

Esercitazione di Laboratorio:

Circuiti con diodi

Coa Giulio (s236723) Licastro Dario (s234421)
Montano Alessandra (s238160)

15 gennaio 2020

1 Scopo dell'esperienza

Lo scopo di questa esercitazione è analizzare vari circuiti contenenti diodi, tramite l'esecuzione di una serie di misure al fine di determinare la caratteristica statica $I_d(V_d)$ dei suddetti diodi, e la successiva visualizzazione del loro comportamento con una tensione d'ingresso di tipo sinusoidale.

2 Strumentazione utilizzata

La strumentazione usata durante l'esercitazione è:

Strumento	Marca e Modello	Caratteristiche
Multimetro Oscilloscopio	Agilent 34401A Rigol DS1054Z	4 canali, $B = 50 \text{ MHz}$, $f_c = 1 \text{ G} \frac{\text{Sa}}{\text{s}}$, $R_i = 1 \text{ M}\Omega$, $C_i = 13 \text{ pF}$, 12 Mbps di profondità di memoria
Generatore di segnali	Rigol DG1022	2 canali, $f_{\text{uscita}} = 20 \text{ MHz}$, $Z_{\text{uscita}} = 50 \Omega$
Alimentatore in DC Sonda	Rigol DP832 Rigol PVP215	3 canali $B = 35 \text{ MHz}$, $V_{\text{nominale}} = 300 \text{ V}$, $L_{\text{cavo}} = 1.2 \text{ m}$, $R_s = 1 \text{ M}\Omega$, Intervallo di compensazione: $10 \div 25 \text{ pF}$ Capacità dell'ordine dei $80 \div 100 \text{ p} \frac{\text{F}}{\text{m}}$
Cavi coassiali Connettori Breadboard Resistenza Diodo di Zener Diodo Condensatori	1N5228 1N4148	$R = 9.9 \text{ k}\Omega$ $C_1 = 10 \text{ nF}$, $C_2 = 100 \text{ nF}$, $C_3 = 1 \mu\text{F}$

3 Premesse teoriche

3.1 Incertezza sulla misura dell'oscilloscopio

La misura del valore di un segnale tramite l'oscilloscopio (sia esso l'ampiezza, la frequenza, il periodo, etc.) presenta un'incertezza che dipende, principalmente, da due fattori:

- l'incertezza strumentale introdotta dall'oscilloscopio (ricavabile dal manuale).
- l'incertezza di lettura dovuta all'errore del posizionamento dei cursori.

Quest'ultima incertezza deriva dal fatto che il segnale visualizzato non ha uno spessore nullo sullo schermo.

3.2 Sonda

La sonda è un particolare cavo coassiale che presenta un'estremità capace di effettuare delle misurazioni.

Quando si usano dei classici cavi coassiali BNC-BNC al fine di collegare il circuito, su cui effettuare le misure, all'oscilloscopio, si sta inserendo in parallelo al circuito un condensatore di capacità (C_c) pari a quella del cavo.

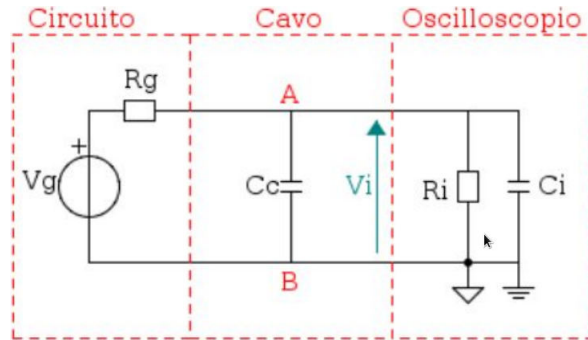


Figura 1: Circuito analizzato collegato all'oscilloscopio tramite un cavo coassiale BNC-BNC.

In questo caso, l'oscilloscopio si comporta, in ingresso, come un filtro passa-basso con una frequenza di taglio ($f = \frac{1}{2\pi R_i(C_s + C_i)}$). L'uso di una sonda per misurare delle grandezze in un circuito, si può vedere come l'inserimento di un condensatore in serie al circuito.

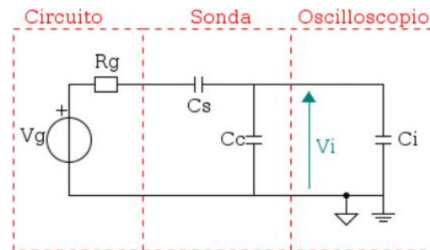


Figura 2: Circuito analizzato collegato all'oscilloscopio tramite una sonda.

L'introduzione di questo condensatore comporta un calo della capacità equivalente vista all'ingresso del circuito ($\frac{C_s(C_c+C_i)}{C_s+C_c+C_i} \ll C_c + C_i$), ovvero una riduzione della frequenza del polo ($f_{\text{polo}} = \frac{1}{2\pi R_i(C_s+C_i)}$); ciò porta ad una perdita d'informazioni in bassa frequenza. Al fine di evitare tale perdita d'informazioni, si pone, in parallelo al condensatore, una resistenza.

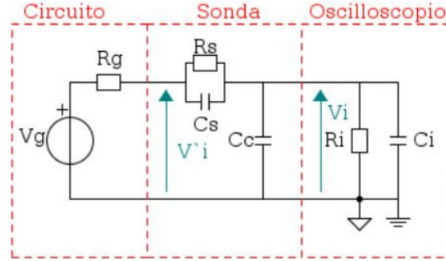


Figura 3: Circuito analizzato collegato all'oscilloscopio tramite una sonda.

Tale resistenza comporta la presenza di uno zero, oltre al polo precedentemente detto.

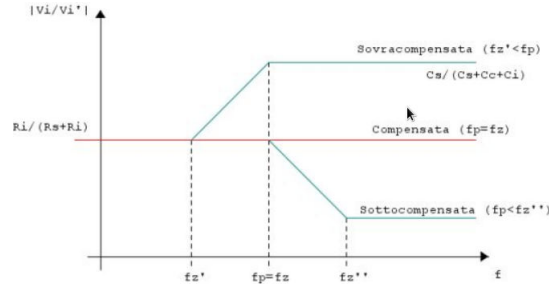


Figura 4: Diagramma di Bode della funzione di trasferimento del circuito.

A seconda dell'elevata o della bassa compensazione della sonda, il segnale sarà distorto verso l'alto o verso il basso.

