_c grande => A_c grande (CMRR piccolo) prendendo l'uscita single-ended

Per questo si utilizza un carico attivo costituito da uno specchio di corrente a pnp, la cui uscita è la differenza delle correnti I_1 e I_2.

In questo modo inoltre si preleva un'uscita differenziale, coi relativi vantaggi in termini di guadagno e CMRR.

Dinamica di modo comune

Valutiamo la dinamica di V_c collegando insieme le basi di T_1 e T_2:



$V_A = V_C - V_{BE}$ $\quad V_C = V_A + V_{BE}$

V_A deve però essere tale da mantenere T_3 in linearità, cioè deve essere $V_A \geq V_{B3} = -V_{AL} + V_{BE}$

=> $\boxed{V_C \geq -V_{AL} + 2V_{BE}}$ limite inferiore

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 37 di 235

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 39 di 235

T_J dipende da:

- P_D
- θ_{JA} resistenza termica giunzione - ambiente, indica di quanti gradi aumenta T_J per ogni watt da dissipare

secondo la formula: $\boxed{\Delta T = T_J - T_A = \theta_{JA} P_D}$

Esiste una T_{JMAX} che non dev'essere superata: per dispositivi al silicio $\boxed{T_{JMAX} = 150\,°C \div 200\,°C}$ ed è determinata dalle saldature interne al dispositivo (tra silicio e piedini) e dalle differenze tra coefficienti di dilatazione termica di silicio e metallo su cui è posizionato.

Poiché esiste una T_{JMAX} esiste una $P_{DMAX} = \frac{T_{JMAX} - T_A}{\theta_{JA}}$, dove T_A è tipicamente assunto a 25°C, che corrisponde alla potenza che con dissipazione in aria porta T_J a T_{JMAX}.

Per aumentare P_{DMAX} si utilizzano dissipatori di potenza, da montare sul contenitore del dispositivo. Il costruttore del contenitore fornisce infatti un valore θ_{JC} che corrisponde alla resistenza termica che ha il dispositivo quando è collegato a un dissipatore infinito (C = case), per cui vale

$\Delta T_{JC} = T_J - T_C = \theta_{JC} P_D$

T_C: temperatura del case del dispositivo

$\Delta T_{CA} = T_C - T_A = \theta_{CA} P_D$

θ_{CA} è la resistenza termica del dissipatore

$T_C = T_A + \theta_{CA} P_D$

$T_J = T_C + \theta_{JC} P_D$

$$\boxed{T_J = T_A + (\theta_{CA} + \theta_{JC}) P_D}$$

T_J: T_{JMAX}; T_A: T_{AMAX} (tip. 25°C); θ_{JC}: dal datasheet del componente; P_D: potenza da dissipare

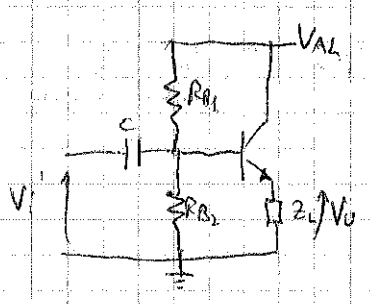
θ_{CA}: unica incognita

si calcola la max resistenza termica che può avere il dissipatore e in base ad essa si sceglie il dissipatore opportuno

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 39 di 235

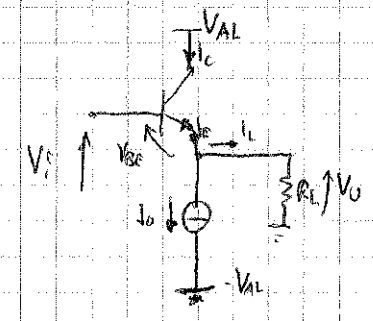
© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 41 di 235

Amplificatori in classe A



stadio amplificatore a collettore comune, esempio di classe A insieme all'emettitore comune

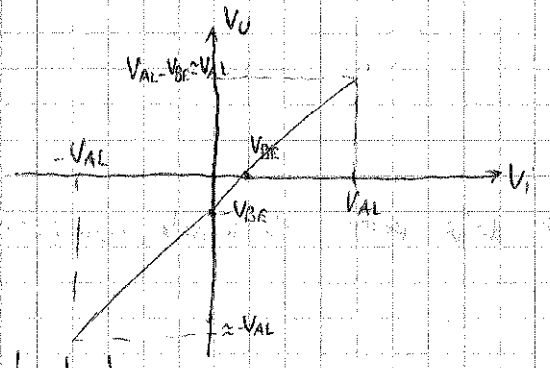
Circuito alternativo con V_U a valor medio nullo (per semplificare i calcoli)



$I_E \simeq I_C$

guadagno $A_V \simeq 1$ $(V_U = V_i - V_{BE})$

Transcaratteristica



$I_L = I_E - I_0$

$I_E \geq 0 \Rightarrow I_{L_{MIN}} = -I_0$

Se il segnale è sinusoidale converrebbe avere $I_{L_{MIN}} = -I_{L_{MAX}}$

Ma $I_{L_{MAX}} = \frac{V_{U_{MAX}}}{R_L} \simeq \frac{V_{AL}}{R_L} \Rightarrow I_{L_{MIN}} = -\frac{V_{AL}}{R_L} = -I_0 \Rightarrow I_0 = \frac{V_{AL}}{R_L}$ è la corrente di polarizzazione

$V_{U_{MAX}} \simeq V_{AL} - V_{BE}$

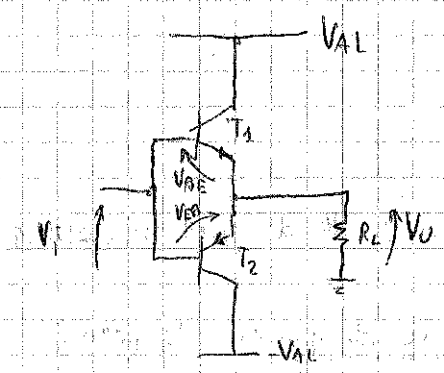
non conviene neanche con uno specchio di corrente, perché deve poi essere grande e si dissiperebbe molta potenza

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 41 di 235

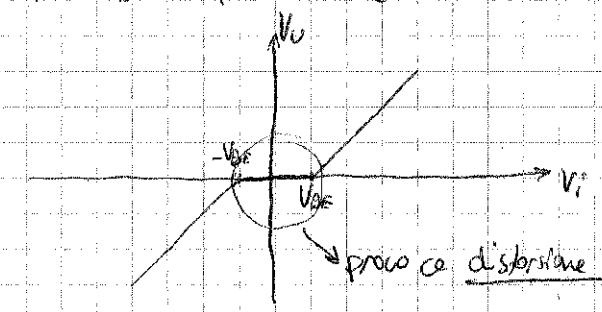
© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 43 di 235

Amplificatore in classe B

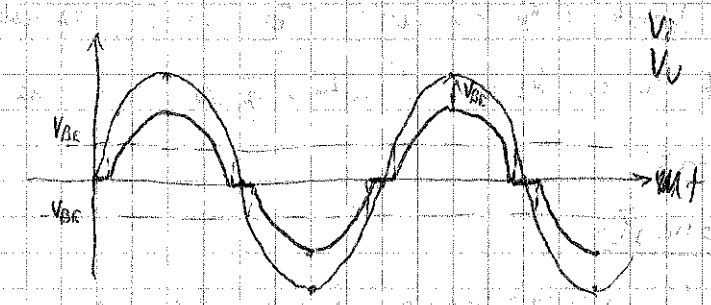
Il basso rendimento del classe A è dovuto al fatto che la corrente di polarizzazione deve compensare I_L anche negative. Occorre cercare di eliminare I_0.



In questo modo l'npn si occupa di amplificare le semionde positive ($V_i > V_{BE}$) producendo una $V_U = V_i - V_{BE}$. Se $V_i < V_{BE}$ T_1 si spegne, ma se $V_i < -V_{EB}$ si polarizza T_2 in linearità, che produce una $V_U = V_i + V_{EB}$:



provoca distorsione da crossover



La distorsione di crossover si risolve passando alla classe AB.

Calcolo del rendimento

Consideriamo sempre segnali sinusoidali: $I_L = I_p \sin \omega t$, ... [calcoli come nel classe A].

$$P_U = \frac{V_p I_p}{2} = \frac{V_p^2}{2R_L}$$

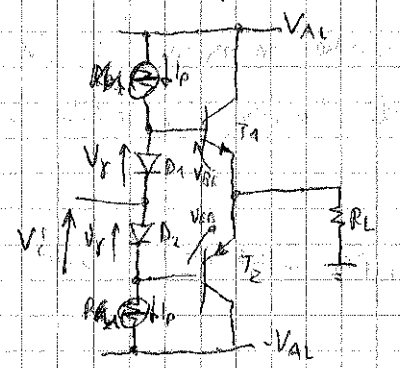
$I_{C_1} = I_L$ per $0 < t < \frac{T}{2}$
$I_{C_1} = 0$ per $\frac{T}{2} < t < T$

$$P_{AL+} = \frac{1}{T}\int_0^T V_{AL} I_{C_1}(t)\,dt = \frac{1}{T}\int_0^{T/2} V_{AL} I_L(t)\,dt = \frac{V_{AL}}{T}\int_0^{T/2} I_p \sin\omega t\,dt = \frac{V_{AL}}{T} I_p \frac{1}{\omega}\left[-\cos\omega t\right]_0^{T/2} =$$

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 43 di 235

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 45 di 235

Possibile implementazione:

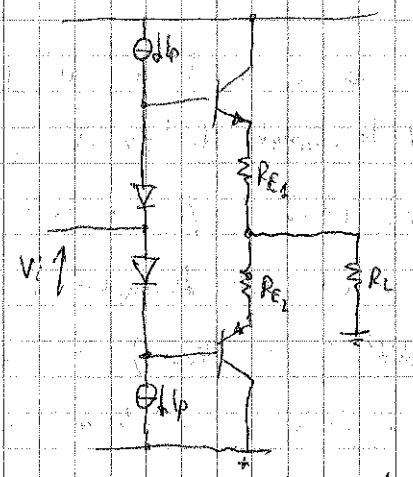


È affetto dal problema della fuga termica:

- a temp. ambiente $V_\gamma \simeq V_{BE}$
- T_1 e T_2 dissipano potenza => V_{BE} e V_{EB} scendono
- ~~la~~ non quando $V_i = 0$, ~~bisogna~~ poiché $V_{BE} < V_\gamma$ T_1 e T_2 possono entrare in conduzione lo stesso la passerà più nel transistor che nel diodo => I_{C1} cresce, $I_{C2} \simeq I_{C2}$ crescono
- la dissipazione aumenta, V_{BE} e V_{EB} diminuiscono ulteriormente => feedback positivo, finché uno dei due transistor si brucia

Possibili soluzioni:

- accostare il diodo sul transistor per mantenerli allo stesso T => non basta
- ~~reazione~~ inserire una reazione negativa che compensi quella positiva:

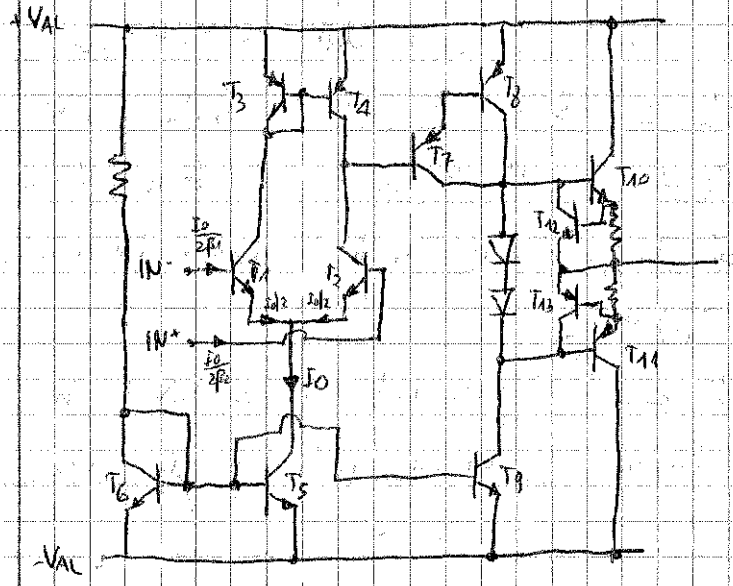


In questo modo un aumento di I_C riduce la V_{BE} del transistor a causa della caduta di tensione su R_E. La presenza delle R_E serve inoltre a ridurre la corrente in uscita in caso di cortocircuito sull'uscita. Per limitare la corrente

