

Amplificatori operazionali

Gruppo II:

Erica Brisigotti, Emmanuele Lotano, Ylenia Mascolo

Docenti:

Prof. Valerio Mascagna
Prof.ssa Michela Prest
Prof. Erik Silvio Vallazza

Assistenti di laboratorio:

Martin Metzger
Alessia Selmi



Laboratorio di Fisica III A - Modulo di Fisica Moderna

Anno accademico 2020/2021

Università degli Studi dell'Insubria

Dipartimento di Scienza ed Alta Tecnologia

Indice

1	Introduzione	3
2	Amplificatore invertente	5
3	Amplificatore non invertente	8
3.1	Follower	11
3.2	Slew rate	12
4	Operazioni con <i>op-amp</i> :	14
4.1	Sommatore	14
4.2	Integratore	16
4.3	Derivatore	19
5	Amplificatore audio	22

1 Introduzione

Gli amplificatori operazionali derivano il loro nome dal fatto di essere circuiti in grado di fare operazioni e sono stati inventati alla fine degli anni '60. Sono circuiti a molti terminali (almeno 8) che contengono sia componenti passivi (resistenze, diodi) che attivi (*transistor* sia bipolari che MOS). Fanno parte della grande categoria dei circuiti integrati, cioè dei circuiti che grazie alla tecnologia prima a Larga poi a Larghissima Integrazione di Scala (LSI e VLSI) permettono di racchiudere in substrati di silicio di piccolissime dimensioni (qualche mm^2) numeri elevati di componenti, mantenendo il costo basso, l'affidabilità alta, i diversi device equalizzati.

Gli amplificatori operazionali (*op-amp*) utilizzano una proprietà fondamentale, quella del feedback, cioè di un circuito esterno all'*op-amp* stesso che paragona l'output a quello desiderato e corregge l'input, sottraendoci una parte dell'output, per ottenere tale output. In altre parole, parte dell'input viene cancellato con conseguente riduzione del guadagno del circuito (che in un *op-amp* ideale senza feedback è praticamente infinito) a vantaggio di minori distorsioni del segnale, migliore predicibilità del comportamento, migliore linearità su range di frequenze grandi.

Gli *op-amp* usati senza feedback negativo si dicono in configurazione *open-loop*; quelli con feedback *closed-loop*.

Le proprietà dei circuiti *closed-loop* dipendono solo dalle proprietà della network di feedback; questa, in particolare, può:

- dipendere dalla frequenza
- dipendere dall'ampiezza

e può essere designata per produrre:

- una sorgente di corrente ($Z_{out} \sim \infty$)
- una sorgente di tensione ($Z_{out} \sim 0$)

La proprietà usata per produrre il feedback coincide con la proprietà che viene migliorata. Il simbolo dell'*op-amp* è rappresentato in fig. 1. I terminali di alimentazione (che in genere sta tra ± 5 V e ± 20 V) tipici non vengono indicati.

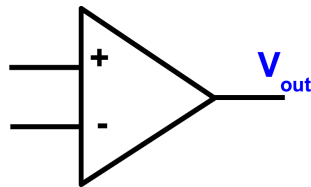


Figura 1: Simbolo dell'opamp.

I due terminali di ingresso sono rispettivamente l'input non-invertente e quello invertente, con + e - che indicano come l'output sia positivo se l'input + è più positivo di quello -.

La relazione tra la differenza di potenziale tra i due ingressi e la tensione in uscita è data da:

$$V_{out} = G_{OL}(V_1 - V_2) \quad (1)$$

dove G_{OL} indica il guadagno in condizioni di *open-loop* (senza collegamenti, cioè, tra uscita e ingressi) e ha un valore tipicamente compreso tra 10^5 e 10^6 . L'amplificatore utilizzato in queste condizioni non si comporta, però, in modo lineare: essendo G così alto, una variazione di anche una frazione di mV tra i terminali di input fa oscillare l'output su tutto il suo range portandolo in saturazione positiva e negativa.

Due sono le regole d'oro degli opamp ideali:

1. **L'output fa tutto il possibile per rendere la ΔV tra gli input uguale a 0** (questo non significa che l'*op-amp* cambia la tensione agli input, ma che l'amplificatore guarda ai suoi input e fa variare il suo output in modo che il feedback porti la differenza tra gli input a 0);
2. **Gli input non tirano corrente.**

Nel caso degli *op-amp* reali, la situazione è diversa ed in alcune misure di laboratorio è stato verificato che:

- L'impedenza in ingresso non è infinita e quella in uscita, seppur piccola, non è esattamente nulla;
- La massima corrente di output è dell'ordine di 20mA;
- L'*open-loop* voltage gain G_{OL} è 10^5-10^6 e precipita a 1 per frequenze $f_T \simeq 1 - 10$ MHz;
- Esiste un offset per la tensione che è dato dalla differenza tra gli input quando l'output è uguale a 0;
- Esiste una corrente di *bias* (quella che scorre attraverso la rete resistiva che alimenta gli input);
- Il cambiamento dell'output non è istantaneo ma presenta uno *slew rate* (rate di cambiamento).

Le misure in laboratorio sono state le seguenti:

1. realizzazione di un amplificatore invertente e uno non invertente e misura delle caratteristiche di guadagno, sfasamento, frequenza a 3dB per diversi valori della resistenza di feedback;
2. misura dello *slew rate* (cioè del tempo di risposta) di diversi *op-amp* usati in configurazione invertente e con un'onda quadra in ingresso;
3. realizzazione di un sommatore e verifica del suo funzionamento;
4. realizzazione di un integratore e di un derivatore e verifica del loro funzionamento;
5. realizzazione di un amplificatore audio e verifica del suo comportamento con diverse configurazioni di feedback.

2 Amplificatore invertente

Il circuito è riportato in fig. 2.

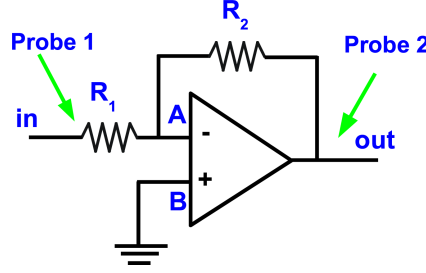


Figura 2: L'*inverting amplifier* in *closed-loop* (con una resistenza R_2 di feedback).

L'ingresso B (non-invertente) è collegato a massa, mentre il segnale entra in A (invertente); siccome (per la regola 1) i due input devono stare alla stessa tensione, si dice che A si trova a *virtual ground*.

Utilizzando il principio di Kirchoff al nodo A, è possibile calcolare il rapporto tra segnale in uscita e segnale in ingresso, cioè il guadagno del circuito:

$$G = \frac{V_{out}}{V_{in}} = -\frac{R_2}{R_1} \quad (2)$$

Quindi il circuito amplifica e rovescia (cioè sfasa di π) il segnale in ingresso.

Per analizzare questo comportamento è stato utilizzato un generatore di tensione alternata di ampiezza 10 mV e frequenza 1 kHz, fissando $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$ e variando R_2 in un range da 1 k Ω a 100 k Ω con step 25 k Ω . Di seguito vengono rappresentati i risultati ottenuti:

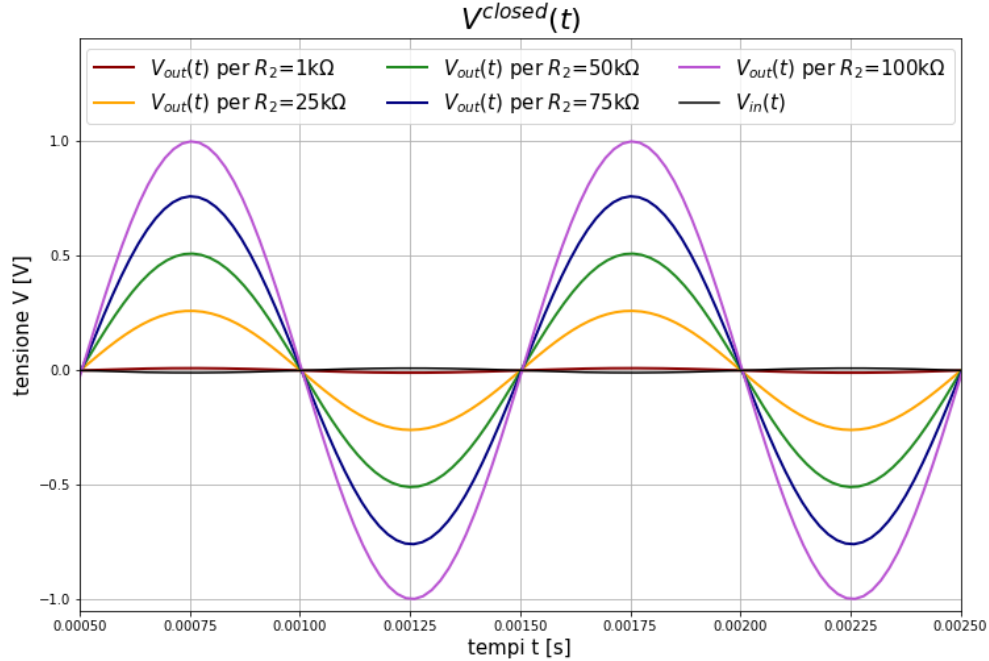


Figura 3: Rappresentazione dell'andamento dei potenziali nel tempo per il circuito in figura (2) e per ciascun valore delle resistenze R_2 di feedback.

Dalla figura (3) si possono osservare due caratteristiche tipiche del comportamento dell'*op-amp* in questa configurazione:

- il segnale in uscita risulta maggiormente amplificato all'aumentare del valore di resistenza R_2 , in accordo con il modulo della formula (2);
- il segnale in uscita risulta invertito rispetto a quello d'entrata (ovvero sfasato di 180°), giustificando il segno negativo nell'equazione (2).

