

# Amplificatore operazionale II

## 1 Gli OpAmp reali

Finora abbiamo considerato il caso limite degli OpAmp ideali con retroazione negativa, per cui valgono le ben note **regole d'oro**. Queste hanno l'indubbio merito di permettere di capire in modo molto immediato il comportamento di base di un circuito ad OpAmp. Al solito però, quando la guardiamo nel dettaglio, la realtà è sempre un poco più complessa ed è necessario tenere in considerazione altri effetti. In questa scheda ci occuperemo di due aspetti che sono particolarmente rilevanti da un punto di vista concettuale:

- La **dipendenza dalla frequenza** del guadagno *open loop*  $A$ , che ovviamente non è infinito in un circuito reale, e come vedremo questo aspetto è fondamentale per la stabilità dei circuiti OpAmp;
- l'ovvio fallimento delle regole d'oro quando la **retroazione diventa positiva**, il che porta ad interessanti configurazioni che sono fondamentalmente “diverse” e basate su meccanismi di isteresi.

Prima di spostarci verso quelli che saranno gli argomenti al centro dell'esperienza, è utile fare un breve *excursus* dei vari altri elementi di non-idealità degli OpAmp reali. Sebbene sia certamente utile esserne coscienti, tipicamente ne terremo conto sfruttando codici di simulazione numerica, dato che la complessità della trattazione diventa rapidamente poco pratica per essere affrontata con carta e penna.

Un primo modello reale minimale può essere quello illustrato in Fig.1.1, dove sono state incluse: (i) una resistenza *differenziale* di ingresso  $R_i$ , (ii) una resistenza di *uscita*  $R_o$  e (iii) un fattore di amplificazione  $A$  che in generale sarà molto grande (tipicamente dell'ordine di  $10^5 \div 10^6$ ) ma ovviamente **non infinito**. Questi parametri sono in genere indicati sul *datasheet* del dispositivo. Tuttavia, nel considerarne l'esistenza, è importante comprendere come il meccanismo di feedback negativo abbia un ulteriore effetto benefico: per esempio, va a *sopprimere* la differenza fra gli ingressi  $V_+$  e  $V_-$ , e quindi anche le non-idealità dovute al fatto che  $R_i$  è finita.

A questo punto potremmo concludere che una grande amplificazione  $A$  possa risolvere sostanzialmente qualsiasi non-idealità di un OpAmp reale. Sfortunatamente non è così: in particolare, un limite sostanziale è quello della **corrente massima** che l'amplificatore è in grado di erogare. Gli amplificatori sono infatti limitati non solo (*per costruzione*) in tensione<sup>1</sup>, ma anche (*per design*) in corrente<sup>2</sup>, e questo è sostanzialmente un effetto non-lineare che non può essere descritto da uno schema come quello in Fig.1.1.

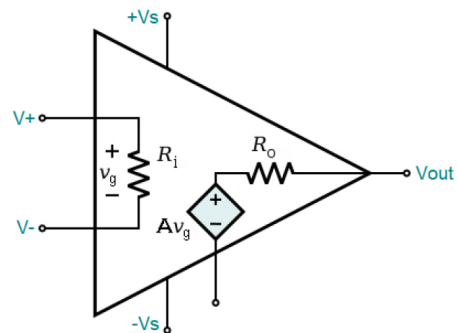


Figura 1.1: OpAmp reale: prime deviazioni.

**Task 1** Cercare sul datasheet di AD8031 i valori tipici dichiarati per  $A$  e  $R_i$  ( $R_o$  spesso non è riportata e sono semmai indicati altri limiti dello stadio di uscita come per esempio la corrente di corto che sono connessi a meccanismi di limitazione automatica). Si annotino i valori nel *logbook* per futura memoria.

<sup>1</sup> Come avrete notato,  $V_{out}$  non può raggiungere nè superare i voltaggi di alimentazione.

<sup>2</sup> In questo caso è un limite voluto e serve a prevenire l'autodistruzione del dispositivo per effetto Joule.