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 45 di 235

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 47 di 235

Schema completo di amplificatore operazionale a BJT



Se l'operazionale è a BJT è inevitabile che dai piedini d'ingresso entri una corrente, che è la corrente di polarizzazione che entra nelle basi di T_1 e T_2, costante (e piccola).

$$\underbrace{I_+ = \frac{I_0}{2\beta_2} \qquad I_- = \frac{I_0}{2\beta_1}}_{\text{dovrebbero essere uguali ma poiché il } \beta \text{ è poco controllabile di fatto non lo sono mai}}$$

Il costruttore dell'op amp fornisce un valore $\boxed{I_{BIAS} = \frac{I_+ + I_-}{2}}$ e un $\boxed{I_{OFFSET} = |I_+ - I_-|}$ (valori minimi, massimi e tipici)

$$I_+ = I_{BIAS} \pm \frac{I_{OFF}}{2} \quad , \quad I_- = I_{BIAS} \mp \frac{I_{OFF}}{2}$$

non si conosce il segno, si sa solo che differiscono per I_{OFF}

Lo stadio d'ingresso è quindi interessato da:

- I_{BIAS}
- I_{OFFSET}

Inoltre, cortocircuitando IN+ e IN- ($V_d = 0$) raramente si avrà $V_U = 0$, ma anzi tipicamente sarà a $\pm V_{AL}$. La tensione V_d che occorre applicare affinché $V_U = 0$ è detta <u>tensione di offset</u>. Anche di essa non si

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 47 di 235

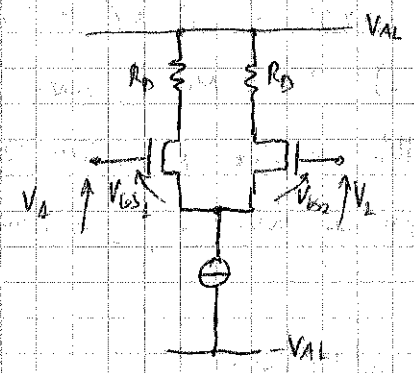
© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 49 di 235

Amplificatore operazionale a MOS

Nell'elettronica analogica i MOS non hanno soppiantato completamente i BJT: nel caso di operazionali l'uso di MOS ha le seguenti caratteristiche

- consumo minore
- basse correnti di polarizzazione
- maggiori tensioni di offset

Stadio differenziale a MOS



$v_d = V_1 - V_2 = V_{GS_1} - V_{GS_2}$

$I_1 = I_2 = \frac{I_0}{2}$ se i MOS hanno le stesse caratteristiche e $v_d = 0$

$$\begin{cases} V_{GS_1} = V_{GS_0} + \frac{v_d}{2} \\ V_{GS_2} = V_{GS_0} - \frac{v_d}{2} \end{cases} \quad \text{con } V_{GS_0} = V_{GS}\big|_{v_d=0}$$

$v_d = 0 \Rightarrow I_1 = \frac{I_0}{2} = K_n (V_{GS_0} - V_{TH})^2$

$v_d \neq 0 \Rightarrow I_1 = K_n \left(V_{GS_0} + \frac{v_d}{2} - V_{TH}\right)^2$ relazione $I_1(v_d)$ non lineare → linearizziamo per $v_d \approx 0$

$$\begin{cases} I_1 = \frac{I_0}{2} + g_{m0} v_d \\ I_2 = \frac{I_0}{2} - g_{m0} v_d \end{cases} \quad \text{con } g_{m0} = \frac{\partial I_1}{\partial v_d}\Big|_{v_d=0} = K_n (V_{GS_0} - V_{TH}) = \frac{I_0}{2(V_{GS_0} - V_{TH})}$$

Con ampio segnale anche in questo caso I_1 e I_2 saturano una a ϕ e l'altra a I_0.

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 49 di 235

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 51 di 235

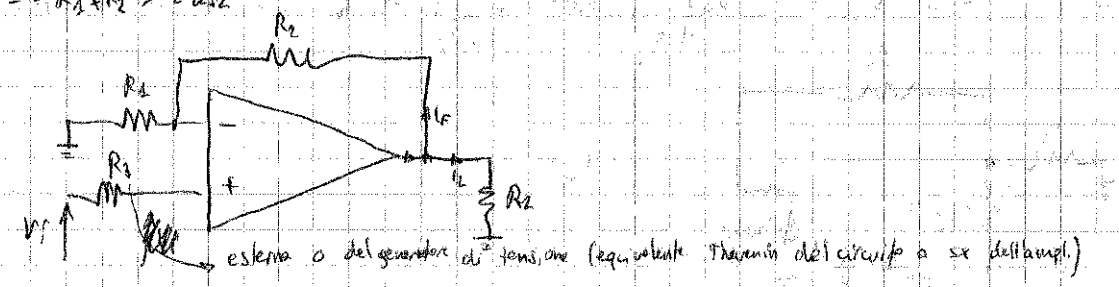
Absolute maximum ratings: tabella nel datasheet che indica i valori massimi che non devono essere superati per non danneggiare il dispositivo

$V_{AL} = \pm 15$ V ok ($V_{AL} = \pm 22$ V nell'absolute maximum ratings)

$R_L \geq 4\ k\Omega \Rightarrow R_L \geq 2\ k\Omega \Rightarrow |V_U| < 10$ V ~~ok~~ min $\rightarrow$ ok

(attenzione che la R_L vista dall'op amp è $R_L // (R_2+R_1)$, che dovrà essere $> 2k\Omega$)

$\Rightarrow R_1 + R_2 > 2\ k\Omega$



I_F dev'essere piccola: non contribuisce alla potenza fornita al carico. Deve solo garantire la stabilità del guadagno.

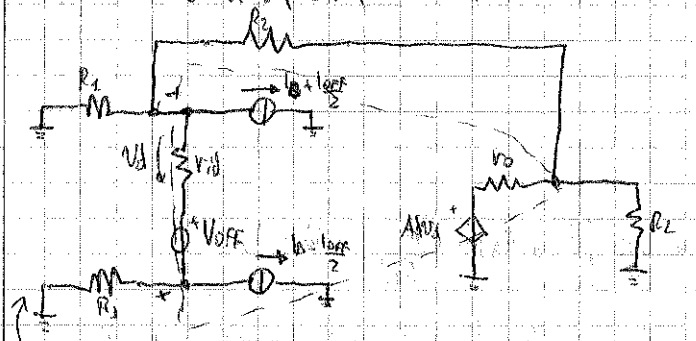
$|V_U| < 10$ V per $R_L \geq 2k\Omega \Rightarrow I_{UMAX} = \frac{10\ V}{2\ k\Omega} = 5$ mA (25 mA è la corrente di cortocircuito, ma non operiamo in cortocircuito)

Imponiamo che I_F non superi $\frac{I_{UMAX}}{10}$: $I_{FMAX} = 0{,}5$ mA

$\frac{V_{UMAX}}{R_1+R_2} \leq 0{,}5$ mA $\Rightarrow R_1+R_2 \geq \frac{10\ V}{0{,}5\ mA} = 20\ k\Omega \Rightarrow R_2 \geq 20\ k\Omega$ $\left(R_1 = \frac{R_2}{9}\right)$

Il limite superiore a R_2 si trova analizzando gli offset d'ingresso:

Modello dell'op.amp. che tiene conto dell'offset:



$V_i = 0$ (valutiamo gli effetti degli offset)

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 51 di 235

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 53 di 235

$R_2 = R_3 \frac{R_1+R_2}{R_1}$ $\qquad R_3 = \frac{R_2 R_1}{R_1+R_2} = R_1 // R_2$

Spesso quindi si inserisce una R_3 che annulli il contributo di I_B, che è il più significativo ($I_B > \frac{I_{OFF}}{2}$ tipicamente)

Se $R_3 = R_1 // R_2$: $\boxed{V_{uOFF} = V_{OFF} A_V + R_2 I_{OFF}}$ → il limite superiore a R_2 è dato dal massimo contributo ammissibile su V_{uOFF}. Ha senso che R_2 sia tale per cui $I_{OFF} R_2 \ll V_{OFF} A_V$ che non è annullabile
$\left(I_{OFF} R_2 < \frac{V_{OFF} A_V}{10}\right)$

$\Rightarrow R_2 \ll \frac{V_{OFF} A_V}{I_{OFF}} = \frac{6 \cdot 10^{-3} \cdot 10^{4}}{2 \cdot 10^{-7}} = 300\ k\Omega$ $\Rightarrow \begin{cases} R_2 < 30\ k\Omega \\ R_2 \geq 20\ k\Omega \end{cases}$ Scegliamo $R_2 = 22\ k\Omega$ (serie E12)

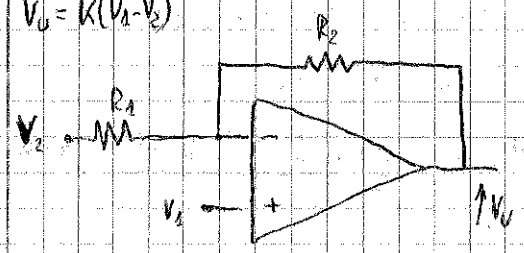
$R_2 \geq 20\ k\Omega$ (per la I_P)

$R_1 = \frac{R_2}{9} = \frac{22\ k\Omega}{9} \simeq 2{,}44\ k\Omega$

(la scelta di R_1 dipende dalla precisione richiesta su A_V: con resistenze E12 che hanno incertezza del 5% è inutile pretendere incertezze minori sul guadagno, quindi si può scegliere $R_1 = 2{,}2\ k\Omega$ o $2{,}7\ k\Omega$. Non usare resistenze in serie o in parallelo perché l'incertezza diventa troppo alta.