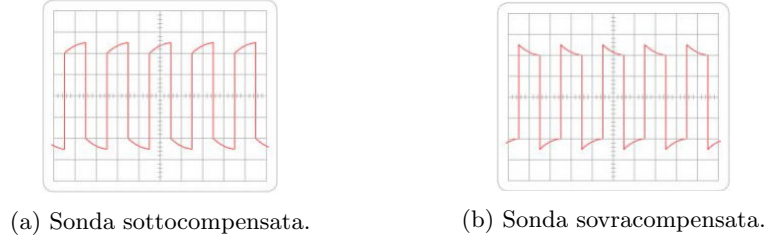


Figura 5: Visualizzazione del segnale al variare della compensazione della sonda.

La sonda risulta compensata quando la frequenza del polo coincide con la frequenza dello zero; ciò avviene quando $R_s C_s = R_i (C_c + C_i)$. La sonda presenta un opportuno trimmer che influenza il valore di R_s e permette la compensazione. Al fine di verificare se la sonda è compensata si esegue un confronto con un segnale noto.

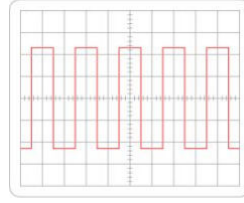


Figura 6: Sonda compensata.

3.3 Diodo

Il diodo è un bipolo non lineare il cui comportamento è descritto dalle due seguenti espressioni analitiche equivalenti tra loro

$$i_D = I_S \cdot (e^{\frac{v_D}{\eta V_T}} - 1)$$

$$v_D = \eta \cdot V_T \cdot \ln\left(\frac{i_D}{I_S} + 1\right)$$

dove V_T è la tensione termica del diodo ($V_T = \frac{k \cdot T}{q}$), I_S è la corrente di saturazione ed η è il fattore di non idealità.

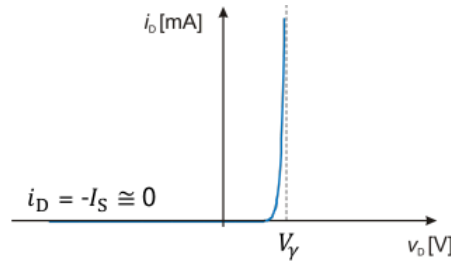


Figura 7: Caratteristica statica di un diodo.

Si noti come, al crescere di v_D , la corrente i_D , ovvero la corrente che attraversa il diodo, aumenti (regione di polarizzazione); in particolare, dopo il raggiungimento della tensione di soglia V_γ , il diodo tende a comportarsi come un generatore ideale indipendente di tensione di valore pari a V_γ .

Al contrario, quando v_D è troppo bassa, la corrente i_D è pari a $-I_S$, ovvero circa nulla; ciò porta il diodo a comportarsi similmente ad un circuito aperto (regione di polarizzazione inversa). Questa condizione può dare luogo al fenomeno del breakdown, ovvero quando il diodo conduce in direzione opposta; tale fenomeno porta, solitamente, alla rottura del diodo.

3.3.1 Diodo di Zener

Sono particolari tipi di diodi progettati appositamente per lavorare anche in polarizzazione inversa; questi diodi non si rompono se si verifica il breakdown, anzi sono caratterizzati da una tensione di soglia negativa, detta, per l'appunto, tensione di breakdown.

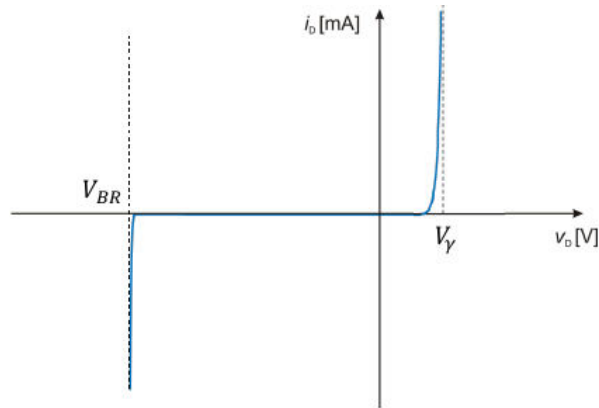


Figura 8: Caratteristica statica di un diodo di Zener.

3.4 Raddrizzatore a semplice semionda

Il raddrizzatore a semplice semionda è un circuito che, data una tensione in input, caratterizzata da un valor medio non nullo, ne estrae la parte positiva; il segnale in uscita presenta valor medio nullo.

$$v_{\text{out}} = \begin{cases} v_{\text{in}} & v_{\text{in}} > 0 \\ 0 & v_{\text{in}} \leq 0 \end{cases}$$

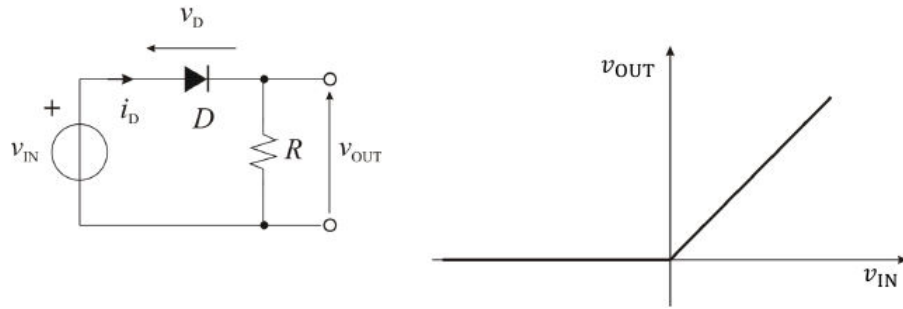


Figura 9: Circuito e transcaratteristica statica di un raddrizzatore a semplice semionda.

3.5 Rivelatore di picco

Il rivelatore di picco è un circuito che, dato un segnale in ingresso, ne determina il valore di picco.

$$v_{in} = V_p \cdot \sin(2\pi \cdot f \cdot t)$$

$$v_{out} = V_p$$

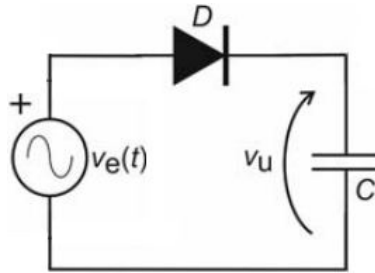


Figura 10: Circuito del rivelatore di picco.