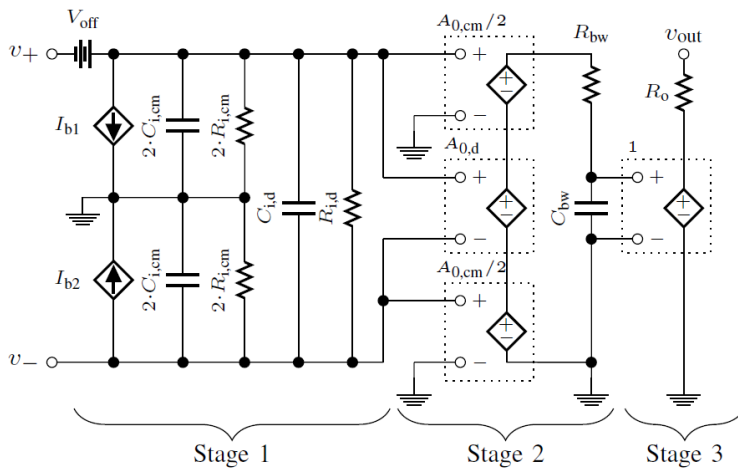


Figura 1.2: Un modello (lineare) più completo.

da del tipo di OpAmp, questa corrente può essere minuscola (pochi pA) oppure meno trascurabile. Anche in questo caso, la sorgente principale di informazione è il datasheet del circuito integrato.

Oltre ai citati effetti, va considerato che un OpAmp reale ha una impedenza di ingresso non semplicemente resistiva, qui indicata dal parallelo  $R_{i,d}$  e  $C_{i,d}$ . Per concludere, come potete immaginare è difficile che un circuito reale risponda *esattamente e solamente* alla differenza di potenziale fra gli ingressi ( $V_+ - V_-$ ). Anche limitandosi al limite di risposta lineare, è opportuno considerare che il circuito possa rispondere a una variazione di ( $V_+ + V_-$ ). Questi effetti sono descritti da un così detto **fattore di amplificazione di modo comune**, indicato in figura come  $A_{0,cm}$ , che ovviamente in qualsiasi OpAmp ben costruito è enormemente inferiore a quello differenziale considerato finora  $A$ , indicato nello schema come  $A_{0,d}$ . La figura di merito da tenere d'occhio in questo caso è il rapporto  $A_d / A_{cm}$ , che si chiama **rapporto di reiezione di modo comune** o CMRR (*common mode rejection ratio*). Allo stesso modo c'è una impedenza di ingresso di modo comune.

**Task 2** Cercare nel datasheet di AD8031 i parametri citati (non è detto che li troviate tutti) o riconducibile allo schema di Fig. 1.2 e annotarli sul logbook.

## 2 Larghezza di banda di un amplificatore OpAmp

Un aspetto che è stato trascurato fino ad ora è la dipendenza dell'amplificazione  $A$  dalla frequenza del segnale, che ovviamente esiste. Questo non rappresenta un semplice limite di *performance* del circuito che può causare fastidiose non-idealità: data l'alta amplificazione e la retroazione nei tipici circuiti ad OpAmp, un grosso problema è infatti rappresentato anche e soprattutto dalla instabilità che tutto questo può generare. Finché la risposta può essere considerata lineare, l'equazione del guadagno introdotta nella sezione precedente può essere considerata valida al variare della frequenza

$$G(\omega) = \frac{A(\omega)}{1 + \beta(\omega)A(\omega)} \quad (2.1)$$

dove in generale  $A(\omega)$  e  $\beta(\omega)$  potranno assumere valori complessi. Se ammettiamo che  $A(\omega) = |A(\omega)|e^{i\varphi}$  possa contenere uno sfasamento  $\varphi$  significativo, la retroazione può diventare a tutti gli effetti *positiva* e causare delle instabilità. Un limite interessante è quello del *criterio di Barkhausen*  $1 + \beta(\omega)A(\omega) = 0$  in cui il denominatore si annulla e  $G(\omega)$  diverge, il che significa che il segnale a  $\omega$  è in grado di auto-sostenersi anche in assenza di un ingresso<sup>4</sup>. Tutto questo può essere desiderabile se si vuole costruire un oscillatore, ma non certo se si vuole amplificare un segnale. Gli

<sup>3</sup>Ci teniamo a sottolineare che perfino in questo caso si tratta solo di un *modello*. In realtà l'OpAmp è un *circuito integrato* che contiene molti componenti. Il  $\mu A741$  contiene una ventina di transistori, una decina di resistenze ed un condensatore. E' dunque possibile prendere in considerazione un modello di più basso livello che tenga conto delle proprietà e dei parametri che caratterizzano le singole parti e le loro interazioni. Oppure si potrebbe scendere ancora di livello e prendere in considerazione la struttura delle giunzioni che realizzano i transistor e modellizzare il sistema a questo livello. Ad ognuno di questi gradi di approssimazione corrisponde un fisico professionista o un ingegnere elettronico che sviluppa e utilizza strumenti teorici e sperimentali adeguati.