Amplificatore differenziale con op amp

$V_u = K(V_1 - V_2)$



$V_u = -\frac{R_2}{R_1} V_2 + V_1 \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)$ → V_1 e V_2 hanno guadagni diversi → non è un amp. differenziale

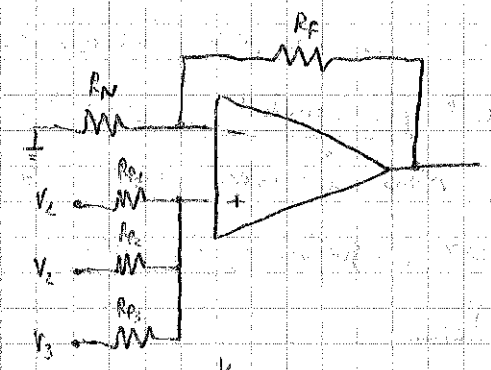
→ bisogna ridurre il guadagno di V_1 → usiamo un partitore

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 53 di 235

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 55 di 235

Sommatore non invertente

$V_U = K_{P_1} V_1 + K_{P_2} V_2 + K_{P_3} V_3$



$$V_U|_{V_1} = \overbrace{\left(1+\frac{R_F}{R_N}\right)\frac{R_{P_2}//R_{P_3}}{R_{P_1}+R_{P_2}//R_{P_3}}}^{K_{P_1}} V_1$$

$$V_U|_{V_2} = \overbrace{\left(1+\frac{R_F}{R_N}\right)\frac{R_{P_1}//R_{P_3}}{R_{P_2}+R_{P_1}//R_{P_3}}}^{K_{P_2}} V_2$$

$$V_U|_{V_3} = \overbrace{\left(1+\frac{R_F}{R_N}\right)\frac{R_{P_1}//R_{P_2}}{R_{P_3}+R_{P_1}//R_{P_2}}}^{K_{P_3}} V_3$$

$$A_N = \frac{R_F}{R_N}$$

$$R_P = R_{P_1}//R_{P_2}//R_{P_3} \qquad G_P = \sum_{i=1}^{3}\frac{1}{R_{P_i}}$$

Si può dimostrare che:

$V_U|_{V_1} = (A_N+1)\frac{R_P}{R_{P_1}} V_1$ e in generale $V_U = (A_N+1)\sum_{i=1}^{3}\frac{R_P}{R_{P_i}} V_i$, $K_{P_i} = (A_N+1)\frac{R_P}{R_{P_i}}$

$$K_{P_1}+K_{P_2}+K_{P_3} = (A_N+1)R_P\left(\frac{1}{R_{P_1}}+\frac{1}{R_{P_2}}+\frac{1}{R_{P_3}}\right) = A_N+1$$

$$\Rightarrow \boxed{\frac{R_F}{R_N} = K_{P_1}+K_{P_2}+K_{P_3}-1}$$

Per dimensionare R_{P_i}:

$$\boxed{\begin{aligned}\frac{K_{P_1}}{K_{P_2}} &= \frac{R_{P_2}}{R_{P_1}}\\ \frac{K_{P_1}}{K_{P_3}} &= \frac{R_{P_3}}{R_{P_1}}\end{aligned}}$$

$\longrightarrow$ basta fissare R_{P_1} per ottenere le altre resistenze

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 55 di 235

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 57 di 235

NE 5534 P NE5534 (A)P
Q3C49 IIM

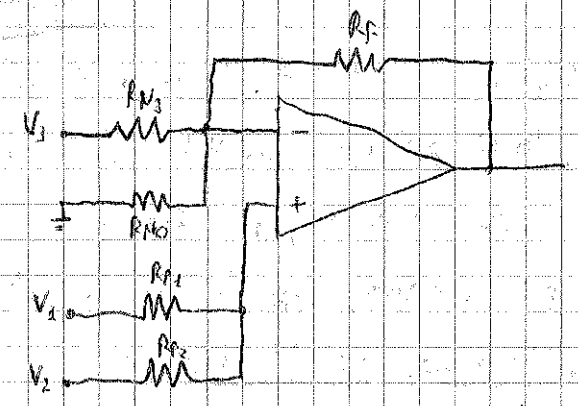
Esercizio

$V_U = 10V_1 + 2V_2 - V_3$

$R_F = 22\ k\Omega$

Bilanciare gli offset

$A_P = 12 \quad A_N = 1 \rightarrow$ resistenza R_{N0}



Bilanciamento offset: $R_{P_1} || R_{P_2} = R_{N0} || R_{N_3} || R_F$

$A_N = \frac{R_F}{R_N} = 11 \qquad R_N = \frac{R_F}{11} = 2\ k\Omega \qquad R_{N_3} || R_{N0} = 2\ k\Omega$

$K_3 = 1 = \frac{R_F}{R_{N_3}} \qquad R_{N_3} = R_F = 22\ k\Omega$

$K_0 = 10 = \frac{R_F}{R_{N0}} \qquad 10 = \frac{R_{N_3}}{R_{N0}} \qquad R_{N_3} = 10 R_{N0} \qquad R_{N0} = \frac{R_F}{10} = 2{,}2\ k\Omega$

$\frac{K_{P_1}}{K_{P_2}} = \frac{R_{P_2}}{R_{P_1}} = \frac{10}{2} = 5 \qquad R_{P_2} = 5 R_{P_1}$

$R_{P_1} || R_{P_2} = R_F || R_{N0} || R_{P_3}$

$R_{P_1} || 5R_{P_1} = 11\ k\Omega || 2{,}2\ k\Omega \rightarrow R_{P_1} = 2{,}2\ k\Omega$

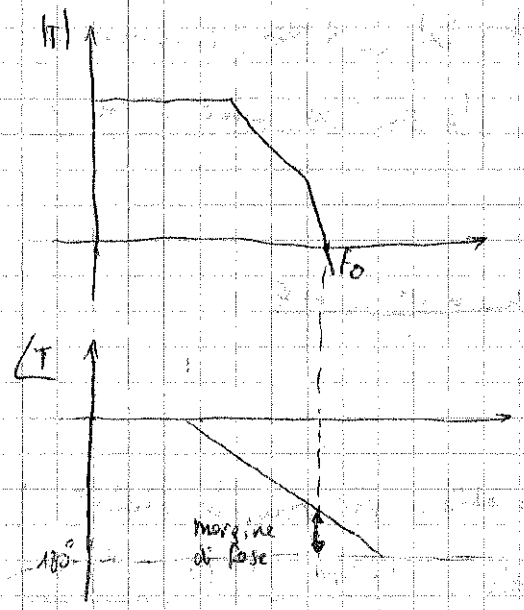
$R_{P_2} = 11\ k\Omega$

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 57 di 235

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 59 di 235

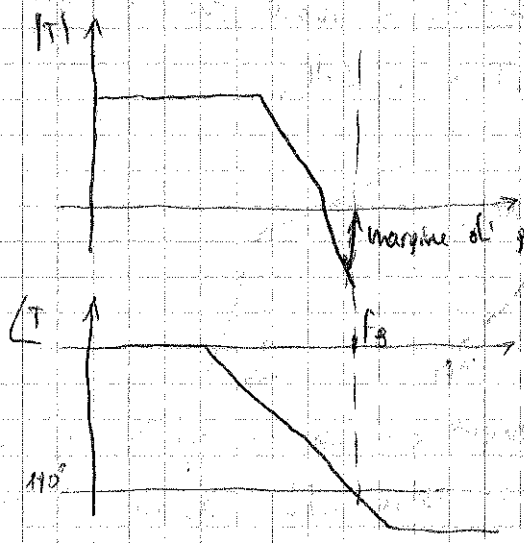
Per valutare la stabilità di un sistema si introducono due quantità:

- <u>Margine di fase</u>:



se $\angle T(f_0) > 180°$ il sistema è instabile, se $\angle T(f_0) < 180°$ allora $180° - \angle T(f_0)$ è detto <u>margine di fase</u>. Un sistema è considerato stabile se il suo margine di fase <u>è di almeno 45°</u>, se ciò non accade ma $\angle T(f_0) < 180°$ le frequenze attorno a f_0 vengono comunque esaltate (overshoot o ringing).

- <u>Margine di guadagno</u>:



duale al margine di fase: occorre che il margine di guadagno sia di qualche dB

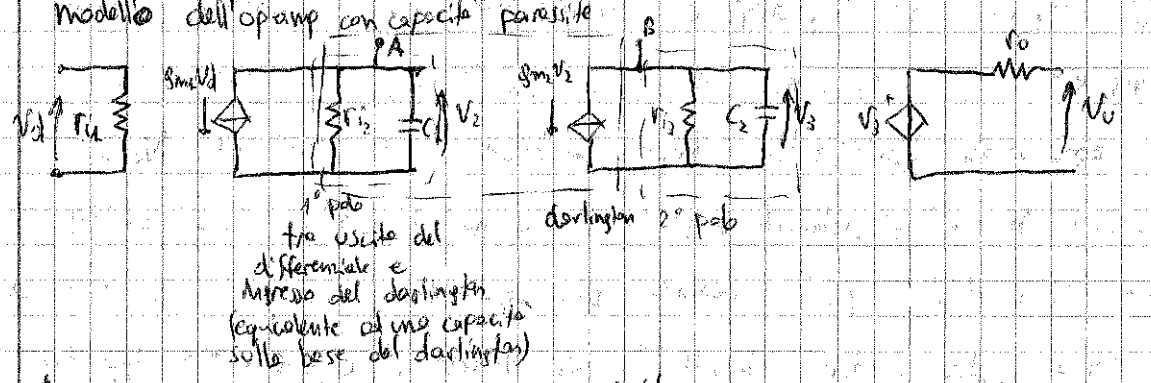
In un op amp, se l'asse a 0dB di |T| viene tagliato dopo il terzo polo (come nell'esempio a pag. precedente) e non vengono eseguite compensazioni l'op amp è instabile. Aumentando il guadagno |T| si abbassa, quindi il sistema diventerà più stabile e aumenterà il margine di fase,

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 59 di 235

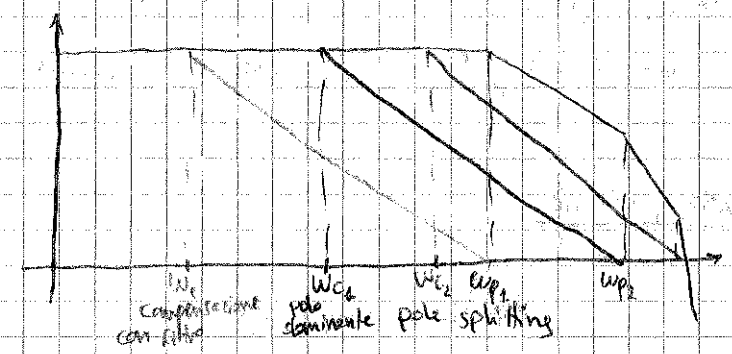
© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 61 di 235

Se invece si ha accesso all'interno dell'op amp:

modello dell'op amp con capacità parassite



Avendo accesso al nodo A si potrebbe inserire una capacità in parallelo a C_1 che sposti a sinistra il 1° polo:



compensazione a polo dominante

In questo modo il primo polo avrà frequenza $\omega_{c1} > \omega_c$, migliorando (aumentando) la banda passante

Esiste un modo migliore per effettuare la compensazione: poiché il darlington ha guadagno negativo si può inserire un condensatore C_c tra A e B, provocando due effetti:

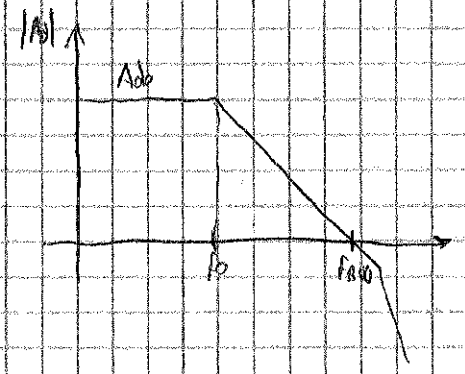
- C_c è un condensatore di Miller, quindi è equivalente ad un condensatore in parallelo a C_1 moltiplicato per il guadagno del darlington => abbassamento del 1° polo
- alza la frequenza del secondo polo, spostandolo oltre il terzo polo che quindi diventa il secondo polo, il che permette di alzare ω_{c2} considerando il nuovo secondo polo.

Questa tecnica è detta pole-splitting ed è solitamente utilizzata negli

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 61 di 235

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 63 di 235

$\boxed{f_{BW} = A_{do} f_o}$ è il prodotto banda guadagno e corrisponde alla frequenza a cui avviene l'attraversamento dell'asse a 0 dB



$A_v = \frac{1}{\beta} \cdot \frac{1}{1 + j\frac{f}{\underbrace{\beta f_{BW}}_{f_T}}}$ $\quad \frac{1}{\beta} = A_{v0}$ (A_v in continua) $\Rightarrow f_T = \beta f_{BW} = \frac{f_{BW}}{A_{do}}$

$\Rightarrow \boxed{f_T A_{v0} = f_{BW}}$ prodotto banda a -3dB e guadagno, costante

$\Rightarrow$ aumentare il guadagno riduce la banda passante

Schemi alternativi per amplif. operazionali

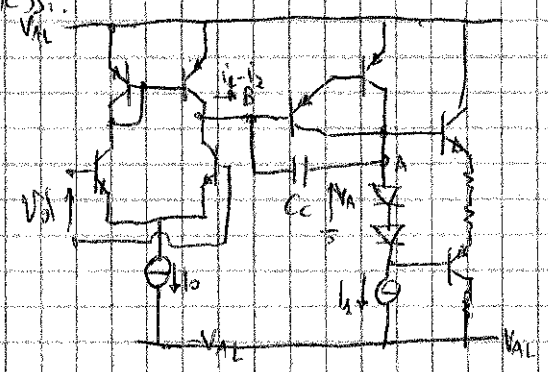
Lo schema visto finora (differenziale, darlington e potenza) sono detti voltage feedback, esistono anche amplificatori current feedback, che non hanno un prodotto banda guadagno ma la stabilità dipende dalla R_f che non può scendere sotto un certo valore. Sono quindi utilizzabili in applicazioni ad alta frequenza.