3.6 Protezione ESD

La protezione ESD è un circuito usato come protezione da scariche elettrostatiche, caratterizzato dall'imposizione di una tensione massima e di una tensione minima.

$$v_{out} = \begin{cases} -V_\gamma & v_{in} < -V_\gamma \\ v_{in} & -V_\gamma \leq v_{in} \leq V_{DD} + V_\gamma \\ V_{DD} + V_\gamma & v_{in} > V_{DD} + V_\gamma \end{cases}$$

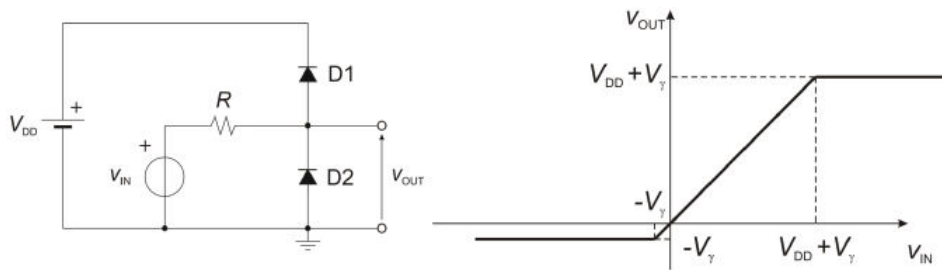


Figura 11: Circuito e transcaratteristica statica di una protezione ESD.

4 Esperienza in laboratorio

4.1 Caratteristiche statiche

Abbiamo montato sulla breadboard la resistenza, il diodo D=1N4148 e l'elemento di collegamento seguendo lo schema in figura.

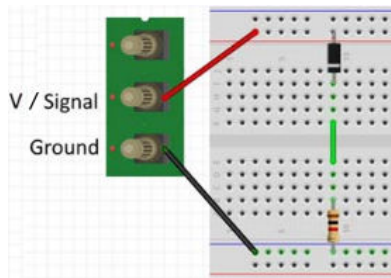


Figura 12: Circuito.

Successivamente, per mezzo del multimetro, abbiamo misurato la resistenza, verificando che tale valore rientri nel 5% di tolleranza dato dal costruttore. Dopo aver alimentato, collegando la breadboard all'alimentatore in DC per mezzo di due cavi a banana, il circuito, abbiamo variato la tensione in ingresso secondo i valori fornitici, misurando, sempre tramite il multimetro, i valori di tensione ai capi della resistenza.

In seguito abbiamo connesso alla breadboard, al posto dell'alimentatore in DC, il generatore di segnali tramite un cavo coassiale BNC-banana, impostandolo per fornire un segnale d'ampiezza $V_{pp} = 10\text{ V}$ e frequenza $f = 1\text{ kHz}$, ed, al posto del multimetro, l'oscilloscopio tramite due sonde. Infine, abbiamo sostituito il diodo con il diodo di Zener D=1N5228 e ripetuto l'esperienza.

4.2 Raddrizzatore a semplice semionda

Dopo aver realizzato il circuito richiesto, collegando un condensatore in parallelo al circuito e sostituendo il diodo di Zener con il diodo usato precedentemente, si è proceduto col misurare l'ampiezza V_{pp} del segnale al variare della capacità del condensatore.

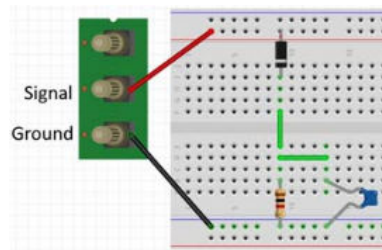


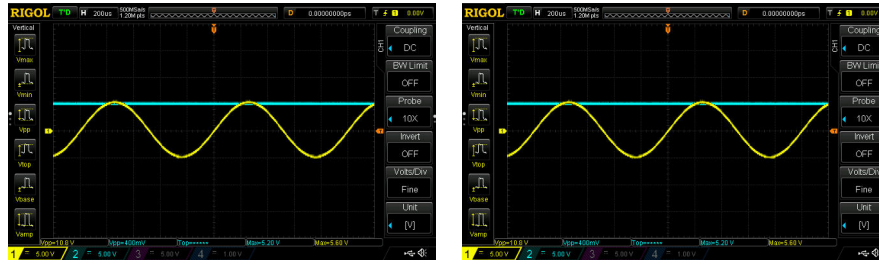
Figura 13: Circuito.

In questo modo, si è potuto apprezzare come la capacità del condensatore influenzi il segnale in uscita; infine, si è sostituito il diodo con il diodo di Zener e ripetuto l'esperienza.

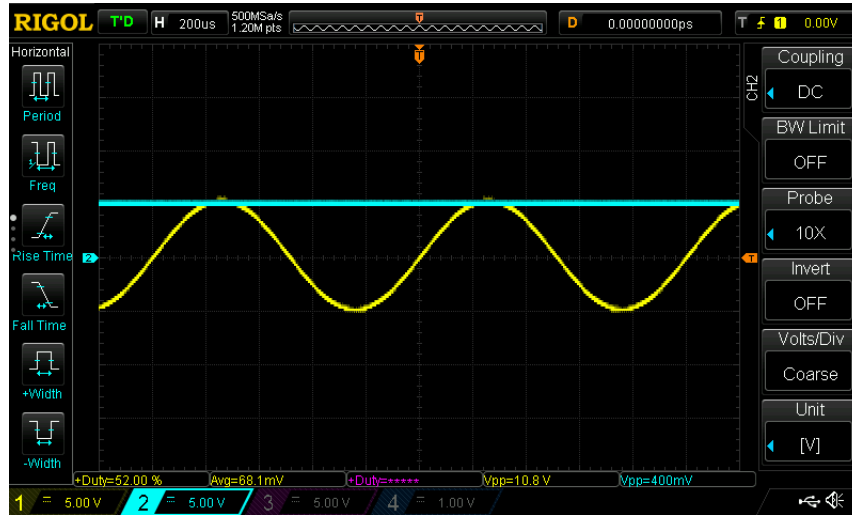
4.3 Rivelatore di picco

Abbiamo posizionato gli elementi circuitali sulla breadboard in modo da costruire il rivelatore di picco, connettendo, tramite due sonde, l'ingresso e l'uscita all'oscilloscopio ed abbiamo impostato il generatore di segnali di modo da visualizzare un segnale sinusoidale d'ampiezza $V_{pp} = 10\text{ V}$ e frequenza $f = 1\text{ kHz}$.