<sup>4</sup>Spesso il criterio è indicato come  $A\beta = 1$ , il segno dipende dal tipo di retroazione (positiva o negativa, utilizzata).

Concludiamo il nostro *excursus* con il modello più elaborato in Fig. 1.2, che contiene tutti gli effetti lineari fondamentali che possono giocare un ruolo. Fra questi, gli unici che vale la pena considerare al di fuori di un programma di simulazione sono: (i) la presenza di un **offset**, che è indicato in figura come  $V_{off}$  e che va inserito nell'equazione del guadagno come

$$V_{out} = A(V_+ - V_- + V_{off}) \quad (1.1)$$

e con cui avete già fatto conoscenza; (ii) la presenza di **correnti di bias**, indicate in figura come  $I_{b1}$  e  $I_{b2}$ . L'esistenza di correnti di bias può apparire poco intuitiva, ma deriva dalla struttura dell'OpAmp: il circuito è costituito da vari transistori<sup>3</sup> che nel loro normale funzionamento assorbono una piccola corrente da entrambe gli ingressi  $V_+$  e  $V_-$ . A seconda

OpAmp sono in effetti *volutamente* disegnati per rendere impossibile ottenere instabilità di questo tipo quando la retroazione è costituita da una semplice rete resistiva (ossia quando  $\beta(\omega)$  è una costante *reale* minore di 1). Come qualsiasi circuito del mondo reale, gli OpAmp contengono vari effetti capacitivi (voluti o meno) che prima o poi causano degli sfasamenti nella funzione di risposta, è quindi importante che l'amplificazione scenda sotto l'unità prima che lo sfasamento raggiunga  $\pi$ , in modo che la (2.1) non abbia mai la possibilità di divergere, quantomeno con un innocuo feedback resistivo. Per ottenere questo, negli OpAmp l'amplificazione è abbattuta *di proposito* inserendo nella funzione di risposta dell'amplificatore un meccanismo bassa-basso che in approssimazione di *polo dominante* descriveremo approssimativamente come

$$A(\omega) \approx \frac{A(0)}{1 + i\omega\tau}, \quad (2.2)$$

dove  $\tau$  è disegnato in maniera tale da portare l'amplificazione *open loop* sotto uno prima che gli altri inevitabili sfasamenti mandino la fase di  $A(\omega)$  oltre  $\pi$ , generando potenziali auto-oscillazioni<sup>5</sup>. La frequenza  $f_{|A|=1}$  a cui si raggiunge un guadagno *open loop* unitario viene spesso indicata come GBWP o *Gain BandWidth Product* per motivi che saranno chiari a breve.

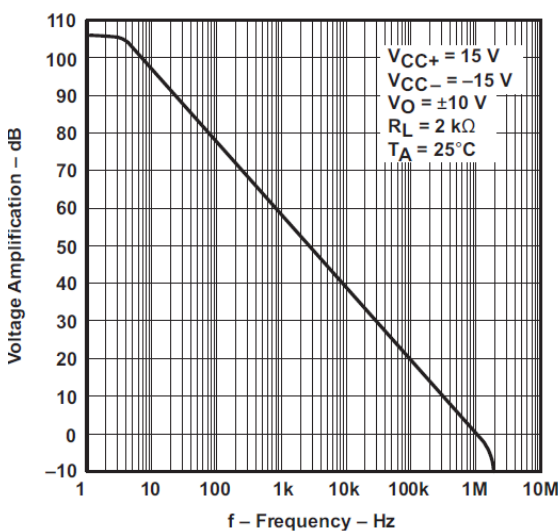


Figura 2.1: Guadagno open-loop.