In generale, inoltre, per un circuito di questo tipo si ha un limite di amplificazione del segnale che risulta essere legato al valore di tensione continua necessaria per l'alimentazione dell'*op-amp* (non rappresentata in figura (2)) ed è indipendente dal valore di resistenza R_2 . Infatti, per aumentare l'ampiezza del segnale in uscita si dovrebbe aumentare il modulo delle tensioni continue, ma questo implicherebbe consumi più elevati di potenza; inoltre, esiste un valore massimo costruttivo¹ proprio di questo tipo di *op-amp* (TL081) che limita ulteriormente l'amplificazione.

Un esempio di questa limitazione di amplificazione può essere osservato nel caso del circuito *open-loop*, ottenuto eliminando la resistenza R_2 dal circuito in figura (2). Questo effetto risulta particolarmente evidente siccome la rimozione della resistenza R_2 porta ad amplificazioni ancora maggiori rispetto a quelle in figura (3), fino ad imbattersi in una distorsione dovuta ai generatori in continua.

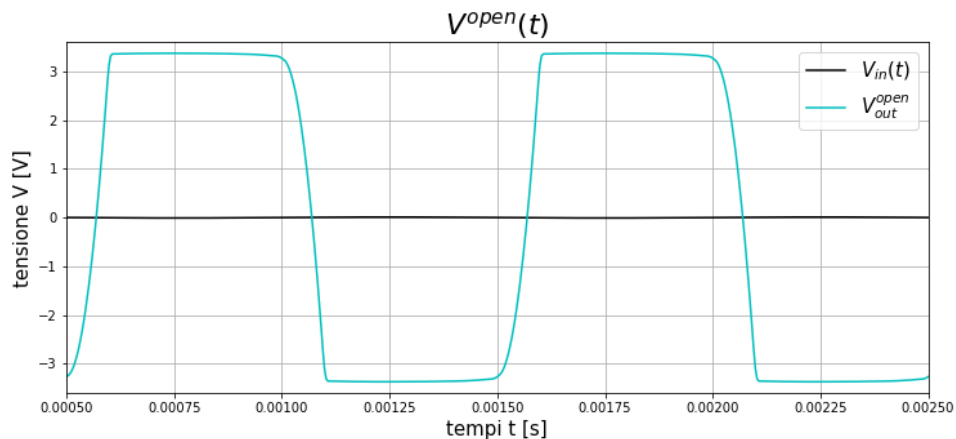


Figura 4: Andamento del potenziale in uscita dal circuito in *open-loop*.

Come anticipato, si è osservata una distorsione dell'onda amplificata dovuta alla saturazione dell'*op-amp*, che si verifica a circa 3.5 V, poiché sono state fornite tensioni continue di ± 5 V.

La saturazione è stata raggiunta siccome l'onda in uscita, nel caso di *open-loop*, è caratterizzata da maggiore ampiezza rispetto a quelle di figura (3), in *closed-loop*.

Per analizzare ulteriormente il comportamento dell'*inverting amplifier*, si è studiato il *Bode plot* sia del *closed-loop* (per i medesimi valori di resistenza dei grafici in figura (3)) che dell'*open-loop*.

¹Tale valore, così come molte altre caratteristiche tecniche dell'*op-amp*, possono essere consultate dall'apposito *data-sheet* fornito dal costruttore.

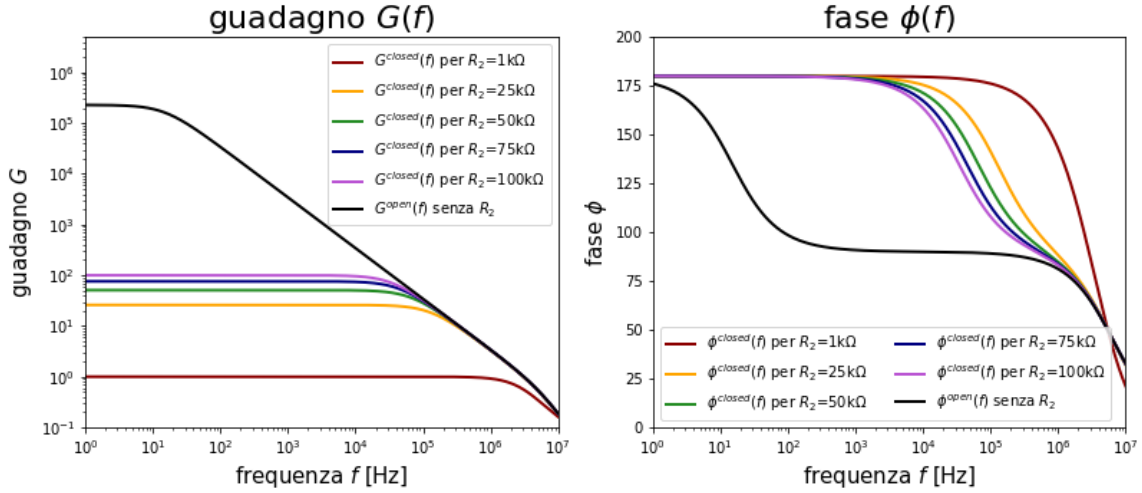


Figura 5: Bode plot dell'inverting amplifier in closed-loop ed open-loop .

Si può osservare che, nel caso del:

- circuito *closed-loop* , il guadagno aumenta all'aumentare della resistenza R_2 in accordo con la formula (2). In particolare è stato possibile calcolare due differenti valori di guadagno per i casi rappresentati in figura (3): il primo si basa sul modulo della relazione $G = R_2/R_1$, mentre il secondo è stato calcolato in base alla definizione $G = V_{out}/V_{in}$.

R_2 [k Ω]	1	25	50	75	100
$G = R_2/R_1$	1.00	25.00	50.00	75.00	100.00
$G = V_{out}/V_{in}$	1.00	26.00	50.98	75.95	99.90

Tabella 1: Valori di guadagno calcolati al variare della resistenza R_2 utilizzata (nel caso del *closed-loop*).

I risultati ottenuti in tabella (1) risultano essere compatibili tra di loro, confermando l'equazione (2).

Dal grafico in figura (5) si può, però, osservare anche che la frequenza di taglio f_{3dB} diminuisce all'aumentare della resistenza R_2 , ovvero del guadagno G .

Questa tendenza è stata confermata dai valori sperimentali che è stato possibile ottenere dai Bode plot tramite la definizione di f_{3dB} .

R_2 [k Ω]	1	25	50	75	100
f_{3dB} [kHz]	2187.76	129.42	66.83	44.98	34.28

Tabella 2: Frequenza f_{3dB} per le diverse resistenze R_2 utilizzate (in *closed-loop*).

A parità di resistenza R_2 e quindi f_{3dB} , si nota che il guadagno G è costante fino a f_{3dB} mentre risulta proporzionale al reciproco della frequenza oltre questo valore.

Inoltre, si può osservare dallo sfasamento ϕ in figura (5) che la maggior parte delle frequenze al di sotto di f_{3dB} risultano sfasate di 180° , ovvero invertite.

All'aumentare della frequenza si ottiene quindi una diminuzione dello sfasamento ϕ che tende ad annullarsi per frequenze estremamente elevate.

- circuito *open-loop* , il guadagno non assume un valore fisso ma è proporzionale al reciproco della frequenza (anche per valori ridotti).
Per quanto riguarda la fase ϕ , invece, si nota una progressiva diminuzione dello sfasamento da 180° fino a 0° , con un ampio range di frequenza che risulta avere uno sfasamento di 90° .

3 Amplificatore non invertente

Il circuito è riportato in fig. 6.

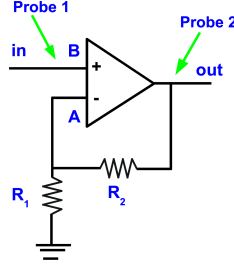


Figura 6: *Non-inverting amplifier* in *closed-loop* (con una resistenza R_2 di feedback).

L'ingresso B (non-invertente) è collegato al segnale. Utilizzando il principio di Kirchoff al nodo A, è possibile calcolare il rapporto tra segnale in uscita e segnale in ingresso, cioè il guadagno del circuito:

$$G = \frac{V_{out}}{V_{in}} = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad (3)$$

Quindi il circuito amplifica senza sfasare il segnale in ingresso, poichè $G > 0$.

Per analizzare il comportamento è stato utilizzato un generatore di tensione alternata di ampiezza 10 mV e frequenza 1 kHz; si è poi fissata $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$ e si è variato il valore della resistenza R_2 in un range da $1 \text{ k}\Omega$ a $100 \text{ k}\Omega$ con step di $25 \text{ k}\Omega$.

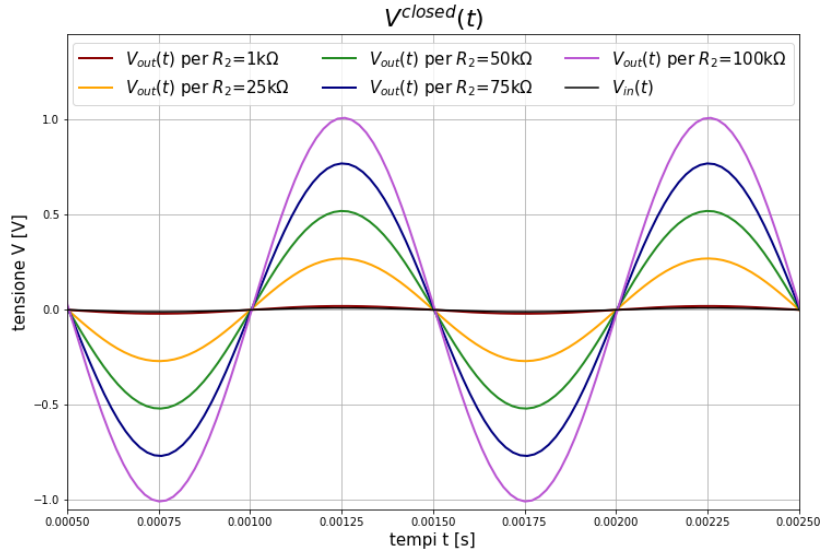


Figura 7: Rappresentazione dell'andamento dei potenziali nel tempo per il circuito in figura (6) e per ciascun valore delle resistenze R_2 di feedback.