In tal modo, in uscita, visualizziamo un segnale costante sul valore di picco del segnale in ingresso; come si può vedere dalle immagini, tale fenomeno è indipendente dalla capacità del condensatore usato.



(a) Rivelatore di picco con il condensatore da 10 nF. (b) Rivelatore di picco con il condensatore da 100 nF.



(c) Rivelatore di picco con il condensatore da 1 μ F.

Ciò avviene poichè, una volta alimentato il circuito, il condensatore inizia a caricarsi, raggiungendo il valore di picco del segnale in ingresso; a tal punto, il segnale inizia la "fase di discesa", dove diminuisce la sua ampiezza.

Il diodo, analizzato in condizioni di ampio segnale, si comporta come un circuito aperto per ogni valore di tensione v_D inferiore alla tensione di soglia V_γ ; ciò implica che, quando il segnale diminuisce la sua ampiezza, il diodo smette di condurre corrente in quanto la tensione v_D diventa inferiore alla tensione di soglia.

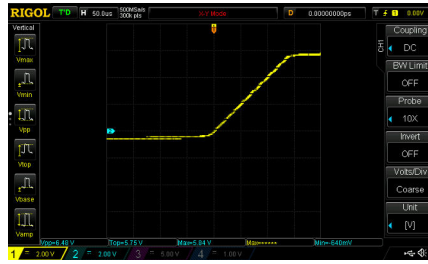
Questo evento comporta l'impossibilità, da parte del condensatore, della fase di scarica, per cui esso preserverà la tensione di picco del segnale in ingresso. Data la non-immediatezza del calo di tensione, esiste un momento in cui il segnale diminuisce la sua ampiezza, ma essa rimane superiore alla tensione di soglia del diodo; in tale momento il condensatore effettua una breve fase di scarica, che porta ad un errore nel funzionamento del circuito, in quanto il valore "memorizzato" non è quello della tensione di picco, ma uno leggermente inferiore.

4.4 Circuito per la protezione da scariche elettrostatiche

Abbiamo posizionato gli elementi circuitali sulla breadboard in modo da costruire la protezione ESD; in questo modo, in uscita, visualizziamo un segnale che presenta i valori di picco limitati, di cui abbiamo determinato V_{\min} e V_{\max} .



(a) Protezione ESD.



(b) Transcaratteristica della protezione ESD.

5 Risultati

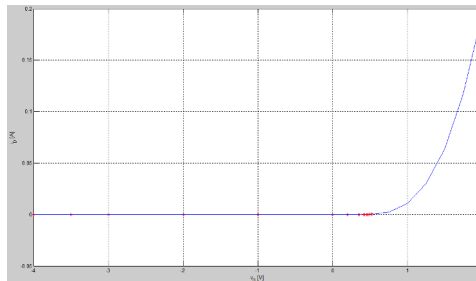
5.1 Caratteristiche statiche

5.1.1 Diodo

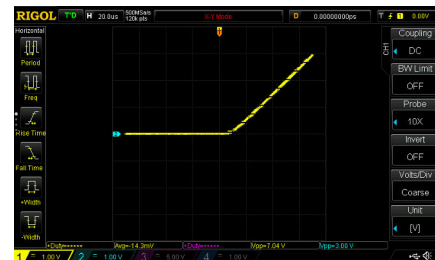
I risultati ottenuti al variare della tensione in ingresso, fornita con l'alimentatore, sono stati riportati nella seguente tabella.

V_e [V]	V_u	I_D
-4	-3.31 mV	-4.65 nA
-3.5	-2.81 mV	-4.34 nA
-3	-2.32 mV	-3.84 nA
-2	-1.33 mV	-3.23 nA
-1	-0.37 mV	-2.73 nA
0	0.006 mV	101 pA
0.2	0.019 mV	209 nA
0.4	0.966 mV	4.58 μ A
0.6	43.5 mV	17.9 μ A
0.8	191 mV	34.7 μ A
1	373 mV	53.1 μ A
1.5	847 mV	101 μ A
2	1.33 V	149 μ A

Si può notare che il diodo utilizzato non è adatto all'uso in polarizzazione inversa, infatti, per valori di V_e negativi, otteniamo valori di V_u molto bassi, che si mantengono intorno allo zero. Come si può intuire dai valori misurati, la tensione di soglia V_γ è pari a 600 mV.



(a) Caratteristica statica del diodo.



(b) Transcaratteristica statica del diodo.

Dopo aver connesso il generatore di segnali, la sonda e l'oscilloscopio come illustrato precedentemente, abbiamo ottenuto la seguente immagine, dove l'output è distorto per effetto del circuito; in particolare, la parte dove il segnale assume valori negativi è stata azzerata e la parte dove il segnale assume valori positivi è stata attenuata a causa della non idealità del diodo.

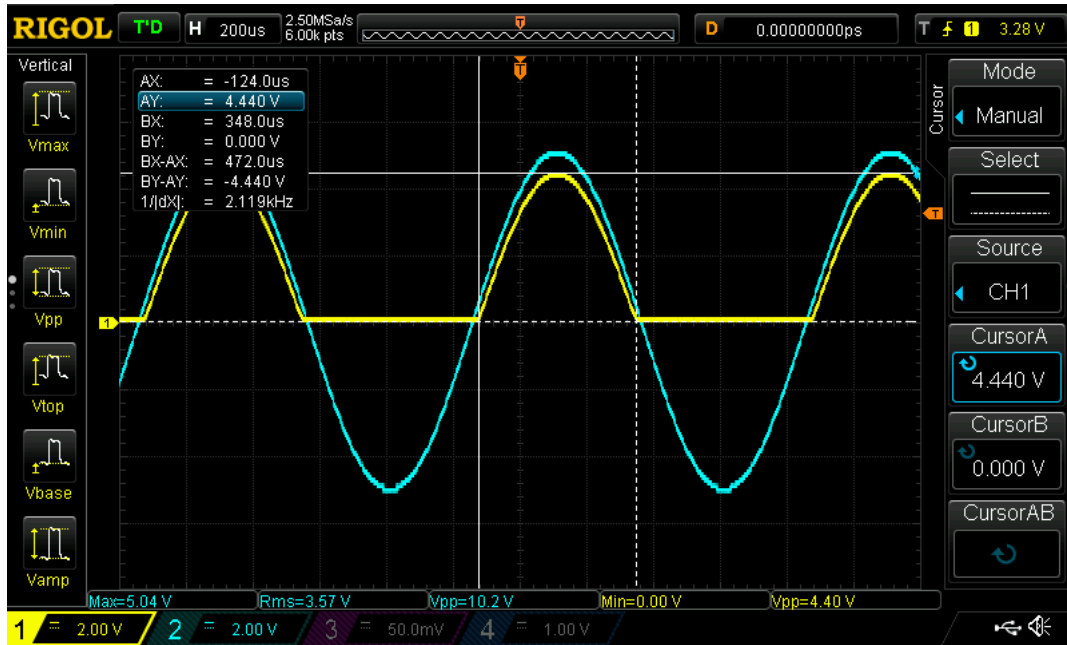


Figura 17: Segnale originale e segnale prelevato a valle del diodo.