Un altro parametro di merito interessante è il così detto *margin di fase*, che indica quanto siamo distanti da uno sfasamento  $\pi$  quando  $|A(\omega)|$  diventa unitaria e chiaramente dà una misura di quanto l'OpAmp è stabile e distante da potenziali auto-oscillazioni. Una misura alternativa della stabilità è il *margin di guadagno*, che indica quanto  $|A(\omega)|$  sia sotto l'unità alla frequenza a cui lo sfasamento di  $A(\omega)$  raggiunge  $\pi$ . Chiaramente più un OpAmp sarà disegnato "bene" e sarà libero da sfasamenti<sup>6</sup>, più sarà possibile estendere il GBWP senza rischiare di generare fenomeni di auto-oscillazione, e più l'OpAmp sarà in grado di operare a frequenze alte. Nel grafico di lato si vede riportato il modulo e la fase del guadagno a circuito aperto in un grafico estratto dal datasheet di uno dei due tipi di OpAmp a vostra disposizione. Considerazioni di stabilità a parte, il fatto che  $A(\omega)$  non sia una costante fa sì che neanche  $G(\omega)$  lo sia, perfino nel caso di un banale feedback resistivo. Possiamo quindi definire una frequenza di taglio  $f_c$  (dove  $c$  sta per *cut-off*) dell'amplificatore come la frequenza a cui il guadagno scende di un fattore  $1/\sqrt{2}$ , ossia  $G(f_c) = G(\omega = 0)/\sqrt{2}$ . Questa frequenza viene a volte

anche indicata come *larghezza di banda* o *bandwidth* (BW) dell'amplificatore.

### Simulazione con TINA

Prima delle misure, verifichiamo su TINA cosa ci possiamo aspettare. Per inserire il componente è possibile procedere in due modi complementari:

- Se l'OpAmp è fra quelli standard implementati da TINA, si può semplicemente inserire un "Operational Amplifier" dal *toolbar*, facendo doppio *click* sul componente, selezionare il particolare modello.
- Alternativamente, i componenti meno comuni sono tipicamente inseribili nello schema come delle "macro". TSM. Le macro vi sono fornite tramite lo *share* del corso, ma possono in genere anche essere generate usando dei file di modello forniti dal produttore del componente.

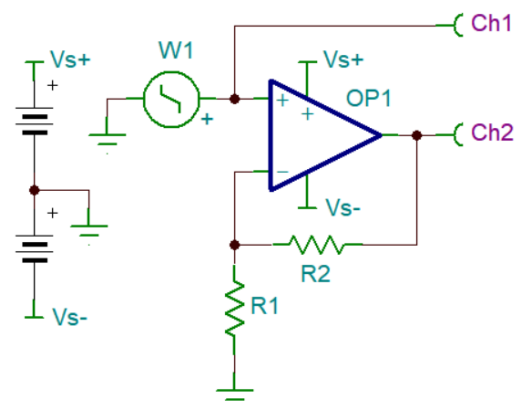


Figura 2.2: Simulazione con TINA.

<sup>5</sup>Questo problema è ben noto fino dai primi OpAmp monolitici e infatti un grande passo avanti nel favorire la loro diffusione è stato quello di riuscire ad integrare dei condensatori relativamente grossi su chip. Chiaramente, la realizzazione pratica del polo dominante richiede un condensatore da qualche parte e se vi capita di vedere una foto al microscopio del chip di un OpAmp sarà probabilmente il componente più appariscente per via delle sue dimensioni.

<sup>6</sup>ma ricordate che prima o poi gli sfasamenti arrivano, è inevitabile.

Utilizzando la funzione di *help* di TINA per questo componente è possibile trovare informazioni sul modello che il programma utilizza per calcolare il comportamento dell'OpAmp. Per chiarire in pratica il concetto di larghezza di banda, consideriamo - come mostrato in Figura 2.2 - lo schema dell'amplificatore con retroazione negativa in configurazione non-invertente usando  $R_1 = 1\text{ k}\Omega$  e  $R_2 = 100\text{ k}\Omega$ .