Dalla figura (7) si può osservare che il segnale in uscita risulta maggiormente amplificato all'aumentare del valore di resistenza R_2 , ma non risulta invertito rispetto al segnale in entrata (differentemente al caso precedente dell'*inverting amplifier*), in accordo con la formula (3).

Analogamente a quanto spiegato nella sezione 2, anche per il *non-inverting amplifier* si ha una limitazione di amplificazione del segnale legata alla tensione continua necessaria per l'alimentazione dell'*op-amp*, ma sempre indipendente dal valore di R_2 assunto.

Similmente, si è deciso di mostrare tale limitazione di amplificazione per un circuito *open-loop* (dove la rimozione della resistenza R_2 porta ad amplificazioni ancora maggiori rispetto ad un circuito *closed-loop*). Come notato precedentemente, la distorsione dell'onda amplificata è prodotta dalla saturazione dell'*op-amp* (prossima a 3.5 V) dovuta alle tensioni continue di ± 5 V fornite dai due generatori.

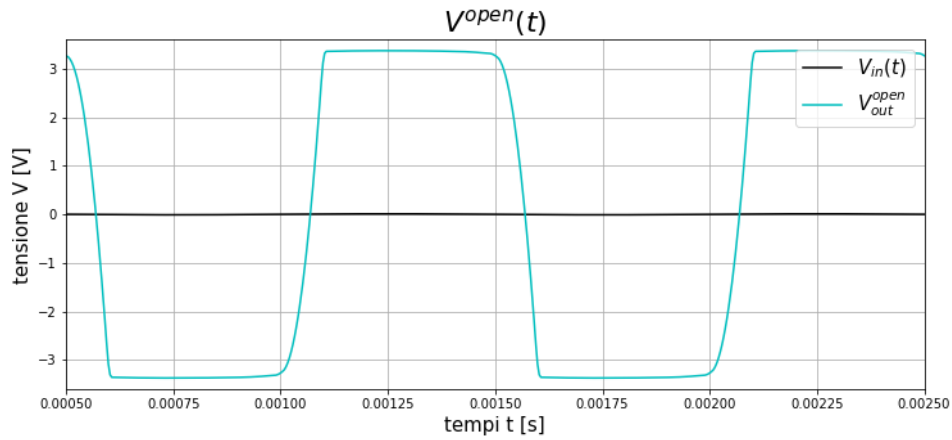


Figura 8: Andamento del potenziale in uscita dal circuito in *open-loop*.

In seguito, si è studiato il *Bode plot* del *non-inverting amplifier* sia per il *closed-loop* (per gli stessi valori di resistenza dei grafici in figura (7)) che per l'*open-loop*.

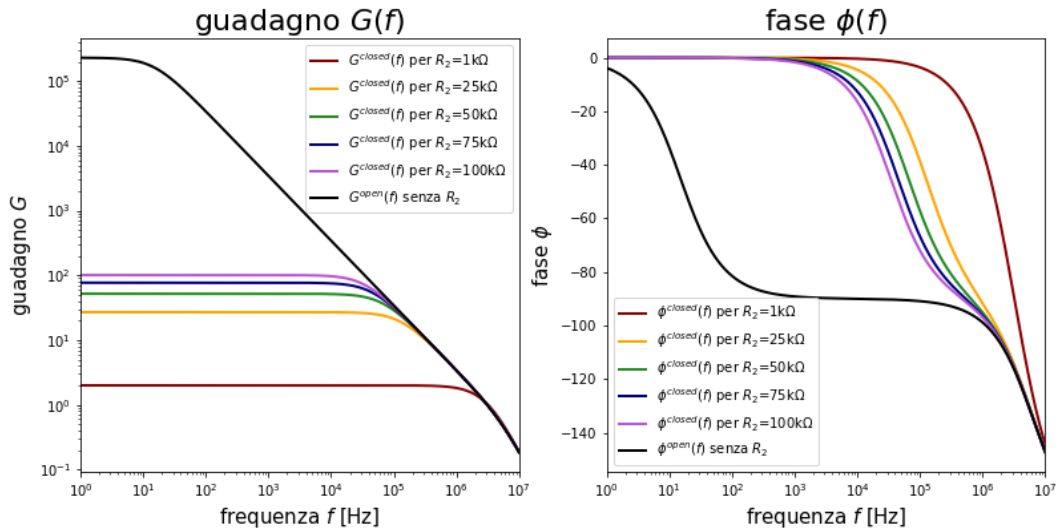


Figura 9: *Bode plot* del *non-inverting amplifier* in *closed-loop* ed *open-loop*.

Si può osservare che, nel caso del:

- circuito *closed-loop* , il guadagno aumenta all'aumentare della resistenza R_2 in accordo con la formula (3). E' stato possibile, in seguito, calcolare due differenti valori di guadagno per i casi rappresentati in figura (9): il primo si basa sulla relazione $G = 1 + R_2/R_1$, mentre il secondo è stato calcolato in base alla definizione $G = V_{out}/V_{in}$.

R_2 [k Ω]	1	25	50	75	100
$G = 1 + R_2/R_1$	2.00	26.00	51.00	76.00	101.00
$G = V_{out}/V_{in}$	2.00	27.00	51.98	76.94	100.89

Tabella 3: Valori di guadagno calcolati al variare della resistenza R_2 utilizzata (nel caso del *closed-loop*).

I risultati ottenuti in tabella (3) risultano essere compatibili tra di loro, confermando l'equazione (3).

Dal grafico in figura (9) si può, però, osservare anche che la frequenza di taglio f_{3dB} diminuisce all'aumentare della resistenza R_2 , ovvero del guadagno G .

Si è confermata questa tendenza partendo dai valori sperimentali ottenuti dai *Bode plot* tramite la definizione di f_{3dB} .

R_2 [k Ω]	1	25	50	75	100
f_{3dB} [kHz]	2041.74	128.82	66.07	44.67	33.88

Tabella 4: Frequenza f_{3dB} per le diverse resistenze R_2 utilizzate (in *closed-loop*).

A parità di resistenza R_2 e quindi f_{3dB} , si nota che il guadagno G è costante fino a f_{3dB} mentre risulta proporzionale al reciproco della frequenza oltre questo valore.

Inoltre, si può osservare dal grafico relativo alla fase ϕ in figura (9) che la maggior parte delle frequenze al di sotto di f_{3dB} non risultano sfasate.

All'aumentare della frequenza si ottiene una diminuzione dello sfasamento ϕ che tende a -180° per frequenze estremamente elevate.

- circuito *open-loop* , il guadagno non assume un valore fisso ma diminuisce proporzionalmente al reciproco della frequenza (anche per valori di frequenza ridotti). Per quanto riguarda la fase ϕ , invece, si nota una progressiva diminuzione dello sfasamento da 0° fino a -180° , con un ampio range di frequenza che risulta avere uno sfasamento di -90° .

Per completezza, è stato stimato poi il valore di impedenza in entrata Z_{in} e di uscita Z_{out} :

- per Z_{in} è stato possibile osservare che l'impedenza risulta identica a quella in entrata dell'*op-amp* , siccome nel circuito non è interposto alcun componente tra esso e il generatore di tensione; pertanto si ottengono valori elevati di Z_{in} ;
- per Z_{out} , invece, è stato possibile stimare l'impedenza introducendo una resistenza R^* in serie in uscita dal circuito analizzato, in modo tale da poter schematizzare la

configurazione così ottenuta come un partitore di tensione regolato dalla seguente relazione:

$$V_{out} = V_{in} \frac{Z_{out}}{(R^* + Z_{out})} \Rightarrow Z_{out} = \frac{V_{out} R^*}{V_{in} - V_{out}} \quad (4)$$

Tale formula ha permesso di calcolare (per $R^* = 1 \Omega$, $V_{in} = 100 \text{ mV}$ e $V_{out} = 25.61 \text{ mV}$ in DC) un valore $Z_{out} \sim 0.34 \Omega$. Quindi il valore di impedenza in uscita risulta molto ridotto compatibilmente con il comportamento di un *op-amp* ideale.

3.1 Follower

A seguire è stato analizzato il circuito in figura (6) in configurazione di follower: eliminando la resistenza R_2 di feedback e portando la resistenza R_1 ad infinito (togliendola dal circuito). Quindi la nuova configurazione risulta essere:

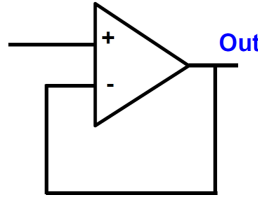


Figura 10: Rappresentazione del circuito follower analizzato.

Anche in questo caso, è stato utilizzato un generatore di tensione alternata di ampiezza 10 mV e frequenza 1 kHz.

Di seguito è stata riportata la figura dei risultati ottenuti:

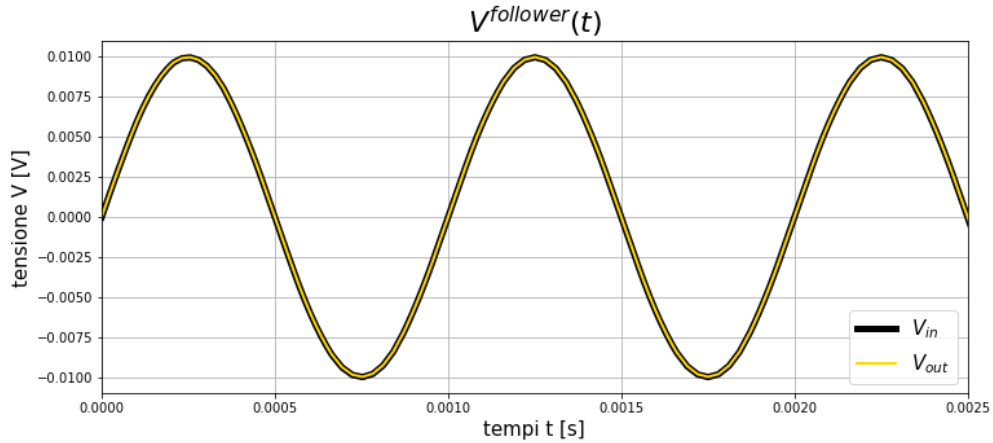


Figura 11: Rappresentazione temporale dell'andamento dei potenziali V_{in} e V_{out} .