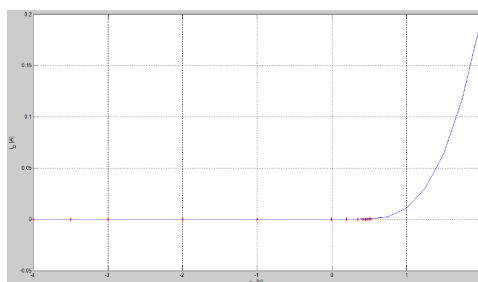
In seguito, abbiamo misurato l'ampiezza di picco del segnale in output, ottenendo 4.40 V.

5.1.2 Diodo di Zener

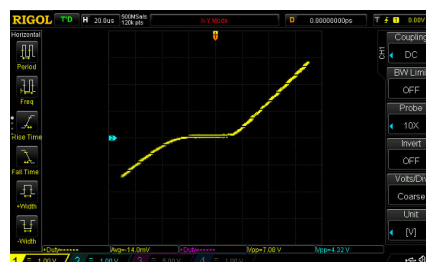
Dopo aver eseguito un'altra volta la procedura utilizzando il diodo di Zener, abbiamo ottenuto dei valori per tensioni negative in input che sono coerenti con la definizione di diodo di Zener.

V_e [V]	V_u	I_D
-4	-3.31 mV	-0.334 μ A
-3.5	-2.81 mV	-0.284 μ A
-3	-2.32 mV	-0.234 μ A
-2	-1.33 mV	-0.134 μ A
-1	-0.37 mV	-37.4 nA
0	0.006 mV	606 pA
0.2	0.019 mV	1.92 nA
0.4	0.966 mV	97.6 nA
0.6	43.5 mV	4.39 μ A
0.8	191 mV	19.2 μ A
1	373 mV	37.7 μ A
1.5	847 mV	85.6 μ A
2	1.33 V	134 μ A

Come si può intuire dai valori misurati, la tensione di soglia V_γ è pari a 600 mV, mentre la tensione di breakdown V_{br} è pari a -1 V.



(a) Caratteristica statica del diodo di Zener.



(b) Transcaratteristica statica del diodo di Zener.

A differenza del diodo usato in precedenza, il diodo di Zener, proprio perchè adatto a lavorare in polarizzazione inversa, conduce anche per valori di tensione negativi, portandoci ad osservare il seguente segnale.

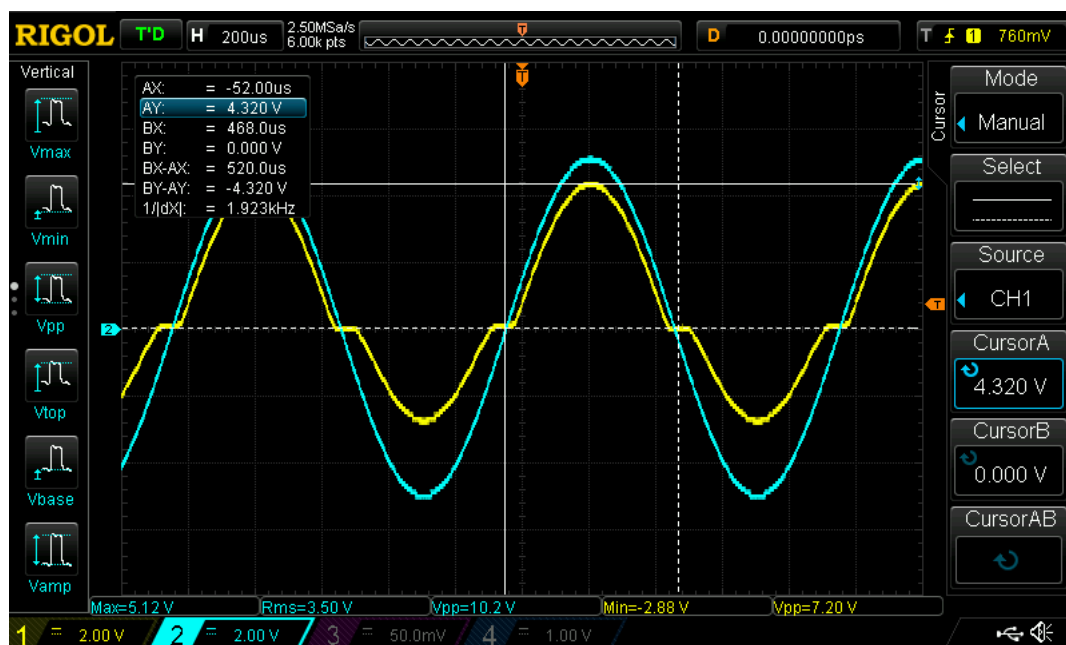


Figura 19: Segnale originale e segnale prelevato a valle del diodo di Zener.

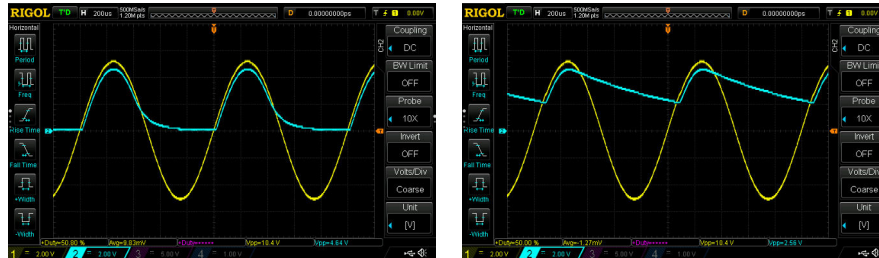
Come fatto in precedenza, abbiamo misurato l'ampiezza di picco del segnale in output, ottenendo 4.32 V.