**Task 3** Si tracci il diagramma di Bode simulato per il circuito di Fig.2.2, per gli OpAmp a disposizione (a scelta tra AD8031 o OP77), spingendo l'intervallo di frequenze fino al punto in cui diventa evidente il *roll-off* dell'amplificazione. Determinare il guadagno  $G(\omega \rightarrow 0)$  e la frequenza di taglio  $f_c$ .

## Verifica sperimentale

Verifichiamo ora il circuito reale, usando lo stesso metodo usato per i filtri passivi, ossia facendo una scansione delle frequenze con il generatore di funzioni per misurare la funzione di risposta dell'amplificatore, che non è altro che  $G(\omega)$ . Ai fini della gestione dei tempi, facciamo notare che l'ultimo punto proposto include una ripetizione dello studio per un modello diverso di OpAmp, ossia il già noto OP77 (o l'equivalente OP07).

**Task 4** Costruire un circuito con guadagno  $G \approx 100$  utilizzando l'OpAmp AD8031 (consigliato  $R_1$  dell'ordine di  $100\Omega - 1\text{ k}\Omega$ ). Selezionare manualmente sul generatore di funzioni una sinusoide con frequenza di circa  $1\text{ kHz}$  e mandarla in ingresso all'amplificatore. Regolare l'ampiezza (ed eventualmente l'offset) in maniera da non saturare l'uscita dell'amplificatore. Annotare il valore, vi sarà utile per la misura successiva, ovviamente.

**Task 5** Misurare il diagramma di Bode utilizzando uno script basato su `sweepfreq.ipynb` su un range sufficiente ad osservare il *cut-off* dell'amplificatore. **IMPORTANTE:** visto che alcuni OpAmp potrebbero presentare un offset non banale, modificare opportunamente la funzione di fit per includere il parametro *offset* dell'onda misurata. Fittare i diagrammi di Bode ottenuti usando le equazioni (2.1) e (2.2). Ricavare la frequenza di taglio  $f_c$  e calcolare il prodotto  $G(0)f_c$ . Confrontare il valore trovato con quello della simulazione.

**Task 6** Ripetere lo studio per  $G(0) \approx 300$  e  $1000$ , verificando quanto effettivamente il prodotto banda-guadagno  $G(0)f_c$  sia davvero costante, includendo i risultati precedenti ottenuti per  $G \approx 100$ . Ripetere lo stesso studio con l'OpAmp OP77<sup>a</sup>. Riportare i risultati dello studio (incluso quanto ottenuto al punto precedente) su un grafico comparativo della  $G(\omega)$  chiamato GBWP .pdf.

<sup>a</sup>oppure l'equivalente OP07.

**Task 7 Opzionale:** ripetere lo studio del task precedente con l'OpAmp MCP601. Da notare che l'alimentazione di questo OpAmp è minore di quelli usati in precedenza ( $V_s = \pm 3\text{ V}$ ).

⚠ **Alimentare MCP601 a  $V_s = \pm 5\text{ V}$  brucia l'operazionale!** ⚠

## 3 Circuiti con retroazione positiva

Finora il segnale di feedback è sempre stato collegato a  $V_-$ . Una retroazione positiva come Fig.3.1 ovviamente va ad aumentare il guadagno già enorme del circuito e non sembra particolarmente utile, ma in realtà genera un effetto interessante. In un dispositivo reale  $V_{out}$  non diverge ma bensì satura sul *rail* positivo  $V_{s+}$  o negativo  $V_{s-}$ . Come vedremo, questo può portare ad effetti interessanti come la realizzazione di circuiti *bistabili*<sup>7</sup>, ossia a circuiti che a parità di ingresso possono avere più di uno stato stabile che dipende dalla storia passata del circuito. Il più famoso è certamente il *trigger di Schmitt*, di cui riportiamo lo schema in Fig.3.1.

Immaginiamoci che il circuito in figura abbia un  $V_{out}$  saturato alla tensione positiva  $+V_s$  (in realtà, come avete verificato sperimentalmente, la

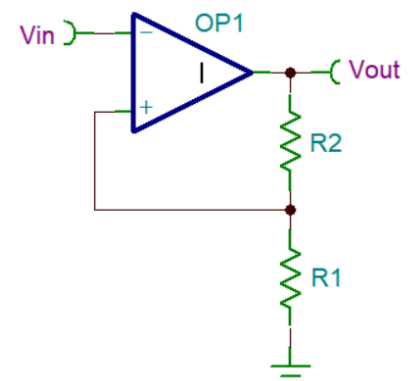


Figura 3.1: *Trigger di Schmitt*.