Dalla figura è possibile notare che il segnale in uscita V_{out} coincide con il segnale in ingresso V_{in} , ovvero non si ha né un'amplificazione né un'inversione: come si può notare in figura (6), dal momento che non è presente una resistenza di feedback il potenziale nel punto A è collegato direttamente a V_{out} , facendo così coincidere le due onde.

Come ulteriore conferma del comportamento del follower, si è analizzato il suo *Bode Plot*:

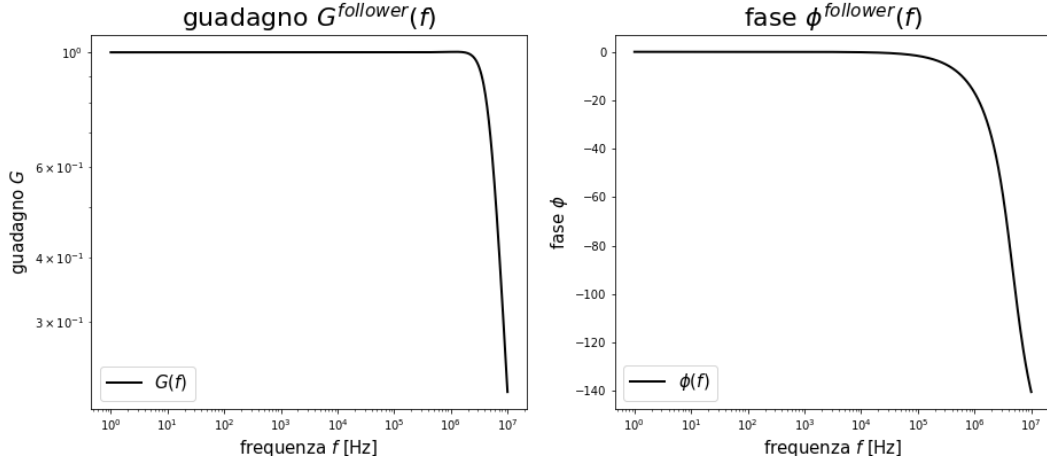


Figura 12: *Bode plot* nel caso di un circuito follower.

Dal grafico in figura(12) è possibile osservare che il guadagno risulta prossimo ad 1: questo circuito corrisponde infatti al limite per $R_1 \rightarrow \infty$ ed $R_2 \rightarrow 0$ dell'*inverting amplifier*. Pertanto è possibile utilizzare l'equazione (3) ed ottenere un guadagno unitario $G = 1$.

E' stato poi possibile calcolare la frequenza di taglio f_{3dB} mediante la sua definizione. Il valore ottenuto $f_{3dB} = 4.90$ MHz risulta estremamente elevato, coerentemente con il fatto che vengono lasciate passare quasi tutte le frequenze utili.

Come nel caso generale, sono state stimate le impedenze di entrata Z_{in} ed uscita Z_{out} anche nella configurazione follower: i risultati calcolati sono identici a quelli ottenuti in precedenza, implicando che il ruolo delle resistenze utilizzate $R_1 = R_2 = 1$ k Ω sia estremamente ridotto e che quindi il valore di Z_{out} sia determinato principalmente dalle specifiche dell'*op-amp*. Si deduce quindi che il follower si comporta da adattatore di impedenza eliminando il problema di necessitare di un'elevata impedenza in ingresso ed una ridotta impedenza in uscita.

3.2 Slew rate

Per misurare la velocità di risposta di un *op-amp* espresso in termini di *slew rate* è stata utilizzato un circuito *non-inverting amplifier* (in configurazione di follower) con onda quadra in ingresso (fig. 13).

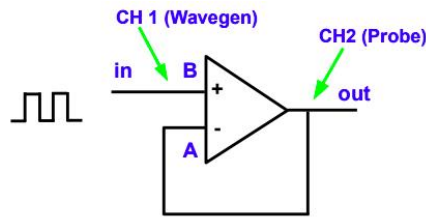


Figura 13: Circuito per la misura dello *slew rate*.

Lo *slew rate* è la massima velocità di variazione della tensione in uscita dall'*op-amp* quando all'ingresso è applicato un segnale a gradino, e si ricava dal rapporto tra la variazione di tensione e il tempo che il segnale in uscita ci mette ad andare dal 10% al 90% dell'ampiezza totale.

Il risultato netto è una limitazione nell'ampiezza dello swing d'uscita di un'onda non distorta al di sopra di una certa frequenza critica: un'onda di frequenza f e ampiezza A richiede uno *slew rate* minimo di $SR = (2\pi Af)$ V/s.

Per analizzare il circuito in figura (13) è stato utilizzato un generatore di onde quadre di ampiezza 4 V e di frequenza 100 Hz.

Di seguito sono rappresentati i potenziali in entrata ed uscita dal circuito in esame, per gli *op-amp* TL081 ed AD8033:

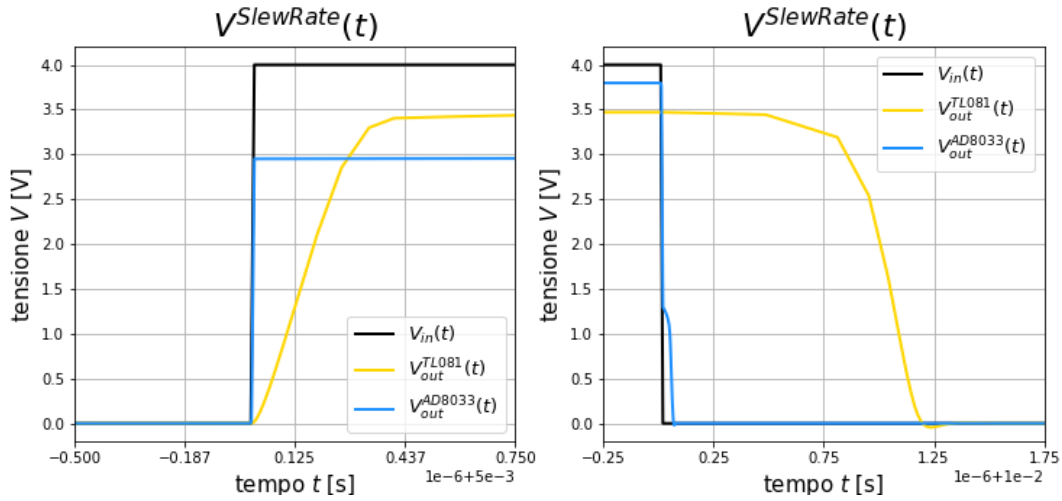


Figura 14: Tensioni in entrata ed uscita dal circuito in figura (13) sia per l'*op-amp* TL081 che per il AD8033: in particolare si è scelto di evidenziarne i tratti affetti da *slew rate*.

Dalla figura precedente si può osservare che esiste una diminuzione di ampiezza della tensione uscente dovuta alla saturazione per entrambi gli *op-amp* (il cui valore è sempre minore della tensione fornita dai generatori collegati all'*op-amp*, che vale ± 5 V in DC).

Inoltre, anche le fasi di salita e di discesa della curva di tensione uscente risultano distorte per entrambi gli *op-amp*, per la natura stessa del fenomeno di *slew rate*. In particolare, il fenomeno è più evidente nel caso del TL081 per il quale è atteso un valore minore rispetto a quanto stimato per l'AD8033, il cui grafico risulta particolarmente pendente.

Infatti, a partire da questi tratti è possibile calcolare il valore di *slew rate* SR come menzionato in precedenza:

	Salita	Discesa	Media
SR_{TL081} [V/ μ s]	12.01	11.48	11.75
SR_{AD8033} [V/ μ s]	37.34	64.12	50.73

Tabella 5: Valori di *slew rate* SR relativi alle porzioni di grafico in figura (14).

I dati così ottenuti:

- per l'*op-amp* TL081 risultano compatibili tra di loro ed accettabili siccome maggiori del valore minimo $8 \text{ V}/\mu\text{s}$ riportato sul *data-sheet*², nonché prossimi al valore tipico di $16 \text{ V}/\mu\text{s}$;
- per l'*op-amp* AD8033 risultano pressoché accettabili siccome la loro media è prossima al valore minimo $55 \text{ V}/\mu\text{s}$ riportato sul relativo *data-sheet*, nonostante sia possibile osservare una differenza significativa tra i valori di salita e discesa dovuti alla crescita del segnale prima della saturazione.

E' possibile concludere, quindi, che l'*op-amp* AD8033 risulta avere una risposta più veloce rispetto all'*op-amp* TL081, e può essere quindi utilizzato per trasmettere segnali caratterizzati da maggiori valori del fattore $(2\pi Af)$.

4 Operazioni con *op-amp* :

4.1 Sommatore

Come indicato dal nome, l'*op-amp* è in grado di effettuare le operazioni. Il circuito rappresentato in fig. 15 permette di verificare la capacità dell'*op-amp* di sommare i segnali.

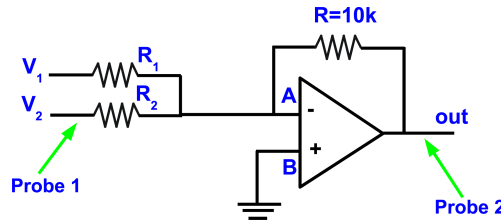


Figura 15: Sommatore.

Considerando un circuito come quello in figura (con $V_1 =$ livello DC e $V_2 =$ onda sinusoidale), si osserva che il punto A è a *virtual ground*, e dunque se ne deduce che la corrente in ingresso all'*op-amp* è:

$$I_{in} = \frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} \quad (5)$$

Si ha quindi che:

$$\frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} = -\frac{V_{out}}{R} \quad (6)$$

cioè il circuito fornisce, in uscita, un segnale pari alla somma dei segnali in entrata, pesata sulle resistenze.