Slew rate

Il prodotto f_{BW} regola il funzionamento in frequenza di un op amp per piccoli segnali: il limite per ampi segnali è dato dallo slew rate.

$\boxed{SR(V_u) = \max\left(\frac{\partial V_u}{\partial t}\right)}$ che è un parametro caratteristico di ogni op amp.

Lo slew rate limita la banda dei segnali in base all'ampiezza dei segnali stessi.



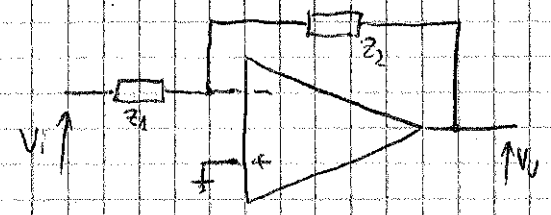
V_A è, a meno di costanti, pari a V_u; V_B è a una tensione costante $(V_{AL} - 2V_{BB})$, nulla per il segnale. Per il segnale quindi la tensione su C_c è V_u, quindi per

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 63 di 235

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 65 di 235

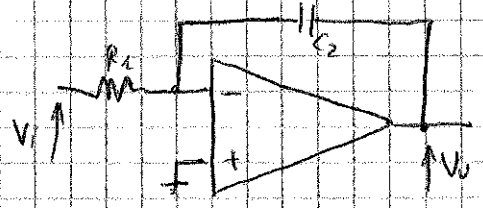
Integratore

È un'estensione dell'amplificatore invertente:



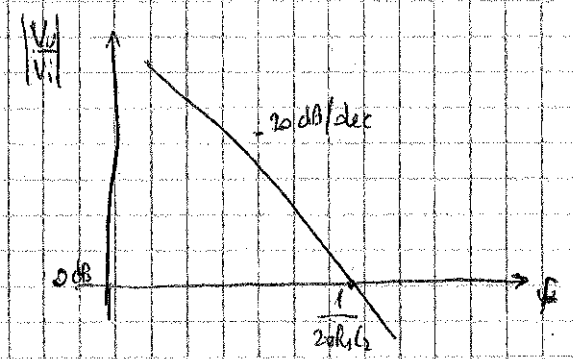
$$\frac{V_u}{V_i} = -\frac{Z_2}{Z_1}$$

con un condensatore al posto di Z_2:



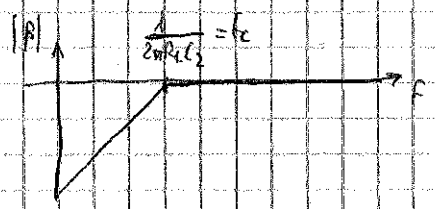
$$\boxed{\frac{V_u}{V_i} = -\frac{1}{sR_1C_2}}$$

$$\boxed{V_u(t) = -V_u(0)\,\frac{1}{R_1C_2}\int_0^t V_i(t)\,dt}$$ (antitrasformando)

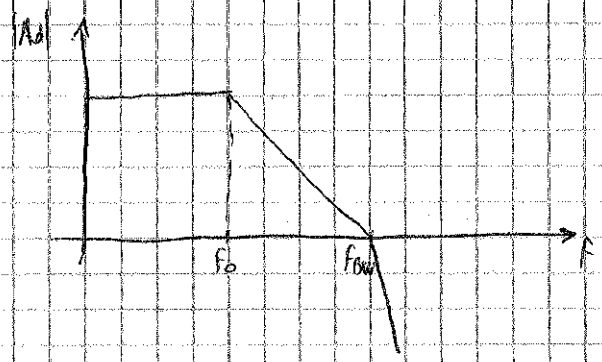


Stabilità del sistema:

$$\beta = \frac{R_1}{R_1 + \frac{1}{sC_2}} = \frac{sR_1C_2}{sR_1C_2+1}$$



Supponiamo compensazione a voltage follower:



Scegliamo $f_c = \frac{1}{2\pi R_1C_2} < f_{BW}$ (non ha senso lavorare dove $|A_d| < 1$), ma tipicamente

$f_c > f_0$

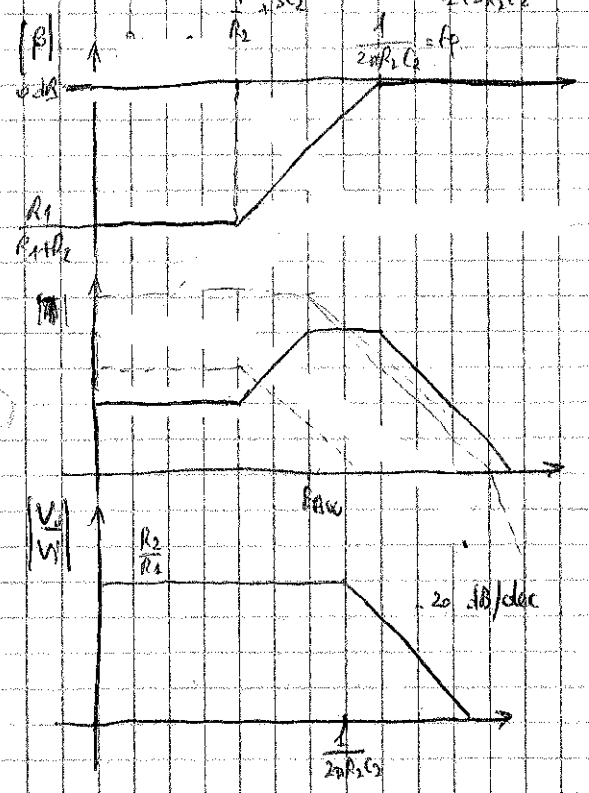
© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 65 di 235

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 67 di 235

In questo caso il β in bassa frequenza non è più nullo e quindi il circuito resta stabile.

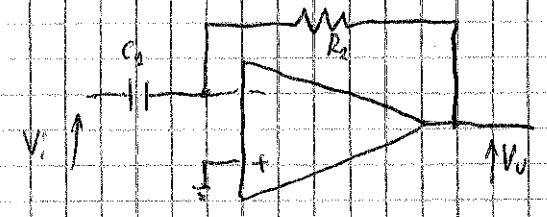
$\boxed{\text{es. x caso}}$ calcolare β, $|\beta|$, $|T|$

$$\beta = \frac{R_1}{R_1 + \frac{1}{\frac{1}{R_2} + sC_2}} = \frac{R_1}{R_1 + \frac{R_2}{1+sR_2C_2}} = \frac{R_1(1+sR_2C_2)}{R_1+R_2+sR_1R_2C_2} = \underbrace{\frac{R_1}{R_1+R_2}}_{\beta_0} \frac{1+sR_2C_2}{1+sC_2(R_1\|R_2)}$$



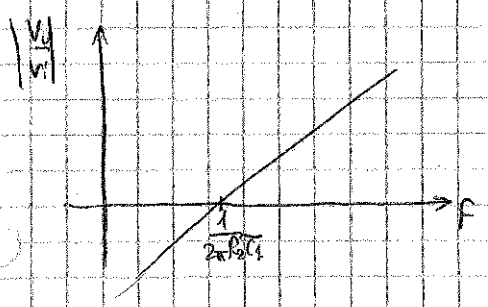
L'integratore quindi può essere utilizzato in circuiti con altre reti di reazione che compensino la scomparsa della reazione dell'integratore stesso, oppure come in questo caso se il comportamento da integratore non è rilevante in continua

Derivatore



$$\left|\frac{V_o}{V_i}\right| = -sC_1R_2$$

$$V_o(t) = -C_1R_2\frac{dV_i(t)}{dt}$$



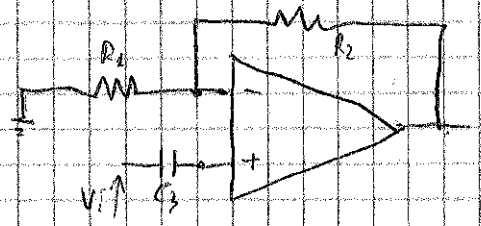
© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 67 di 235

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 69 di 235

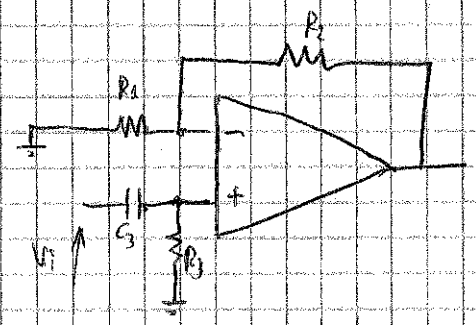
Progetto di un amplificatore in banda audio

esercizio

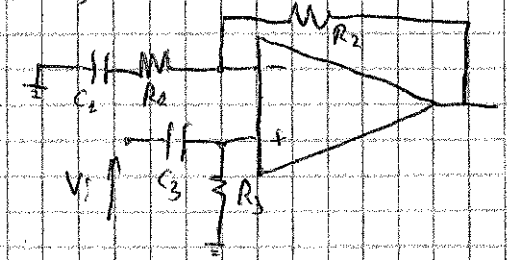
Amplificatore con guadagno 10 in una banda tra 20 Hz e 20 kHz



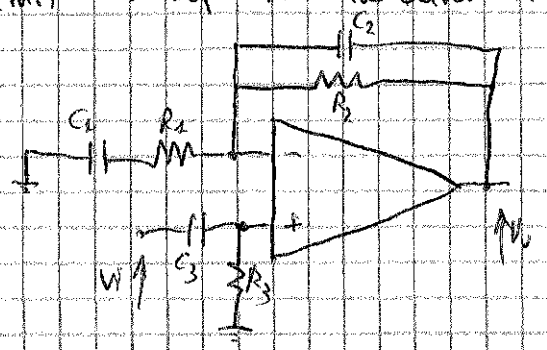
non funziona a causa delle correnti di bias che caricano il condensatore e poi cessano, il che impedisce all'operazionale di lavorare



Per ridurre l'effetto della tensione di offset (altrimenti amplificato di 10 come il segnale) si può rendere $R_1 = \infty$ per la continua (come un voltage follower):



Limitazione superiore alla banda: introduciamo un ulteriore polo oltre a 20 kHz:



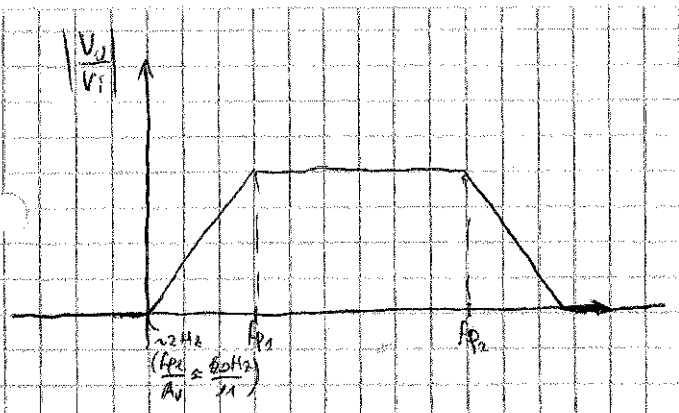
In banda: $\frac{V_u}{V_i} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$