5.2 Raddrizzatore a semplice semionda

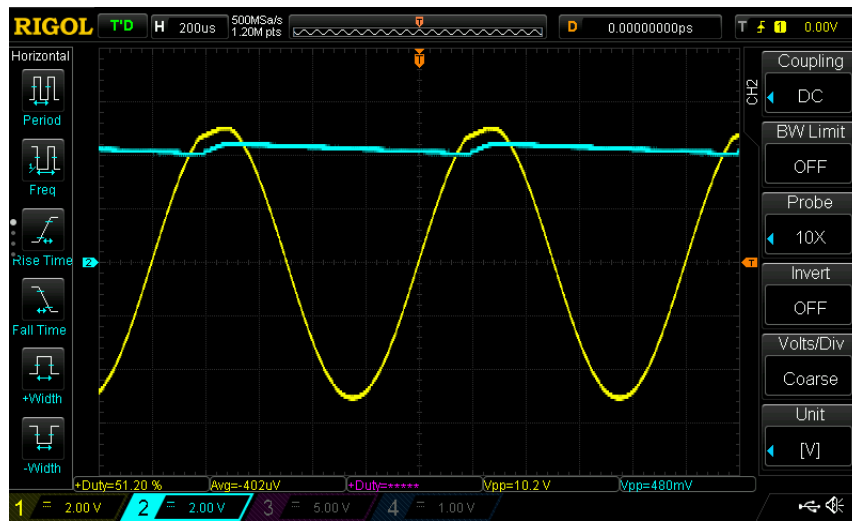
5.2.1 Diodo

Abbiamo costruito il circuito usando i vari condensatori, misurando, ogni volta, l'ampiezza V_{pp} del segnale in output.

C_1	C_2	C_3
4.56 V	2.56 V	480 mV



(a) Raddrizzatore a semplice semionda con il condensatore da 10 nF. (b) Raddrizzatore a semplice semionda con il condensatore da 100 nF.



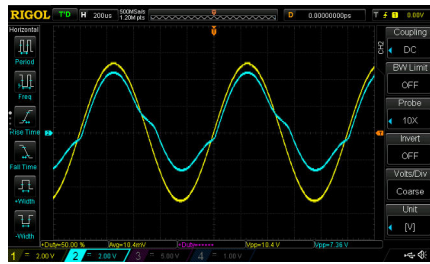
(c) Raddrizzatore a semplice semionda con il condensatore da 1 μ F.

Possiamo notare come, al decrescere della capacità del condensatore, aumenti l'ampiezza V_{pp} del segnale in output, ovvero come il segnale in input viene distorto sempre di più.

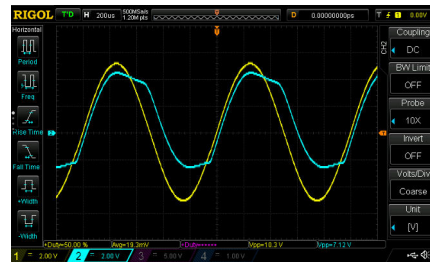
5.2.2 Diodo di Zener

Successivamente, abbiamo sostituito il diodo con il diodo di Zener, ripetendo l'intera esperienza.

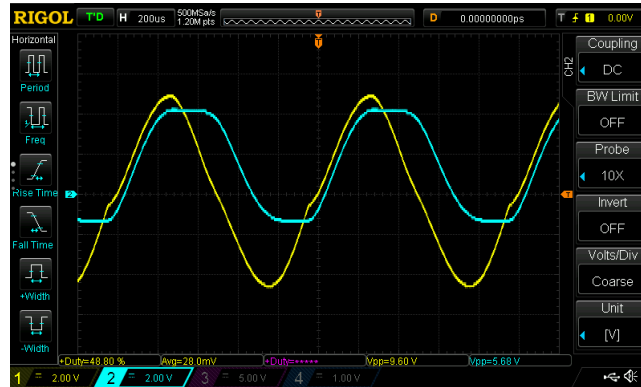
C_1	C_2	C_3
7.36 V	7.12 V	5.68 V



(a) Raddrizzatore a semplice semionda con il condensatore da 10 nF.

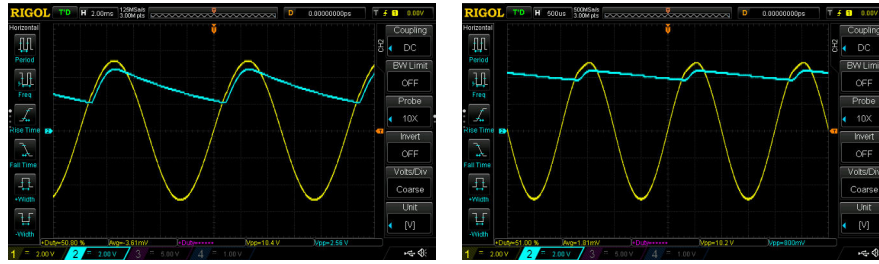


(b) Raddrizzatore a semplice semionda con il condensatore da 100 nF.

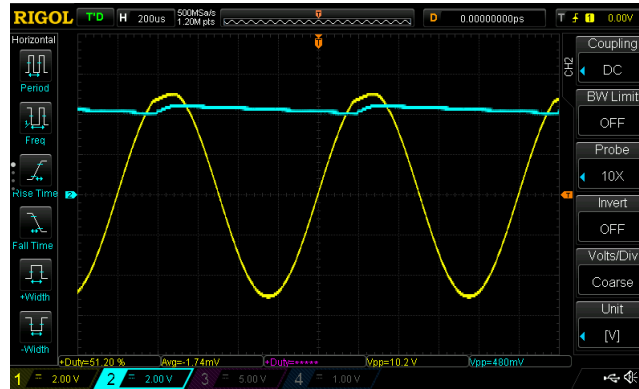


(c) Raddrizzatore a semplice semionda con il condensatore da 1 μF.

Possiamo notare come, anche in questo caso, al decrescere della capacità del condensatore, aumenti l'ampiezza V_{pp} del segnale in output. Infine abbiamo riposizionato il diodo $D=1N4148$, lasciando montato il condensatore da 1 μF e connettendo al circuito il generatore di segnali impostato al fine di avere un'ampiezza V_{pp} pari a 10 V, e abbiamo verificato come, al variare della frequenza, variasse l'ampiezza V_{pp} del segnale in output.