Per analizzare il circuito in figura (15) sono stati utilizzati due generatori: il primo impostato in corrente continua (pari ad 1 V), il secondo in tensione alternata di ampiezza 1 V e frequenza di 1 kHz.

²A seconda del *data-sheet* e del costruttore dell'*op-amp*, è possibile ottenere differenti valori di *slew rate*, il quale dipende da numerose condizioni (su V_{in} e G) ma soprattutto dalla porzione di dislivello considerata.

Le resistenze $R_1 = R_2$ sono state variate con valori pari ad 10 k Ω , 25 k Ω ed 100 k Ω ; pertanto la formula (6) si semplifica come:

$$V_{out} = -\frac{R}{R_1} (V_1 + V_2) \quad (7)$$

Di seguito sono stati rappresentati i segnali considerati:

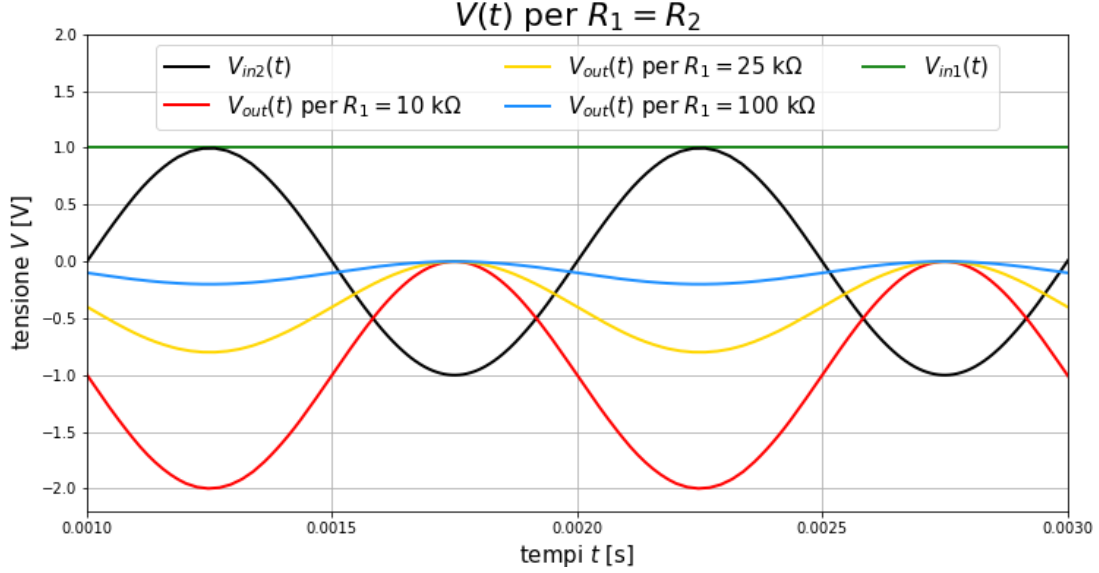


Figura 16: Andamento delle tensioni in entrata e in uscita in funzione del tempo, al variare delle resistenze $R_1 = R_2$.

E' possibile notare che in tutti e tre i casi analizzati le tensioni in uscita V_{out} risultano sfasate di 180°, fatto giustificato dal segno negativo nella formula (6): questo è dovuto al fatto che il circuito in figura (15) ha una configurazione tipica di un *inverting-amplifier*.

Inoltre, dai grafici in figura (16) è stato possibile ricavare le seguenti quantità:

R_1 [k Ω]	10	25	100
Grafico: $\overline{V_{out}}$ [V]	-0.999	-0.400	-0.010
Formula: $\overline{V_{out}}$ [V]	-0.999	-0.400	-0.010
Grafico: V_{out}^{pp} [V]	1.998	0.799	0.200
Formula: V_{out}^{pp} [V]	1.999	0.799	0.200

Tabella 6: Quantità caratteristiche della tensione V_{out} in uscita per i diversi valori di resistenza utilizzata.

Si può osservare che impiegare un segnale continuo V_{in1} ed uno oscillante intorno a zero V_{in2} , rende intuitive le seguenti conclusioni:

- utilizzando la formula (6) per i valori medi $\overline{V_{out}}$ dei segnali utilizzati, è possibile osservare che:

$$\frac{V_1}{R_1} = -\frac{\overline{V_{out}}}{R} \Rightarrow \overline{V_{out}} = -V_1 \frac{R}{R_1} \quad (8)$$

siccome $\overline{V_2} = 0$ V e $V_1 = \overline{V_1}$. Pertanto, come osservato in tabella (6), il valore di $\overline{V_{out}}$ risulta essere più negativo in corrispondenza del valore minore di resistenza impiegata R_1 , per diventare progressivamente prossimo a zero all'aumentare della resistenza R_1 ;

- utilizzando la formula (6) per le ampiezze picco-picco V_{out}^{pp} dei segnali utilizzati, è possibile osservare che:

$$\frac{V_2}{R_2} = -\frac{V_{out}^{pp}}{R} \Rightarrow V_{out}^{pp} = -V_2 \frac{R}{R_2} \quad (9)$$

siccome $V_1^{pp} = 0$ V e $V_2^{pp} = V_2$. Anche in questo caso, come osservabile in tabella (6), il valore di V_{out}^{pp} risulta essere inversamente proporzionale rispetto al valore di resistenza impiegata R_2 .

Si è dedotto quindi che, in questa configurazione (tenendo R costante per le diverse misure), il valore medio $\overline{V_{out}}$ della tensione in uscita è regolato dal rapporto $\frac{V_1}{R_1}$, mentre la sua ampiezza V_{out}^{pp} dipende da $\frac{V_2}{R_2}$.

Per ultimo, come osservato nello specifico in questa esperienza, ponendo $R_1 = R_2$ si ottiene una contemporanea variazione di ampiezza picco-picco V_{out}^{pp} e valore medio $\overline{V_{out}}$, che causa un'onda sempre negativa per via del fatto che $\overline{V_1} = V_2^{pp} = 1$ V.

4.2 Integratore

Durante lo studio dei circuiti RC, è stato visto come il filtro passa-basso si comporti da integratore per le alte frequenze, cioè nella regione dove il filtro attenua drasticamente il segnale. Per realizzare un integratore che funzioni pressoché in tutti i range di frequenze si usano gli *op-amp* nelle configurazioni presentate in fig. 17.

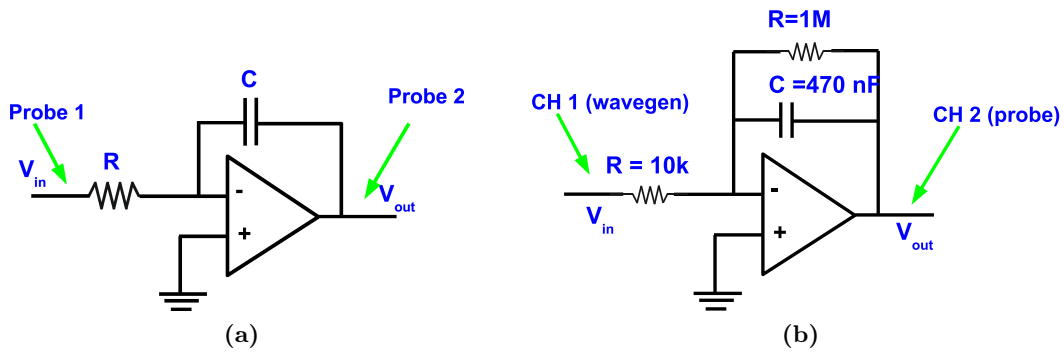


Figura 17: (a) Integratore incompleto. (b) Integratore.

In ingresso viene fornito un segnale quadrato o triangolare; la corrente in ingresso è:

$$I_{in} = \frac{V_{in}}{R} \quad (10)$$

e scorre attraverso il condensatore di capacità C .

Dato che il secondo ingresso è messo a terra, anche il primo lo è virtualmente. Quindi:

$$\frac{V_{in}}{R_1} = -C \frac{dV_{out}}{dt} \quad (11)$$

ovvero:

$$V_{out} = -\frac{1}{R_1 C} \int V_{in} dt \quad (12)$$

Il circuito in configurazione fig. 17a non può funzionare: infatti la presenza anche di un offset piccolo in ingresso, in mancanza di feedback in DC, porterebbe l'uscita in saturazione. Il problema viene risolto introducendo una seconda resistenza $R \sim 1 \text{ M}\Omega$ (grande) in parallelo al condensatore C , in modo da limitare il guadagno in DC.

Se la frequenza f del segnale in ingresso aumenta, l'impedenza di C ($Z_C = \frac{1}{j\omega C}$ con $\omega = 2\pi f$) diminuisce e diventa minore di R . Si ha che $Z_C = R$ in corrispondenza di $f = \frac{1}{2\pi RC}$.

Per verificare la presenza di saturazione nel circuito in figura (17a) è stata utilizzata una tensione in ingresso V_{in} di ampiezza 100 mV e di frequenza 1 kHz; in particolare, si è utilizzata una resistenza $R = 10 \text{ k}\Omega$ ed un condensatore di capacità $C = 470 \text{ nF}$.