$R_2 = 100\,k\Omega$ $(A_v = 11)$
$R_1 = 10\,k\Omega$

$R_3 = R_2 = 100\,k\Omega$ (in continua R_1 non c'è, R_3 serve a compensare la corrente di bias che è continua)

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 69 di 235

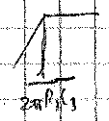
© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 71 di 235



Cm V_f

Introduciamo C_3:

$$\frac{V_f}{V_i} = \frac{R_3}{R_3 + \frac{1}{sC_3}} = \frac{sC_3R_3}{sC_3R_3+1} \qquad \frac{V_u}{V_i} = \frac{sC_3R_3}{1+sC_3R_3} \cdot \frac{1+sC_1(R_1+R_2)}{1+sC_1R_1}$$

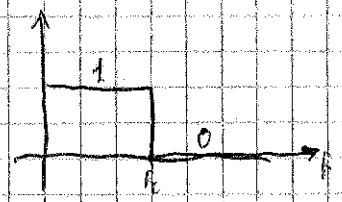


Posizionando $f_{p3} = f_{z1}$ i loro effetti si annullano: in questo modo il diagramma continua a scendere di 20 dB/dec andando da f_{p1} verso la continua

$f_{p3} = 2\,Hz = \frac{1}{2\pi R_3 C_3}$ $\quad C_3 \simeq 800\,nF \rightarrow$ 820 nF oppure per maggior sicurezza 1 μF (considerando tutte le tolleranze)

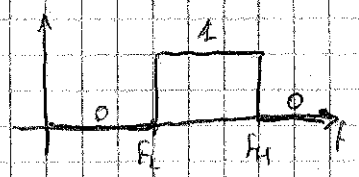
Filtri attivi tempo continui

Tipologie di filtri (ideali):

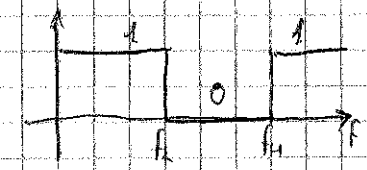


passa basso (LP)

passa alto (HP)



passa banda (BP)



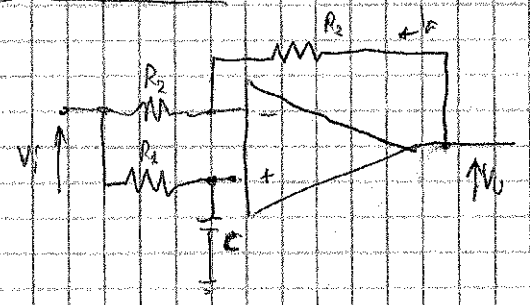
notch / elimina banda

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 71 di 235

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 73 di 235

Il denominatore è un polinomio di 2° grado a radici reali, questo rende basso il Q e quindi permette di realizzare solo filtri a larga banda

Filtro rotatore di fase:

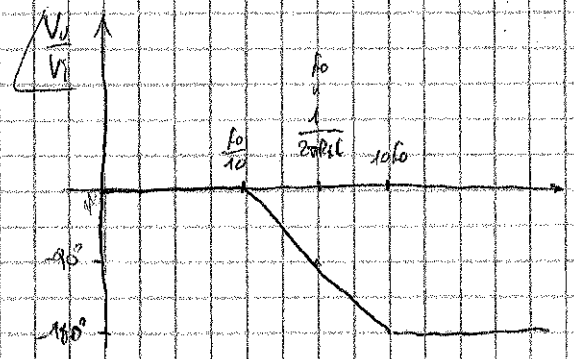


Per bassa frequenza C è aperto, $V_- = V_i$, $I_P = 0 \Rightarrow V_o = V_i$ (voltage follower)

Per alta frequenza C è un corto circuito, $V_- = V_P = 0$, $V_o = -V_i$ (invertente a guadagno 1)

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1 - sR_1C}{1 + sR_1C} \qquad \left|\frac{V_o}{V_i}\right| = 1$$ (lo zero, anche se nel semipiano di destra, compensa il polo)

Per quanto riguarda la fase lo zero nel semipiano dx si comporta come un polo nel semipiano sx:



$\boxed{\text{es. } \times \text{ casa}}$ calcolare $\frac{V_o}{V_i}$

$$V_+ = V_i \cdot \frac{\frac{1}{sC}}{R_1 + \frac{1}{sC}} = V_i \cdot \frac{1}{1 + sCR_1}$$

$$I_F = \frac{V_o - V_+}{R_2} = \frac{V_+ - V_i}{R_2} \qquad V_o - V_+ = V_+ - V_i \qquad V_o = 2V_+ - V_i = V_i\left(\frac{2}{1+sCR_1} - 1\right) =$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1 - sCR_1}{1 + sCR_1}$$

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 73 di 235

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 75 di 235

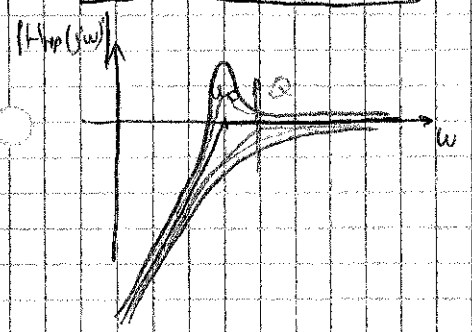
Il filtro che ha $Q=\frac{\sqrt{2}}{2}$ è quello che maggiormente si avvicina agli asintoti senza avere picco: si dice che ha una risposta massimamente piatta o alla Butterworth.

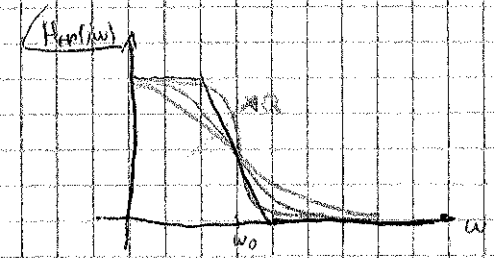
Per quanto riguarda la fase la sua rotazione è tanto più lenta quanto più è bassa Q; se invece Q è alto la rotazione è rapida intorno a $\omega=\omega_0$

Filtri passa alto:

Valgono considerazioni analoghe per quanto riguarda il comportamento rispetto al Q

$$\boxed{H_{HP}(s)=\frac{s^2}{s^2+\frac{\omega_0}{Q}s+\omega_0^2}}$$





Filtro passa banda:

$$\boxed{H_{BP}(s)=\frac{\frac{\omega_0}{Q}s}{s^2+\frac{\omega_0}{Q}s+\omega_0^2}}$$

$$H_{HP}(s)\xrightarrow{\int}H_{BP}(s)\xrightarrow{\int}H_{LP}(s)$$

$$H_{BP}(j\omega)=\frac{j\frac{\omega_0}{Q}\omega}{-\omega^2+j\frac{\omega_0}{Q}\omega+\omega_0^2}$$

$\omega\to 0 \Rightarrow H_{BP}(j\omega)\to\frac{+j\frac{\omega_0}{Q}\omega}{+\omega_0^2}=-j\frac{\omega_0}{\omega_0 Q}$ $\qquad |H_{BP}(j\omega)|\to\frac{\omega_0}{Q\omega_0}$ (20 dB/dec) $\qquad \angle H_{BP}(j\omega)\to 90°$

$\omega\to\infty$

$\omega=\omega_0 \Rightarrow |H_{BP}(j\omega_0)|=\frac{1}{Q}$ (per la banda) $\rightarrow$ l'asintoto per le basse frequenze sale di 20 dB/dec ma varia la posizione verticale

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 75 di 235

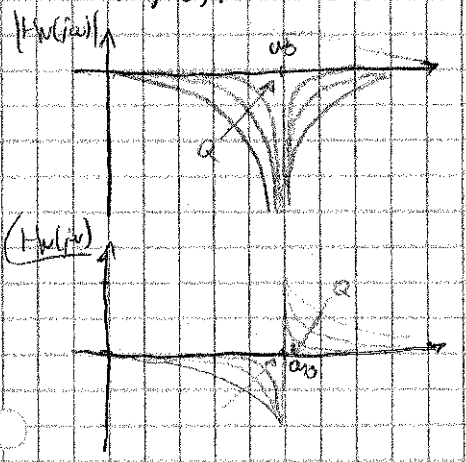
© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 77 di 235

Elimina banda:

$$\boxed{H_N(s) = \frac{s^2+\omega_0^2}{s^2+\frac{\omega_0}{Q}s+\omega_0^2} = H_{HP}(s) + H_{LP}(s) = 1 - H_{BP}(s)}$$

=> può essere ottenuto dagli altri filtri

$|H_N(j\omega_0)| = 0$ → zero di trasmissione in $\omega = \omega_0$ → $-\infty$ nel diagramma di Bode



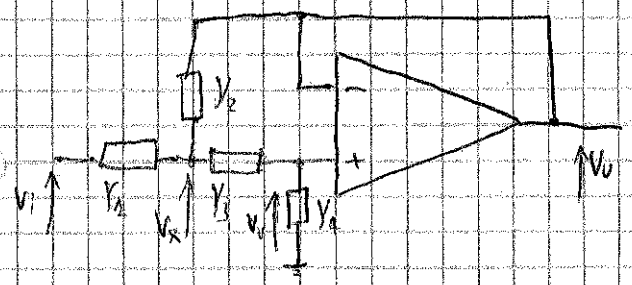
Celle a guadagno finito

Sono filtri basati su operazionali progettati per avere un certo guadagno finito k e ci si aggiungono componenti per aggiungere caratteristiche differenti.

Filtro di Sallen-Key

Sono basati sulla seguente struttura generica:

basato sul voltage follower → guadagno 1



$$\begin{cases} (V_i - V_x)Y_1 = (V_x - V_u)(Y_2 + Y_3) \\ (V_x - V_u)Y_3 = V_u Y_4 \end{cases} \Rightarrow \boxed{\frac{V_u}{V_i} = \frac{Y_1 Y_3}{Y_1(Y_1+Y_3+Y_3)+Y_2 Y_3}}$$

LPF: Y_1, Y_3 termine noto

$Y_1 = \frac{1}{mR}$, $Y_3 = \frac{1}{R}$

a denominatore un termine del 2° ordine: $Y_2 = snC$, $Y_4 = sC$

Sostituendo: $$\frac{V_u}{V_i} = \frac{\frac{1}{mR^2}}{sC\left(\frac{1}{mR} + snC + \frac{1}{R}\right) + \frac{1}{m^2R^2}}$$

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 77 di 235

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 79 di 235

Scegliamo $C = 1\ nF$

(5) $nC = 16\ nF$ ma non c'è nella serie E12 → $nC = 18\ nF$ (scegliendo sempre >= all'nC teorico)

$Q = \frac{\sqrt{mn}}{m+1} = 2$ $\quad \cancel{(m+1)Q = \sqrt{mn}} \quad \cancel{(m+1)^2 Q^2 = mn} \quad \cancel{m} \quad (m^2+2m+1)Q^2 = mn$

$m^2Q^2 + m(2Q^2 - n) + Q^2 = 0$

$m^2 + m\left(2 - \frac{n}{Q^2}\right) + 1 = 0$

Riordinando i termini: $m^2 - \left(\frac{n}{Q^2} - 2\right)m + 1 = 0$ $\quad m^2 - \frac{9}{2}m + 1 = 0$ $\quad m = \frac{7 \pm 3\sqrt{5}}{2}$ $\quad 2,\frac{1}{2}$ $\quad 6,854$ $\quad 0,146$

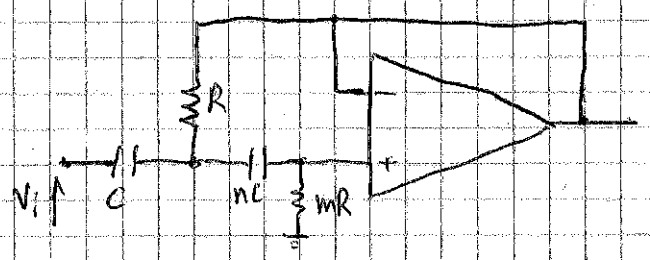
Tra le due soluzioni scegliamo $m > 1$ perché mR sarà l'impedenza d'ingresso in alta frequenza

$R = \frac{1}{2\pi f_0 \sqrt{mn}\, C} = 13,3\ k\Omega$ nella serie E99

$mR = 26,6\ k\Omega$

Uno dei problemi del Sallen-Key è che al crescere del Q richiesto il fattore n cresce molto rapidamente (quadraticamente), che richiede l'uso di condensatori molto diversi, e ~~non~~ condensatori buoni di valori elevati sono costosi, mentre non si può scendere troppo coi valori perché poi C diventa dell'ordine della capacità parassita delle piste (alcuni pF).