<sup>7</sup>Sostanzialmente sono dei circuiti con memoria, se preferite...

saturazione è a un voltaggio leggermente inferiore ma qui trascureremo questo aspetto). Da qui

$$V_+ = + \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot V_S \quad (3.1)$$

e questa saturazione continuerà ad auto-sostenersi finché il voltaggio del generatore  $V_{in}$ , che è connesso a  $V_-$ , rimane *inferiore* a questa soglia. Non appena invece la soglia viene superata ci aspettiamo che  $V_{out}$  scatti alla saturazione negativa e quindi che conseguentemente l'ingresso positivo diventi uguale a

$$V_+ = - \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot V_S. \quad (3.2)$$

Questa situazione si auto-sosterrà fintanto che il voltaggio generatore  $V_{in}$  rimane *sopra* questa soglia. Il circuito avrà quindi una risposta *isteretica*, con una bistabilità nell'intervallo fra le due soglie appena calcolate. Il circuito appena descritto è detto *trigger di Schmitt*.

**Task 8** Verificare il comportamento del circuito in Fig.3.1 usando  $R_1 = R_2$  dell'ordine di 1 kΩ e una forma d'onda a piacere. Riportare il risultato su *Schmitt .pdf*.

Con piccole modifiche, il circuito di Fig.3.1 può essere usato per creare un così detto *multivibratore astabile*, ossia un circuito che commuta continuamente fra due stati diversi, nessuno dei quali è stabile. Per fare questo basta fare in modo che il voltaggio di uscita dell'OpAmp, venga trasferito con un certo ritardo sull'ingresso  $V_-$  in maniera da fare transire il circuito nello stato opposto. Questo può essere ottenuto in maniera semplice collegando  $V_-$  tramite una ulteriore rete di feedback fatta con un partitore RC, come illustrato nel circuito riportato in Fig.3.2. In questo caso abbiamo quindi un feedback positivo immediato che stabilizza lo stato del trigger e crea il comportamento bistabile, e un feedback negativo ritardato che tende a farlo cambiare dopo un certo tempo. Il risultato sarà una oscillazione periodica fra due stati del trigger.

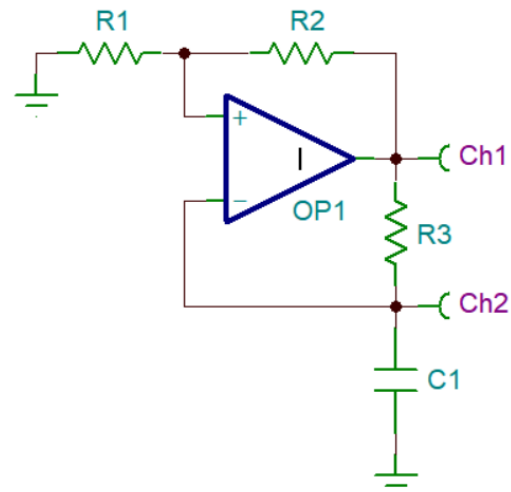


Figura 3.2: *Multivibratore astabile.*

**Task 9** Simulare il circuito di Fig.3.2 su TINA (scegliete l'OpAmp che preferite), dove all'ultimo schema realizzato è stato aggiunto un filtro con una costante tempo  $\tau = R_3 C_1 = 1 \text{ ms}$  e l'uscita è stata rimandata nell'ingresso invertente. Verificare il comportamento nei due punti indicati nello schema. Che frequenza vi aspettereste in base al valore di  $\tau$ , di  $R_1$  e  $R_2$ ? Quale ottenete effettivamente dalla simulazione? Nel fare questo controllo siete liberi di usare i valori di  $R_1$  e  $R_2$  del precedente circuito, oppure di cambiarli.

**Task 10** Realizzare il circuito e misurare la forma d'onda che produce nei due punti indicati. Misurare la frequenza e la forma d'onda prodotta dal circuito, confrontandola con le attese. Riportare il risultato su un grafico *Multivibratore .pdf*.