(a) Raddrizzatore a semplice semionda (b) Raddrizzatore a semplice semionda con il condensatore da $1\mu\text{F}$ e con una frequenza di 100 Hz. con il condensatore da $1\mu\text{F}$ e con una frequenza di 500 Hz.



(c) Raddrizzatore a semplice semionda con il condensatore da $1\mu\text{F}$ e con una frequenza di 1 kHz.

5.3 Circuito per la protezione da scariche elettrostatiche

$$V_{\min} = -600 \text{ mV}$$

$$V_{\max} = 6.00 \text{ V}$$

Esercitazione di Laboratorio:

Misure su amplificatori

Coa Giulio (s236723) Licastro Dario (s234421)
Montano Alessandra (s238160)

15 gennaio 2020

1 Scopo dell'esperienza

Gli scopi di questa esercitazione sono:

- Analizzare il comportamento e misurare i parametri di moduli amplificatori (invertenti e non).
- Verificare alcune deviazioni rispetto al comportamento previsto con i modelli di prima approssimazione.

2 Strumentazione utilizzata

La strumentazione usata durante l'esercitazione è:

Strumento	Marca e Modello	Caratteristiche
Multimetro Oscilloscopio	Agilent 34401A Rigol DS1054Z	4 canali, $B = 50 \text{ MHz}$, $f_c = 1 \text{ G}\frac{\text{Sa}}{\text{s}}$, $R_i = 1 \text{ M}\Omega$, $C_i = 13 \text{ pF}$, 12 Mbps di profondità di memoria
Generatore di segnali	Rigol DG1022	2 canali, $f_{\text{uscita}} = 20 \text{ MHz}$, $Z_{\text{uscita}} = 50 \Omega$
Alimentatore in DC Sonda	Rigol DP832 Rigol PVP215	3 canali $B = 35 \text{ MHz}$, $V_{\text{nominale}} = 300 \text{ V}$, $L_{\text{cavo}} = 1.2 \text{ m}$, $R_s = 1 \text{ M}\Omega$, Intervallo di compensazione: $10 \div 25 \text{ pF}$
Scheda premontata Cavi coassiali Connettori	A2	Capacità dell'ordine dei $80 \div 100 \text{ p}\frac{\text{F}}{\text{m}}$

3 Premesse teoriche

3.1 Incertezza sulla misura dell'oscilloscopio

La misura del valore di un segnale tramite l'oscilloscopio (sia esso l'ampiezza, la frequenza, il periodo, etc.) presenta un'incertezza che dipende, principalmente, da due fattori:

- l'incertezza strumentale introdotta dall'oscilloscopio (ricavabile dal manuale).
- l'incertezza di lettura dovuta all'errore del posizionamento dei cursori.

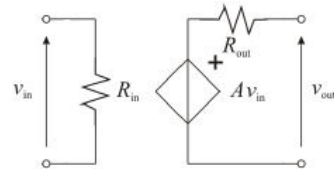
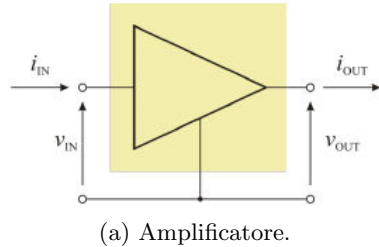
Quest'ultima incertezza deriva dal fatto che il segnale visualizzato non ha uno spessore nullo sullo schermo.

3.2 Amplificatore

Un amplificatore è un doppio bipolo unidirezionale caratterizzato dalla seguente relazione

$$y(t) = A \cdot x(t)$$

Dove A è detto guadagno dell'amplificatore.



(b) Circuito equivalente ad un amplificatore.

In base al tipo di segnale in ingresso e in uscita, possiamo distinguere quattro tipi di amplificatori:

- Amplificatore di Tensione.
- Amplificatore di Transconduttanza.
- Amplificatore di Transresistenza.
- Amplificatore di Corrente.

3.2.1 Amplificatore operazionale

L'amplificatore operazionale è un amplificatore differenziale, ovvero amplifica la differenza delle tensioni ai suoi capi, che presenta un'amplificazione A_d idealmente infinita.

$$\begin{aligned} A_d &= \frac{v_{out}}{v_d} = \\ &= \frac{v_{out}}{v^+ - v^-} \end{aligned}$$

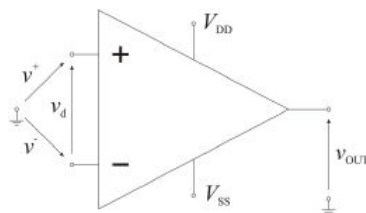


Figura 2: Amplificatore operazionale.

3.2.2 Amplificatore invertente

L'amplificatore invertente è un derivato dell'amplificatore di transresistenza che fornisce, in uscita, un segnale proporzionale al segnale in ingresso ma che presenta fase invertita rispetto ad esso;

esso caratterizzato dalle seguenti relazioni

$$\begin{aligned} v_{\text{out}} &= A_v \cdot v_{\text{in}} = \\ &= -\frac{R_2}{R_1} \cdot v_{\text{in}} \end{aligned}$$

$$R_{\text{in}} = R_1$$

$$R_{\text{out}} = 0$$

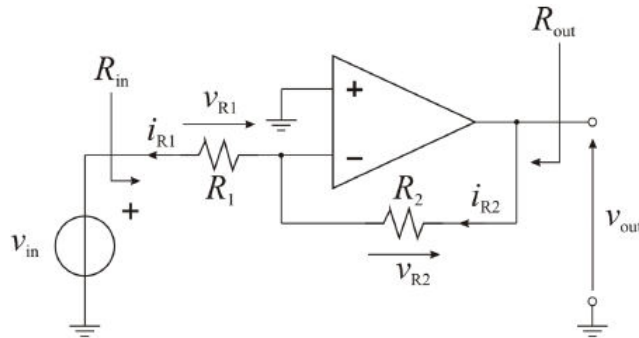


Figura 3: Amplificatore invertente.

N.B. R_{in} non è necessariamente elevata.

4 Esperienza in laboratorio

Abbiamo realizzato il circuito richiesto, collegando:

- Il generatore di segnali al connettore coassiale J1.
- L'alimentatore duale viene connesso, in modalità tracking, al morsetto J8.
- L'oscilloscopio, tramite due cavi coassiali BNC-coccodrillo, all'ingresso e all'uscita del circuito, rispettivamente gli ancoraggi J4 e J5 (massa) e J6 e J7 (massa).