HPF: duale all'LPF, si ottiene scambiando R e C:



$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{mn}\, RC}$

$Q = \frac{\sqrt{mn}}{n+1}$

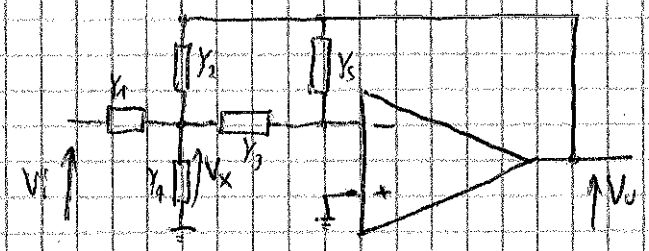
BPF: non è realizzabile (imponendo $Y_1 Y_3$ del I ordine) non si riesce a ottenere un polinomio completo del 2° ordine a denominatore)

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 79 di 235

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 81 di 235

Celle a guadagno infinito

Celle MF (Multiple Feedback)



$$\begin{cases} (V_i - V_x)Y_1 = V_x(Y_4 + Y_3) + (V_x - V_u)Y_2 \\ V_x Y_3 = -V_u Y_5 \end{cases} \Rightarrow \boxed{\frac{V_u}{V_i} = -\frac{Y_1 Y_3}{Y_5(Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_4) + Y_3 Y_3}}$$

Vincolo per il funzionamento: Y_3 e Y_5 non contemporaneamente condensatori per consentire l'ingresso della corrente di bias

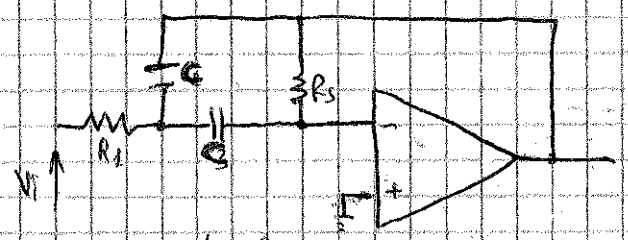
BPF:

$Y_1 Y_3$ del I ordine: $Y_3 = sC_3$ $\quad Y_1 = \frac{1}{R_1}$

termine noto: $Y_5 = \frac{1}{R_5}$

termine del II grado al denom: $Y_2 = sC_2$

Y_4 può essere $=0$, tanto il polinomio al denom. è già completo



$$\frac{V_u}{V_i} = -\frac{\frac{1}{R_1} \cdot sC_3}{\frac{1}{R_5}\left(\frac{1}{R_1} + sC_2 + sC_3\right) + s^2 C_2 C_3} = -\frac{C_3}{R_1} \cdot \frac{s}{s^2 C_2 C_3 + s\frac{(C_2 + C_3)}{R_5} + \frac{1}{R_1 R_5}} = -\frac{C_3}{R_1} \cdot \frac{s}{C_2 C_3\left(s^2 + s\frac{C_2 + C_3}{R_5 C_2 C_3} + \frac{1}{R_1 R_5 C_2 C_3}\right)}$$

$$= -\frac{1}{R_1 C_2} \cdot \frac{s}{s^2 + s\frac{C_2 + C_3}{C_2 C_3 R_5} + \frac{1}{R_1 R_5 C_2 C_3}}$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_5 C_2 C_3}} \qquad \frac{C_2 + C_3}{C_2 C_3 R_5} = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_5 C_2 C_3}\, Q} \qquad Q = \frac{C_2 C_3 R_5}{(C_2 + C_3)\sqrt{R_1 R_5 C_2 C_3}} = \sqrt{\frac{C_2 C_3 R_5}{R_1}} \frac{1}{(C_2 + C_3)}$$

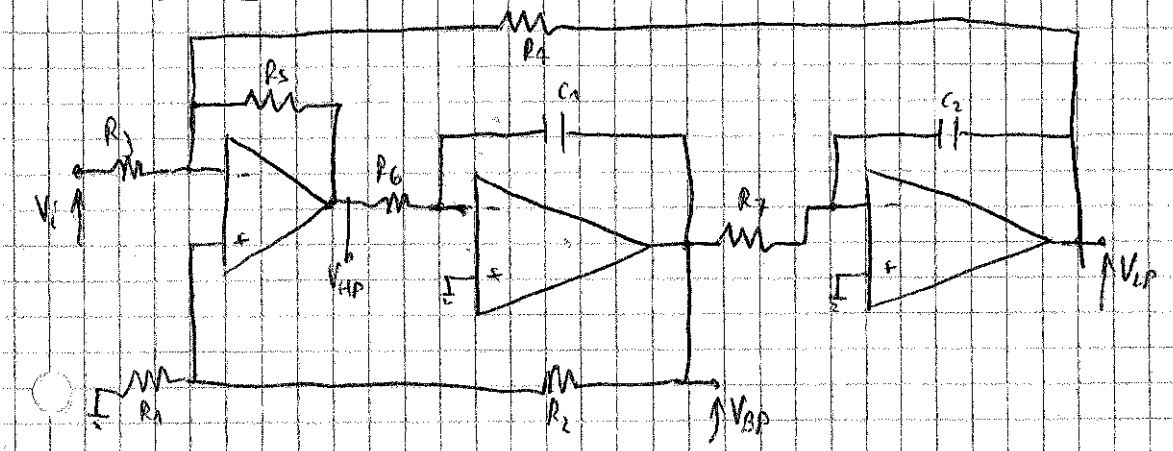
$$\frac{1}{R_1 C_2} = H_0 \cdot \frac{C_2 + C_3}{C_2 C_3 R_5} \qquad H_0 = -\frac{C_3 R_5}{R_1 (C_2 + C_3)} \qquad C_2 = C_3 = C \Rightarrow f_0 = \frac{1}{2\pi C\sqrt{R_1 R_5}} \qquad Q = \frac{1}{2}\sqrt{\frac{R_5}{R_1}}$$

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 81 di 235

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 83 di 235

Questo circuito permette quindi, dato un ingresso V_i, di fornire 3 uscite corrispondenti alle 3 funzioni fondamentali del secondo ordine tutte con gli stessi parametri (f_0 e Q), utilizzando 2 integratori e un sommatore e diversi blocchi amplificatori.

Realizzazione circuitale:



V_{HP} e V_i sono portati agli ingressi invertenti, V_{BP} è in opposizione di fase perché esce da un integratore invertente e quindi viene riportato all'ingresso non invertente del sommatore generalizzato per avere i segni corretti (V_{LP} ha già il segno giusto perché è il risultato della cascata di due integratori invertenti).

$$V_{HP} = V_{LP} \cdot \left(-\frac{R_5}{R_4}\right) + V_i \frac{R_5}{R_3} + V_{BP} \cdot \frac{R_1}{R_1+R_2}\left(1+\frac{R_5}{R_3 \| R_4}\right)$$

$$V_{BP} = -\frac{V_{HP}}{sC_1R_6}$$

$$V_{LP} = -\frac{V_{BP}}{sC_2R_7} = \frac{V_{HP}}{s^2C_1C_2R_6R_7}$$

Semplifichiamo il circuito ponendo:

- $R_6 = R_7 = R$
- $C_1 = C_2 = C$
- $R_3 = R_4 = R_5$

$$V_{HP} = -V_{LP} - V_i + V_{BP} \cdot \frac{R_1}{R_1+R_2} \cdot 3$$

$$V_{BP} = -\frac{V_{HP}}{sRC}$$

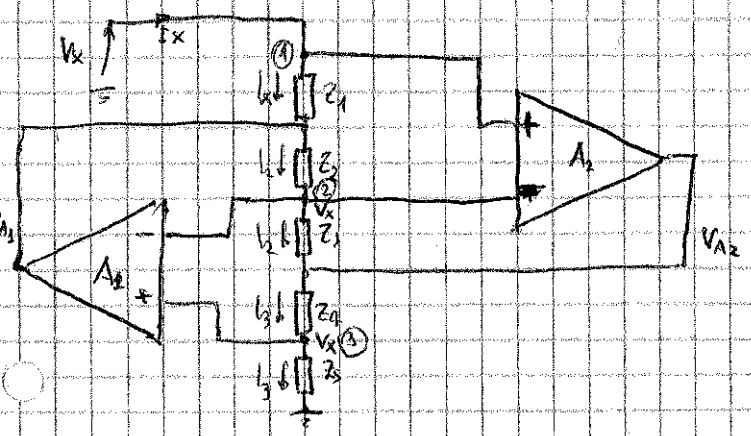
$$V_{LP} = +\frac{V_{HP}}{s^2R^2C^2} \qquad V_{HP} = \frac{V_{HP}}{s^2R^2C^2} - V_i - \frac{3R_1}{R_1+R_2}\frac{V_{HP}}{sRC}$$

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 83 di 235

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 85 di 235

Circuito di simulazione di un'induttanza

Serve un circuito che simuli un'induttanza per creare filtri basati su componenti passivi (es. RLC risonante, BP):



(1) $I_X = \frac{V_X - V_{A1}}{Z_1}$

(2) $\frac{V_{A1} - V_X}{Z_2} = \frac{V_X - V_{A2}}{Z_3}$

(3) $\frac{V_{A2} - V_X}{Z_4} = \frac{V_X}{Z_5}$

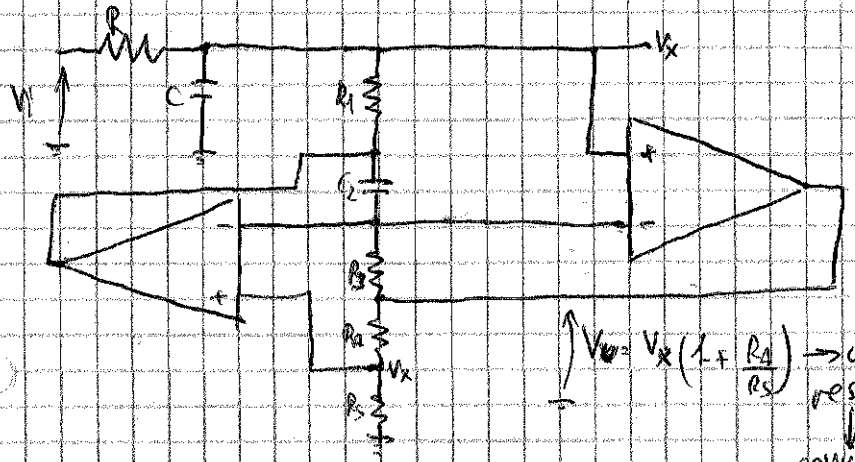
$$\boxed{\frac{V_X}{I_X} = \frac{Z_1 Z_3 Z_5}{Z_2 Z_4}}$$

Se Z_2 o Z_4 sono condensatori e le altre resistenze si ottiene un'induttanza, es. se $Z_2 = \frac{1}{sC_2}$: $\boxed{\frac{V_X}{I_X} = \frac{sR_1R_3R_5C_2}{R_4}}$ → induttanza utile in applicazioni di segnale e in bassa frequenza (più comodo di un'induttanza "vera")

Se invece Z_1 e Z_5 sono condensatori: $\frac{V_X}{I_X} = \frac{R_3}{R_2R_4 s^2 C_1C_5} = \frac{1}{s^2}\frac{R_3}{R_2R_4C_1C_5} = -\frac{R_3}{R_2R_4C_1C_5\omega^2}$

ottenendo un'impedenza resistiva, negativa che varia col quadrato della ~~distanza~~ frequenza. Questo elemento è detto elemento D o FDNR (Frequency Dependent Negative Resistor) e permette di realizzare filtri.