Si riportano di seguito i risultati ottenuti:

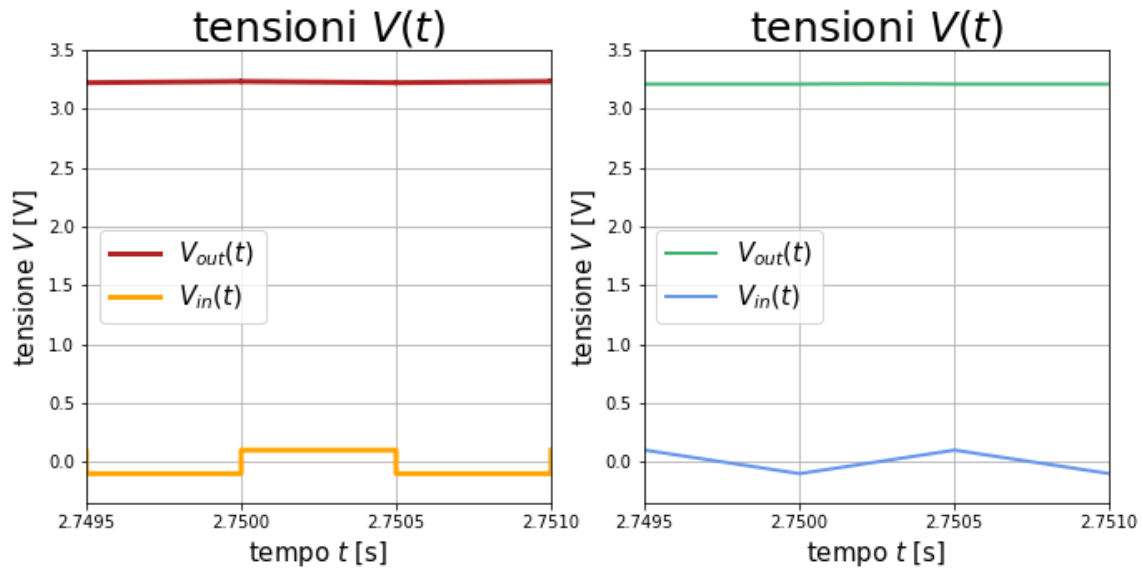


Figura 18: Andamento delle tensioni in entrata e in uscita in funzione del tempo, del circuito in figura (17a), che evidenzia la saturazione che avviene sia per onde quadrate che per onde triangolari.

Dal grafico in figura (18) è possibile notare che le tensioni in uscita V_{out} risultano essere saturate attorno a 3.2 V: infatti, come nei casi precedenti, i generatori collegati all'*op-amp* producono tensione continua di $\pm 5 \text{ V}$.

Per visualizzare il comportamento corretto da integratore si è quindi ricorso al circuito in figura (17b), inserendo una resistenza pari a $R = 1 \text{ M}\Omega$ nel circuito precedente con le stesse caratteristiche.

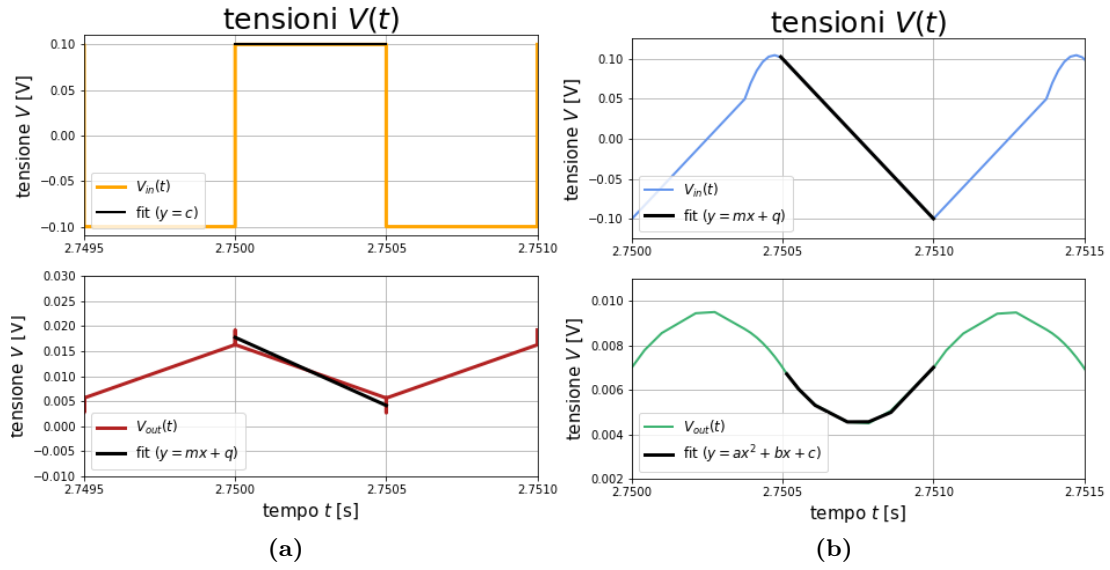


Figura 19: Andamento delle tensioni in entrata e in uscita in funzione del tempo, del circuito in figura (17b), dopo aver introdotto la resistenza R in parallelo. Si può notare che i dati rappresentati corrispondono ad istanti di tempo abbastanza distanti dall'accensione, in modo tale da evitare gli effetti del transiente (che compromette la corretta visualizzazione di parte delle onde).

Come è possibile notare dalla figura (19), sono state analizzate le tensioni in modo tale da poter verificare quantitativamente l'equazione (12):

- nel caso (a) di onde quadre, parte della tensione in entrata V_{in} è stata fittata utilizzando una retta della forma $y = c$ in modo tale da estrarne l'intercetta c , mentre a partire dalla tensione in uscita V_{out} è stato possibile stimare il coefficiente angolare della retta $y = mx + q$ (utilizzando sempre un *fit*).

Sono elencati di seguito i valori di c e m :

Stima di c	0.10 V
Stima di m	-27.15 V/s

Tabella 7: Quantità stimate delle tensioni in figura (19a) tramite dei *fit*.

Tramite l'equazione (12) è stato possibile riscrivere il valore di c stimato, per trovare:

$$m = -\frac{1}{RC} \int c dt = -\frac{c}{RC} \sim -21.28 \frac{\text{V}}{\text{s}} \quad (13)$$

Il risultato ottenuto risulta dello stesso ordine di grandezza di quello riportato in tabella (7): la piccola differenza tra i due valori può essere ricondotta alla scarsità di punti che è stato possibile utilizzare per il *fit* (dovuta ad un valore di frequenza f abbastanza elevato).

Inoltre, si può notare che il *fit* della tensione in uscita V_{out} non rispecchia perfettamente i dati per via delle divergenze che avvengono in corrispondenza dei tratti verticali della tensione quadrata V_{in} ;

- nel caso (b) di onde triangolari, sono stati nuovamente effettuati due *fit* (della tensione in entrata V_{in} , fittata secondo il modello $y = mx + q$, e della tensione in uscita V_{out} della forma $y = ax^2 + bx + c$) in modo tale da estrarne il coefficiente angolare m della prima ed il coefficiente di convessità a della seconda.

Sono riportati di seguito i valori di m ed a :

Stima di m	-399.34 V/s
Stima di a	39699.56 V/s ²

Tabella 8: Quantità stimate delle tensioni in figura (19b) tramite dei *fit*.

Tramite l'equazione (12) è stato possibile riscalarlo il valore di m stimato, per trovare:

$$a = -\frac{1}{RCt^2} \int m t dt = -\frac{m}{2RC} \sim 42482.98 \frac{V}{s^2} \quad (14)$$

Il risultato ottenuto risulta dello stesso ordine di grandezza di quello riportato in tabella (8): la piccola differenza tra i due valori può essere ricondotta alla scarsità di punti che è stato possibile utilizzare per il *fit* (dovuta ad un valore di frequenza f abbastanza elevato) e alla lieve deformazione che è possibile osservare nella parte alta della tensione generata in entrata.

4.3 Derivatore

Durante lo studio dei circuiti RC, si è visto come il filtro passa-alto si comporti da derivatore per le basse frequenze, cioè nella regione dove il filtro attenua drasticamente il segnale. Per realizzare un derivatore che funzioni in praticamente tutti i range di frequenze si usano gli *op-amp* nella configurazione presentata in fig. 20.

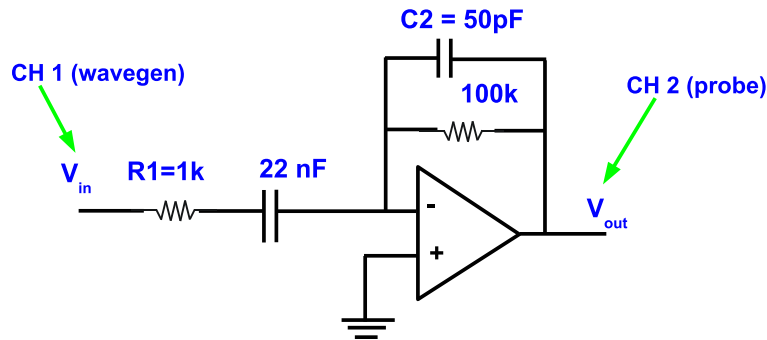


Figura 20: Derivatore.

L'equazione che descrive il comportamento del derivatore è la seguente:

$$I_{in} = C_1 \frac{dV_{in}}{dt} = -\frac{V_{out}}{R_2} \quad (15)$$

cioè:

$$V_{out} = -R_2 C_1 \frac{dV_{in}}{dt} \quad (16)$$

Se non ci fossero la resistenza R_1 e il condensatore C_2 , il circuito presenterebbe problemi di rumore e di stabilità sul segnale per le alte frequenze (in corrispondenza delle quali diminuirebbe l'azione da derivatore); la resistenza R_1 serve quindi a limitare il segnale in ingresso e la capacità C_2 filtra il rumore.

Per verificare la presenza di distorsioni del segnale dovute al rumore, nel circuito in figura (20) è stata utilizzata una tensione in ingresso V_{in} di ampiezza 100 mV e di frequenza 100 Hz; in particolare, sono state utilizzate una resistenza $R_2 = 100 \text{ k}\Omega$ ed un condensatore di capacità $C_1 = 22 \text{ nF}$. Inoltre, come nei casi precedenti, i generatori collegati all'*op-amp* producono tensione continua di $\pm 5 \text{ V}$.