Circuito risuonatore con induttanza simulata:



$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$

$Q = R\sqrt{\frac{C}{L}}$

$V_x = V_x\left(1 + \frac{R_4}{R_5}\right)$ → uscita di un op amp → bassa resistenza d'uscita

↓

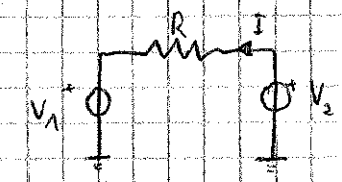
conviene prendere l'uscita qui

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 85 di 235

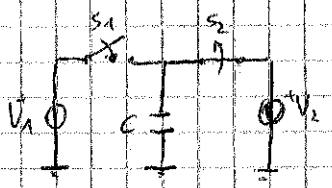
© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 87 di 235

Filtri a capacità commutate

Si basano sull'uso di soli condensatori (no R) e sono tipicamente utilizzati all'interno di integrati.



$$I = \frac{V_2 - V_1}{R}$$



S_1 e S_2 si chiudono alternativamente a frequenza costante.

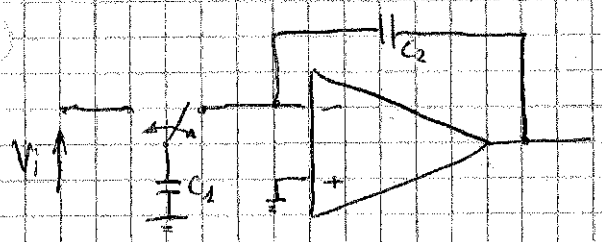
S_1 chiuso, S_2 aperto: $Q_1 = CV_1$ in C

S_1 aperto, S_2 chiuso: $Q_2 = CV_2$

$\Delta Q = Q_2 - Q_1 = C(V_2 - V_1)$ ogni volta che chiudo S_1 con S_2 aperto e commuto di nuovo S_1 trasferisce una carica ΔQ dal generatore V_1 al V_2. Se ripeto il tutto ogni T: $\frac{\Delta Q}{T} = \frac{C}{T}(V_2 - V_1) = I \Rightarrow I = C(V_2 - V_1) f_{clk} \Rightarrow \boxed{R_{eq} = \frac{1}{C f_{clk}}}$

resistenza equivalente del condensatore C tra due punti a bassa impedenza e che lavora in commutazione. Non è però esattamente equivalente: il tutto funziona se la frequenza del segnale con cui si lavora è molto minore di f_{clk} perché è un sistema campionato (tempo discreto) e quindi bisogna lavorare al massimo a $f = \frac{f_{clk}}{2}$ (per evitare aliasing).

Integratore a capacità commutate



$$\frac{V_u}{V_i} = -\frac{1}{sC_2} \cdot C_1 f_{clk} = -\frac{C_1 f_{clk}}{sC_2}$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \frac{C_1}{C_2} f_{clk} \rightarrow \text{programmabile cambiando } f_{clk}$$

(frequenza di guadagno unitario)

→ dipende dal rapporto di C_1 non dal loro valore assoluto

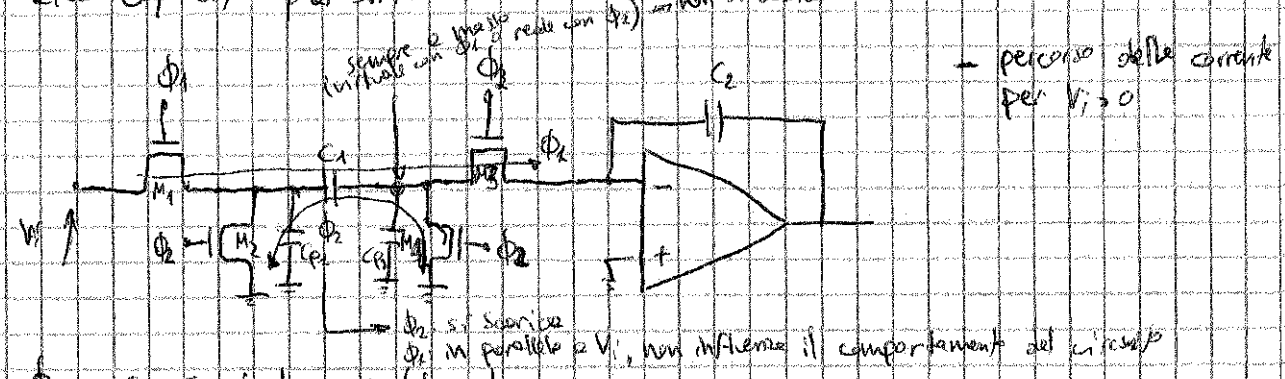
↓

molto utile nei circuiti integrati, dove i rapporti tra capacità sono ottenibili con molta più precisione dell'rispetto ai valori assoluti

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 87 di 235

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 89 di 235

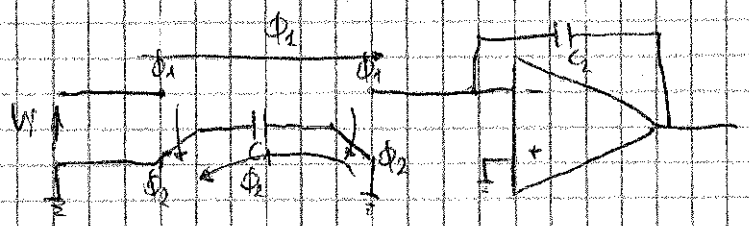
Bisogna quindi mettere C_1 in posizione tale da non essere in parallelo alle capacità parassite:



ϕ_2: C_1 scaricato completamente

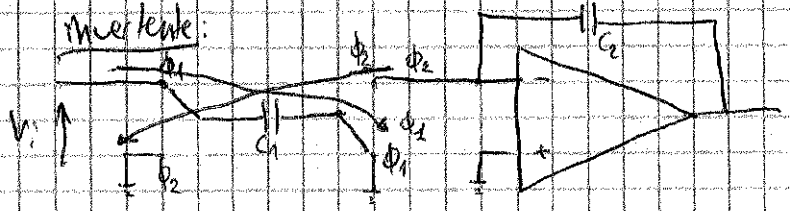
ϕ_1: C_1 caricato alla tensione V_i, fa scorrere corrente in C_2

Questo circuito è detto <u>stray-insensitive</u> (capacità parassite = stray capacitance).



Schema di principio del circuito sopra (integratore invertente)

Cambiando le fasi degli interruttori si può ottenere un <u>integratore non invertente</u>:



permette di realizzare una cella biquadratica con soli 2 operazionali

in quanto la tensione V_i viene riportata all'ingresso invertente dell'op amp durante la fase ϕ_2 cambiato di segno.

Limiti in frequenza

<u>I MOS</u>, quando attivi, non sono esattamente cortocircuiti ma <u>resistenze non trascurabili</u> (anche dell'ordine del kΩ, essendo piccoli). I condensatori sono piccoli (~10 pF) ma la corrente impiega un certo tempo per arrivare a regime: $\tau = RC = 10^3 \cdot 10^{-11} = 10^{-8}\ s = 10\ ns$

(10^3: 1kΩ, 10^{-11}: 10 pF)

Possiamo considerare esaurito il transitorio dopo 7τ (99% della tensione asintotica), quindi ogni interruttore deve restare chiuso per almeno 70 ns → T = 140 ns, $\boxed{f_{CLKmax} \simeq 10\ MHz}$

C'è anche una f_{CLKmin}: se gli interruttori restano chiusi per troppo

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 89 di 235

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 91 di 235

- Scelta dei transistor di potenza T_1 e T_2 in base alla max corrente ammissibile e quindi alla potenza che deve dissipare. La max corrente ammissibile dev'essere maggiore di I_{MAX}, perché è quella che attiva la protezione dal cortocircuito mentre il circuito deve continuare a lavorare senza problemi fino a I_{MAX}.

Scegliamo $I_{CMAX} \geq \frac{3}{2} I_{MAX} = 300$ mA.

V_{CE}: in condizioni peggiori R_L è un cortocircuito, in cui $V_{CE} = V_{RL} - V_{BE} \simeq V_{CE}$

$$\Rightarrow \boxed{\begin{array}{l} I_{CMAX} \geq 300 \text{ mA} \\ V_{CEMAX} \geq 15 \text{ V} \end{array}}$$ dev'essere nella SOA $\rightarrow P_{DMAX} \geq 4{,}5$ W @ $T_A = 50$ °C

Transistor che soddisfano le specifiche: TIP31 (NPN) e TIP32 (PNP)

T_3 e T_4: 2N2222 (NPN), 2N2907 (PNP)

- R_e: la loro caduta di tensione deve essere pari a V_{BEON} @ I_{CMAX}

$R_e I_{CMAX} = V_{BEON}$

Ma V_{BEON} dipende da T_A: bisogna fare in modo che in tutto il range di temperatura T_1 e T_2 non vengano attivati prima di $I_{CMAX} = 200$ mA. $\frac{\partial V_{BE}}{\partial T} = -2{,}5$ mV/°C

$V_{BEONmin} = 0{,}6$ V @ 25 °C per il 2N2222

$V_{BEONmin} = 0{,}6 - 2{,}5 \cdot 25 \cdot 10^{-3} = 0{,}545$ V @ 50 °C $\rightarrow$ assumiamo 0,5 V

$$\boxed{R_e = \frac{0{,}5 \text{ V}}{0{,}2 \text{ A}} = 2{,}5\ \Omega \rightarrow 2{,}2\ \Omega}$$ (valore normalizzato più vicino minore perché maggiore interverrebbe prima del dovuto)

Andrebbe verificato il corretto funzionamento anche a 0 °C con la V_{BEmax}, ma tipicamente i transistor di protezione sono montati attaccati ai transistor di potenza, quindi se questi si scaldano scaldano anche T_3 e T_4 che quindi diminuiscono la propria V_{BEon}, quindi è una verifica non molto utile.