Si riportano di seguito i risultati ottenuti:

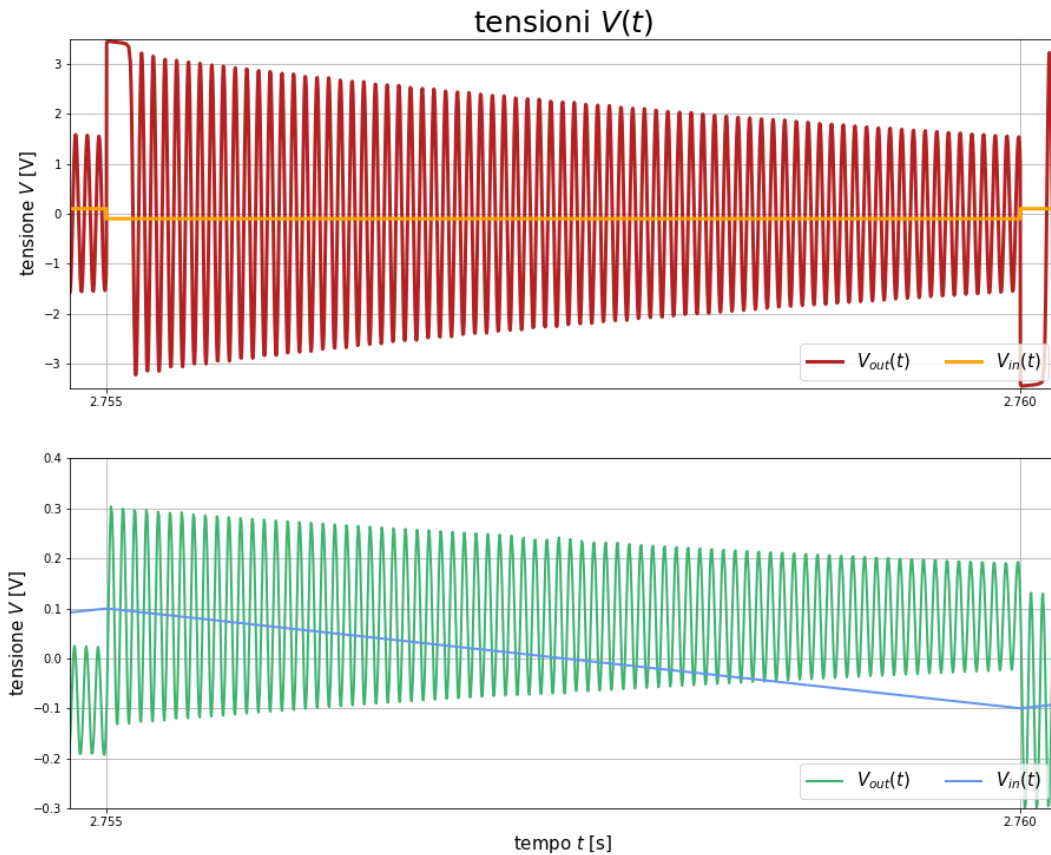


Figura 21: Andamento delle tensioni in entrata V_{in} e in uscita V_{out} in funzione del tempo, del circuito in figura (20) al quale sono state rimosse la capacità C_2 e la resistenza R_1 .

Dal grafico in figura (21) è possibile notare la presenza di notevoli oscillazioni del segnale, caratterizzate da alta frequenza, che possono essere attribuite al rumore, che viene particolarmente amplificato per la mancanza di R_1 e C_2 .

Per visualizzare il comportamento corretto da derivatore si è quindi ricorso al circuito completo in figura (20), utilizzando una resistenza pari a $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$ ed una capacità $C_2 = 50 \text{ pF}$, a parità di caratteristiche del segnale generato.

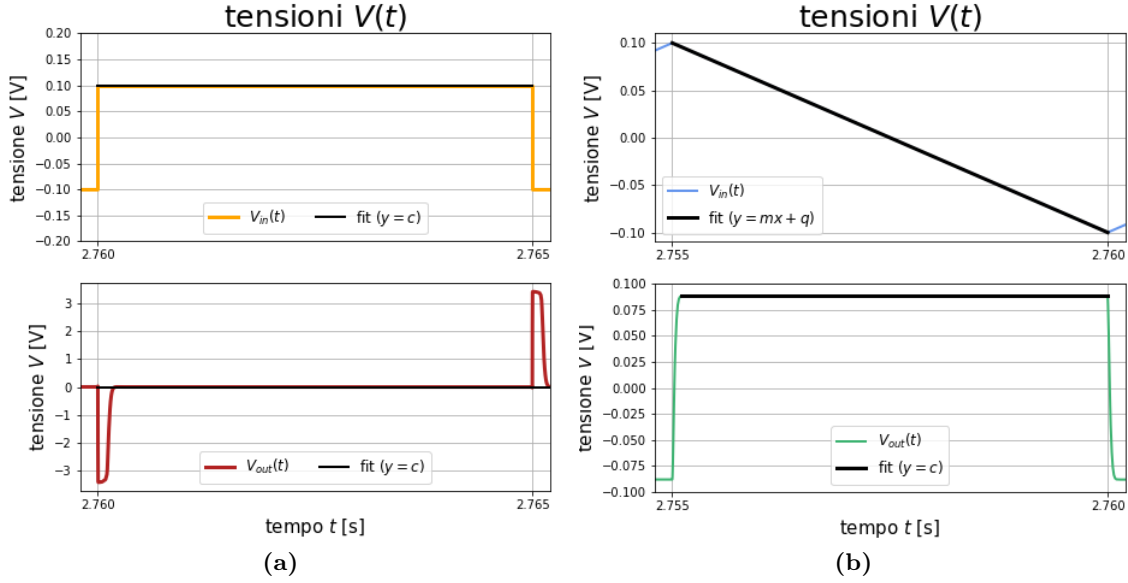


Figura 22: Andamento delle tensioni in entrata e in uscita in funzione del tempo, del circuito completo in figura (20). Si può notare che i dati rappresentati corrispondono ad istanti di tempo abbastanza distanti dall'accensione, in modo tale da evitare eventuali effetti del transiente (che può compromettere la corretta visualizzazione di parte delle onde).

Come è possibile notare dalla figura (22), sono state analizzate le tensioni in modo tale da verificare quantitativamente l'equazione (16):

- nel caso (a) di onde quadre, parte della tensione in entrata V_{in} è stata fittata utilizzando una retta della forma $y = c$ in modo tale da estrarne l'intercetta c , mentre a partire dalla tensione in uscita V_{out} è stato possibile verificare la presenza di un potenziale nullo dovuto alla derivazione di un segnale pressoché costante.

Sono elencati di seguito i valori stimati dalla figura (22a):

Stima di $\overline{V_{in}} = c$	0.100 V
Stima di $\overline{V_{out}} \sim 0$	- 0.022 V

Tabella 9: Quantità stimate delle tensioni in figura (22a) tramite dei *fit*.

Tramite l'equazione (16) è stato possibile verificare ulteriormente che:

$$\overline{V_{out}} = -R_2 C_1 \frac{d(c)}{dt} = 0 \text{ V} \quad (17)$$

Il risultato ottenuto risulta compatibile con quello riportato in tabella (9).

Inoltre, si può notare che il *fit* della tensione in uscita V_{out} non rispecchia perfettamente i dati per via della presenza di anomalie attribuibili alla divergenza della tensione in uscita in corrispondenza dei tratti verticali della tensione quadrata V_{in} . In particolare si può notare che l'annullamento della tensione non è istantaneo e risulta avere durata pressoché costante: si è deciso, infatti, di utilizzare una frequenza non molto elevata proprio per ridurre la porzione di onda quadrata inficiata.

- nel caso (b) di onde triangolari sono stati nuovamente effettuati due *fit*, della tensione in entrata V_{in} (fittata secondo il modello $y = mx + q$) e della tensione in uscita V_{out} (della forma $y = c$), in modo tale da estrarne il coefficiente angolare m della prima e l'ordinata c della seconda.

Sono riportati di seguito i valori di m ed c :

Stima di m	-40.000 V/s
Stima di c	0.088 V

Tabella 10: Quantità stimate delle tensioni in figura (22b) tramite dei *fit*.

Tramite l'equazione (16) è stato possibile riscalarlo il valore di m stimato, per trovare:

$$c = -R_2 C_1 \frac{d(m t)}{dt} = -R_2 C_1 m = 0.188 \text{ V} \quad (18)$$

Il risultato ottenuto risulta leggermente diverso rispetto a quello riportato in tabella (10): la piccola differenza tra i due valori può essere ricondotta alla scarsità di punti che è stato possibile utilizzare per il *fit*.

5 Amplificatore audio

Un amplificatore audio è un apparato elettronico che incrementa l'ampiezza di un segnale in ingresso V_{in} , così da poter ottenere un segnale in uscita V_{out} adeguato alle esigenze dettate dal carico R_L presente all'uscita (tipicamente un sistema di altoparlanti).

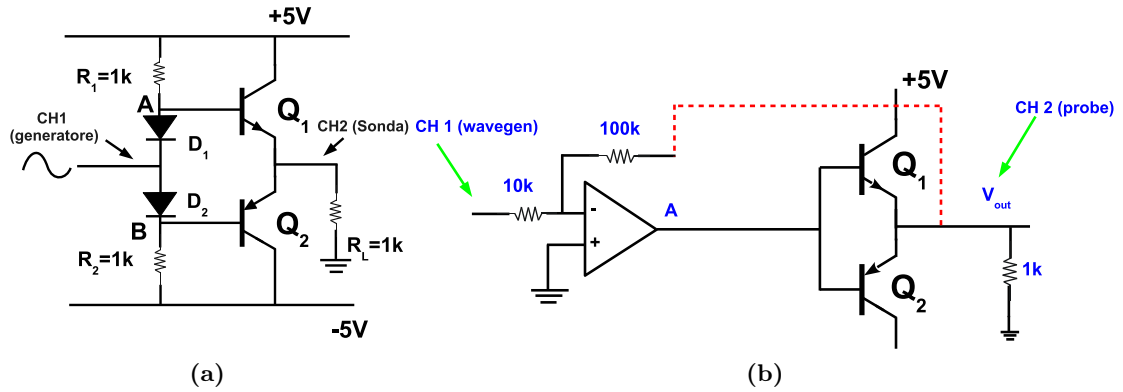


Figura 23: Da sinistra: circuito *push-pull* con inserimento di due diodi e circuito *push-pull* con *inverting amplifier* con feedback. In entrambi i casi sono stati utilizzati i transistor $Q_1 = 2N3904$, $Q_2 = 2N3906$ ed una resistenza di carico $R_L = 1 \text{ k}\Omega$.