$P_{D_{R_e}} = \frac{(0{,}5 \text{ V})^2}{2{,}2\ \Omega} = 0{,}29$ W $\rightarrow$ serve 0,5 W (condizione peggiore, con un certo margine di sicurezza)

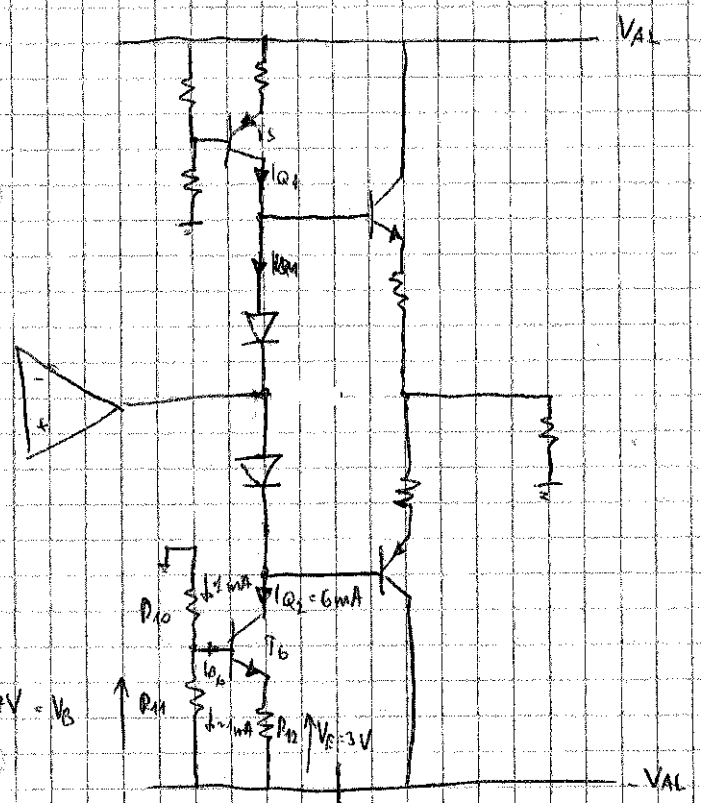
- correnti di polarizzazione: h_{FEmin} @ $I_C = 200$ mA per i TIP31 e TIP32 è 40

$\rightarrow I_{BMAX} = \frac{I_{CMAX}}{h_{FEmin}} = \frac{0{,}2 \text{ A}}{40} = 5$ mA

Teniamo conto di una corrente un po' maggiore (+1 mA) per far sì che D_1 conduca anche quando c'è la I_{BMAX}

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 91 di 235

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 93 di 235



per mantenere T_6 in linearità in ogni condizione

Se $I_{B_6} \simeq 100\ \mu A$, scegliamo R_{10} e R_{11} tali per cui la corrente che li attraversa ~~sia~~ rende trascurabile I_{B_6} (almeno 10 volte tanto) $\rightarrow 1\ mA \rightarrow R_{10}+R_{11} = \frac{15V}{1mA} = 15\ k\Omega$.

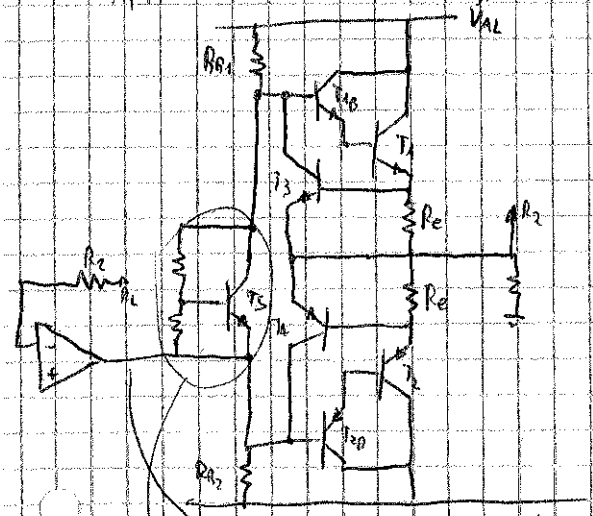
R_{11} è quindi scelta in modo tale che $V_B = 3,7\ V$, per cui $V_E = 3\ V$

$\rightarrow R_{11} = 3,6\ k\Omega$

$R_{10} =$ ~~[illegible]~~ ~~12 kΩ~~ $11,4\ k\Omega$

$\rightarrow R_{12} = \frac{3\ V}{6mA} = 500\ \Omega$

Altra soluzione: Darlington



il moltiplicatore di V_{BE} non ha presa centrale, quindi V_i introduce un offset, ma una volta chiuso l'anello di reazione l'op amp lo compenserà automaticamente

moltiplicatore di V_{BE} → per dare 4 V_{BE} di offset

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 93 di 235

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 95 di 235

Progetto di un filtro BP

Progettare cella a reazioni multiple senza R_4 e $C_1 = C_2 = 1\ nF$

$F_L = 10\ kHz$, $F_H = 15\ kHz$

$F_0 = \sqrt{F_L F_H} = 12{,}25\ kHz$

$Q = \cancel{\frac{F_H - F_L}{F_0}} \quad \frac{F_0}{F_H - F_L} = 2{,}45$

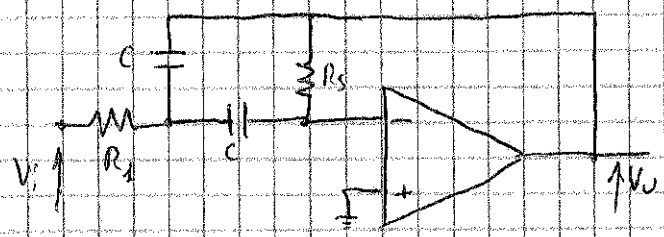
$$\begin{cases} F_0 = \dfrac{1}{2\pi C\sqrt{R_S R_1}} \\ Q = \dfrac{1}{2}\sqrt{\dfrac{R_S}{R_1}} \end{cases} \quad \begin{cases} \sqrt{R_S R_1} = \dfrac{1}{2\pi C F_0} \\ \sqrt{\dfrac{R_S}{R_1}} = 2Q \end{cases} \quad \begin{cases} R_S = \dfrac{1}{4\pi^2 C^2 F_0^2 R_1} \\ \dfrac{1}{2\pi C F_0 R_1} = 2Q \end{cases}$$

$R_S = 63{,}7\ k\Omega$

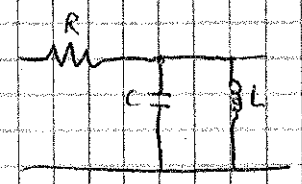
$R_1 = \dfrac{1}{4\pi C F_0 Q} = 2{,}65\ k\Omega$

$R_S = 68\ k\Omega$ $\rightarrow$ $F_0 = 11{,}745\ kHz$ $\rightarrow$ $F_L = F_0\sqrt{1 + \frac{1}{Q^2}} - \frac{F_0}{2Q} = 9{,}64\ kHz$

$R_1 = 2{,}7\ k\Omega$ $\quad Q = 2{,}51$ $\quad F_H = F_0\left[\sqrt{1 + \frac{1}{4Q^2}} + \frac{1}{2Q}\right] = 14{,}32\ kHz$



Riprogettare il circuito con induttanza simulata, $C = 1\ nF$

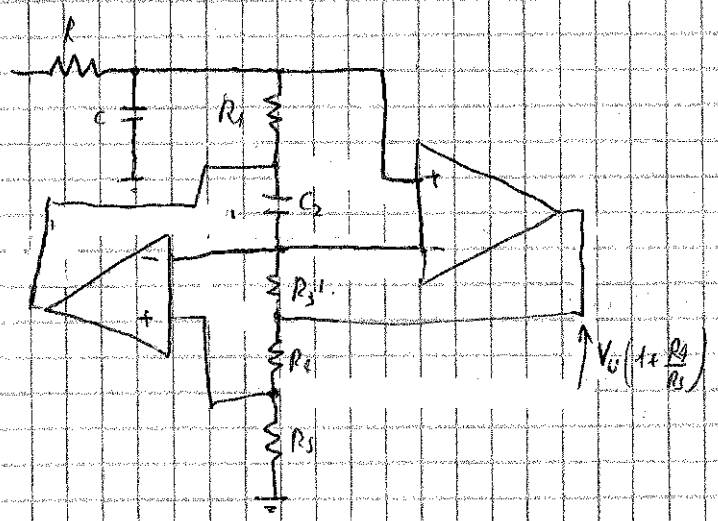


$Q = R\sqrt{\frac{C}{L}}$

$F_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$

$L = \frac{1}{4\pi^2 F_0^2 C} = 169\ mH$

$R = Q\sqrt{\frac{L}{C}} = 31{,}8\ k\Omega$

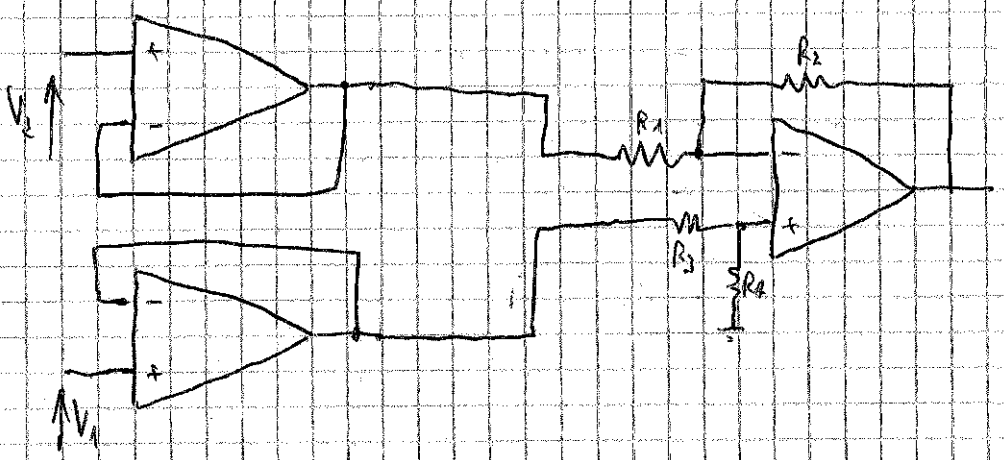


$22\ k\Omega = R_4 = R_5 \rightarrow$ l'uscita è $2V_u$ $\quad Z = s\,\frac{R_1 R_3 R_5 C_2}{R_4} = s R_1 R_3 C_2$ $\quad$ Poniamo $C_2 = 1\ nF$, $R_1 = R_3 = 13\ k\Omega$

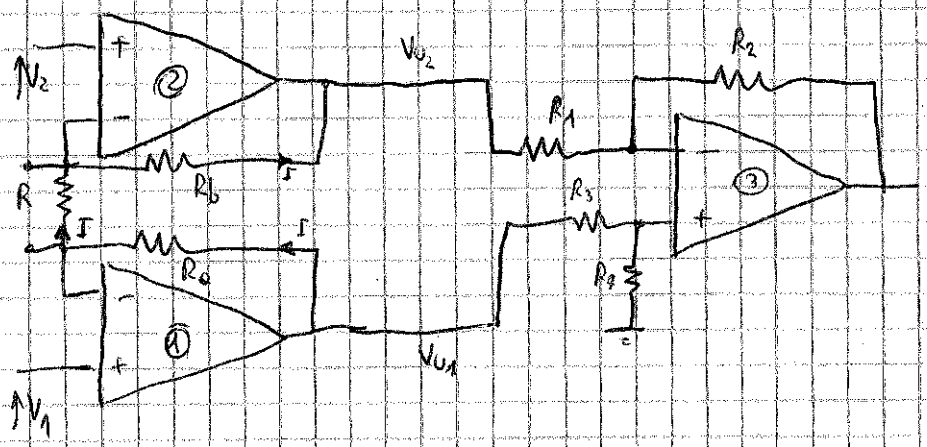
© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 95 di 235

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 97 di 235

Il primo miglioramento che può essere fatto è utilizzare due voltage follower in ingresso per far sì che entrambe i segnali vedano una alta impedenza d'ingresso:



L'amplificatore differenziale è però molto sensibile alle tolleranze sulle resistenze: si potrebbe pensare di integrare resistenze di precisione, ma in questo modo il guadagno resterebbe fisso. Sarebbe utile far sì che il guadagno possa essere variabile e dipendente da una sola resistenza:



$$I = \frac{V_1 - V_2}{R}$$

$$V_{U_1} - V_{U_2} = I(R + R_a + R_b) = (V_1 - V_2)\,\frac{R_a + R_b + R}{R}$$

$$V_U = k(V_{U_1} - V_{U_2}) \qquad k = \frac{R_2}{R_1}$$

$$\boxed{V_U = \frac{R_2}{R_1}\,\frac{R_a + R_b + R}{R}\,(V_1 - V_2)}$$

tenendo fisse R_2, R_1, R_a, R_b si può variare il guadagno variando solo R

Il costruttore può quindi integrare una R "di default" o lasciarla libera e permettere l'accesso dall'esterno per inserire una resistenza in parallelo a R.

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 97 di 235