Per realizzare un amplificatore audio, è possibile ricorrere a diversi tipi di circuiti, basati sul circuito *push-pull* (costituito da due transistor, uno *pnp* e uno *npn*, collegati attraverso le rispettive basi ed emettitori). Questo tipo di circuito è però soggetto ad effetti distortivi di *crossover*, che possono essere eliminati mediante due diverse strategie:

1. l'introduzione di due diodi a formare un partitore di tensione (come riportato in figura (23a)) permette di spostare il punto di lavoro del *transistor*, in modo da compensarne la traslazione ed evitarne la riduzione di ampiezza;
2. l'introduzione di un circuito invertente con feedback (come riportato in figura (23b)) permette di amplificare il segnale in uscita V_{out} in modo tale da ridurre gli intervalli di tempo caratterizzati da una tensione minore di 0.7 V (e quindi distorti dal *crossover*).

In particolare, nella seconda strategia menzionata è possibile fare due diversi collegamenti di feedback, uno nel punto A (subito dopo l'*op-amp*) e uno dopo il circuito *push-pull*. Con il primo collegamento si osserverà il fenomeno di *crossover* che verrà poi risolto spostando il collegamento di feedback da A all'uscita del circuito *push-pull*, in modo tale da ottenere un corretto comportamento da amplificatore audio.

Per visualizzare i comportamenti nei due diversi casi di collegamento dei feedback, è stata utilizzata la stessa tensione V_{in} in ingresso di ampiezza 100 mV e frequenza pari a 500 Hz.

A seguire sono rappresentati i risultati ottenuti:

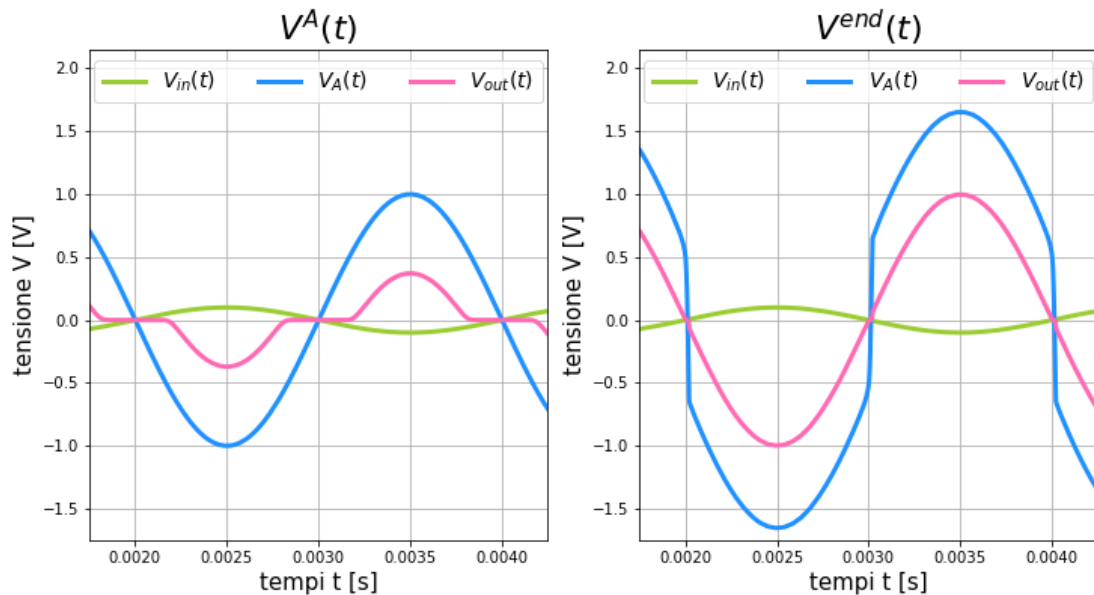


Figura 24: Visualizzazione della tensione (in entrata, in uscita e nel punto A) nei due casi di collegamento di feedback.

Dal grafico a sinistra, in figura (24), è possibile notare la presenza del fenomeno di *crossover* per la tensione in uscita V_{out} . La tensione nel punto A, invece, risulta amplificata e non inficiata.

Nel grafico a destra, avendo utilizzato il circuito con il feedback collegato dopo il *push-pull*, non si verifica il fenomeno di *crossover*: la tensione in uscita viene correttamente amplificata, mentre è possibile notare che la tensione nel punto A presenta una forma particolare dovuta al fatto che il feedback non è posizionato subito dopo l'*op-amp*.

Come già anticipato, per eliminare il fenomeno di *crossover* è possibile utilizzare le due configurazioni schematizzate in figura (23): si è deciso di generare diverse tensioni caratterizzate da stessa ampiezza (100 mV), ma differente frequenza (500 Hz, 50 kHz e 100 kHz).

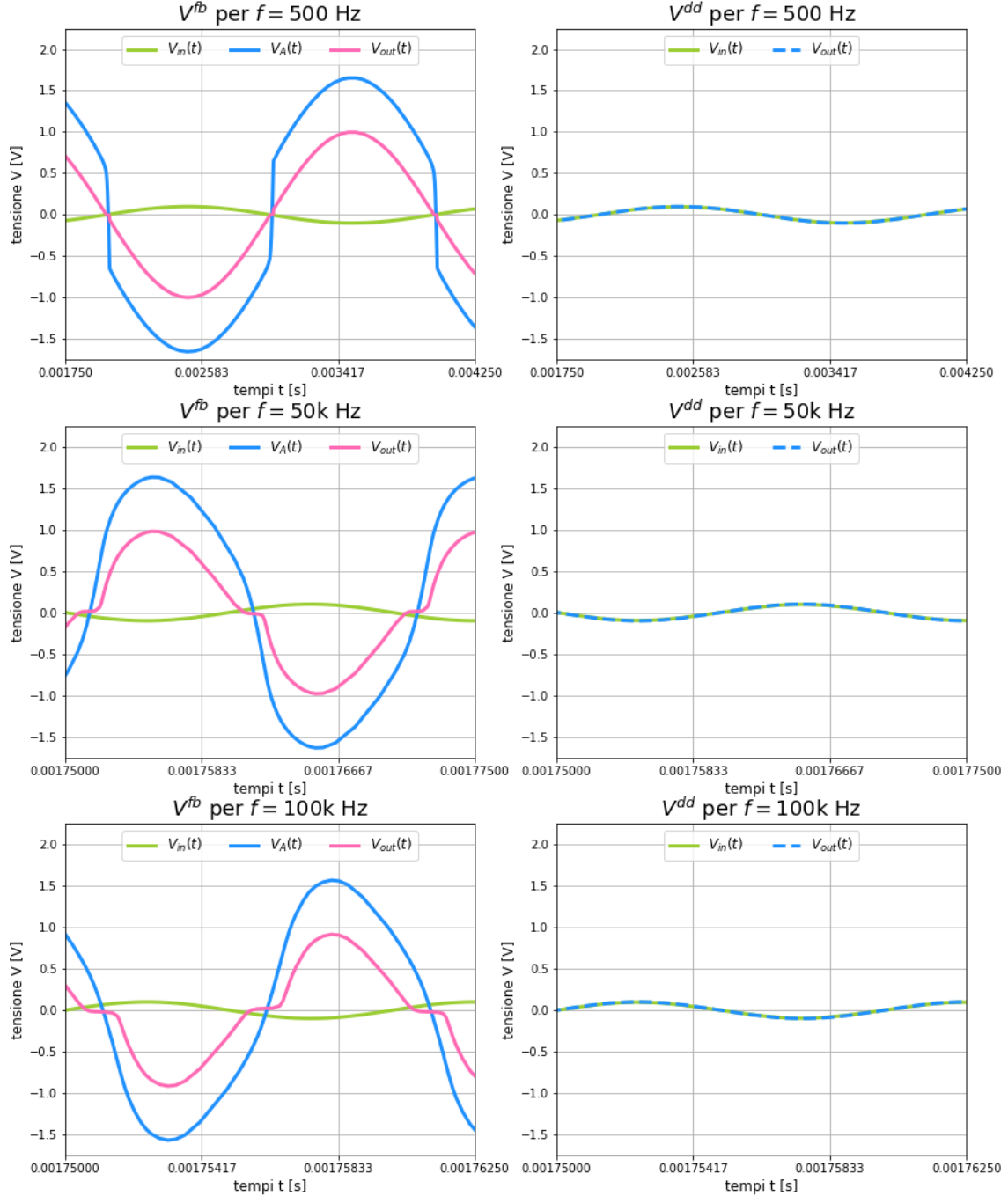


Figura 25: Visualizzazione della tensione (in entrata, in uscita ed eventualmente nel punto A) nei due circuiti, V^{fb} (circuitto con *op-amp*) e V^{dd} (circuitto con diodi).

Si è osservato, in figura (25), che:

- nel primo circuito, caratterizzato dalla presenza dell'*op-amp*, la tensione V_{in} in entrata rimane uguale per tutti i casi analizzati, mentre la tensione V_{out} in uscita e la tensione V_A nel punto A variano all'aumentare della frequenza e presentano tutte amplificazione.

Per basse frequenze (come 500 Hz) il circuito si comporta correttamente eliminando l'effetto di *crossover* sulla tensione in uscita.

Per alte frequenze (come 50 kHz e 100 kHz), invece, il circuito non funziona: infatti la tensione in uscita V_{out} presenta *crossover* e le onde risultano distorte a causa del fenomeno di *slew rate*;

- invece, nel secondo circuito, caratterizzato dalla presenza di un partitore di tensione (contenente i due diodi), la tensione in uscita V_{out} non risulta amplificata, ma si ha una perfetta sovrapposizione tra l'onda in entrata e l'onda in uscita; inoltre, viene corretto l'effetto di *crossover* e non è presente alcuna distorsione delle tensioni all'aumentare della frequenza.