E portando gli switch S1 ed S2, che determinano il tipo d'amplificatore da usare, sull'1, ovvero selezionando l'amplificatore non-invertente.

4.1 Parametri di un amplificatore

4.1.1 Misura del guadagno

Abbiamo disposto la scheda premontata in modo da applicare la tensione del generatore direttamente all'ingresso dell'amplificatore non-invertente, seguendo la seguente tabella

Interruttore	Posizione	Note
S1	2	
S2	2	
S3	2	chiuso
S4	2	chiuso
S5	2	chiuso
S6	1	aperto
S7	1	aperto
S8	1	aperto
S9	1	aperto

Impostando il generatore di segnali come richiesto, abbiamo misurato, tramite cursori, l'ampiezza d'ingresso e d'uscita al fine di calcolare il guadagno dell'amplificatore.

4.1.2 Misura della resistenza equivalente in ingresso

Al fine di misurare la resistenza in ingresso all'amplificatore, ci avvaliamo di una resistenza esterna, di valore noto, mettendola in serie al generatore; in questo modo si va a creare un partitore di tensione che sfrutteremo per determinare R_i .

Nel concreto, ciò avviene commutando la posizione dello switch S5, che determina la presenza della resistenza R_9 nel circuito.

Abbiamo effettuato le misurazioni sulla tensione di uscita, poichè ciò permette di evidenziare maggiormente quanto la resistenza influenzi il segnale.

4.1.3 Misura della resistenza equivalente di uscita

Al fine di misurare la resistenza di uscita all'amplificatore, ci avvaliamo di una resistenza esterna, di valore noto, mettendola in serie all'uscita; in questo modo si va a creare un partitore di tensione che sfrutteremo per determinare R_u .

Nel concreto, ciò viene ottenuto commutando la posizione dello switch S6, che determina la presenza della resistenza R_{10} nel circuito.

Abbiamo effettuato le misurazioni sulla tensione di uscita, poichè ciò permette di evidenziare maggiormente quanto la resistenza influenzi il segnale.

N.B. Ovviamente, prima di procedere con questa parte dell'esercitazione, abbiamo ripristinato lo stato iniziale dell'amplificatore, ovvero abbiamo cortocircuitato la resistenza R_9 .

4.2 Risposta in frequenza di un amplificatore con celle RC esterne

Abbiamo disposto la scheda premontata come richiesto, seguendo la seguente tabella

Interruttore	Posizione	Note
S1	2	
S2	2	
S3	2	C_{10} inserito
S4	1	C_5 non cortocircuitato
S5	2	chiuso
S6	1	aperto
S7	1	aperto
S8	2	C_6 inserito
S9	1	C_9 non inserito

Successivamente, abbiamo eseguito le misure di guadagno per frequenze da 300 Hz a 1 MHz, con due misure per decade, usando, come consigliatoci, un segnale con ampiezza V_{pp} pari a 1 V per frequenze fino a 30 kHz ed un segnale con ampiezza V_{pp} pari a 200 mV per frequenze a partire da 100 kHz.

4.3 Amplificatore invertente

Abbiamo disposto la scheda premontata di modo da utilizzare l'amplificatore invertente, ovvero abbiamo commutato gli switch S1 ed S2, e, successivamente, abbiamo ripetuto l'esperienza effettuata precedentemente e verificato l'inversione di fase tra il segnale e la tensione in uscita.

5 Risultati

5.1 Parametri di un amplificatore

5.1.1 Misura del guadagno

V_i [V]	V_u [V]	A_v	A_v [dB]
1.12	8.72	7.78	17.82

Come si può vedere, il risultato ottenuto rientra nel range fornito dal costruttore (9.33 ± 0.93).

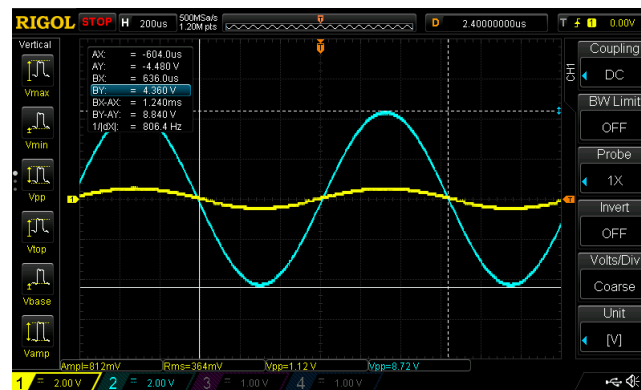
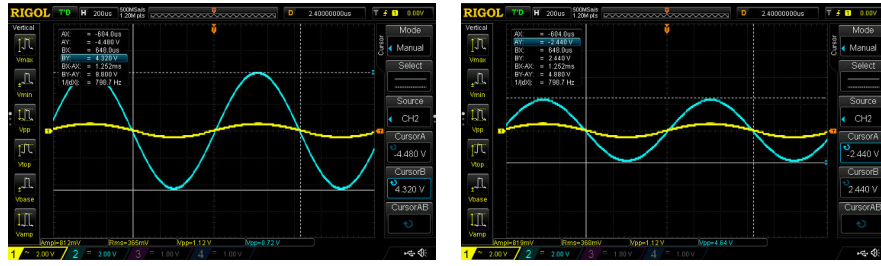


Figura 4: Misura del guadagno dell'amplificatore non-invertente.

5.1.2 Misura della resistenza equivalente in ingresso

	V_u [V]
R_g inserita	4.64 ± 0.87
R_g cortocircuitata	8.72 ± 0.88



(a) Misura della resistenza equivalente d'ingresso con R_9 cortocircuitata. (b) Misura della resistenza equivalente d'ingresso con R_9 inserita.

Figura 5: Si può notare, sia dalle immagini sia dalle misurazioni, come si riduce l'ampiezza di V_u a causa dell'aggiunta della resistenza R_9 in serie all'ingresso.

Sfruttando il partitore di tensione formatosi all'ingresso dell'amplificatore quando la resistenza R_9 è inserita, possiamo scrivere

$$\begin{aligned}
 w &= \frac{v_{\text{out}, R_9}}{v_{\text{out}}} = \\
 &= 532m \\
 w &= \frac{v_{\text{out}, R_9}}{v_{\text{out}}} = \\
 &= \frac{A_v \cdot V_{i, R_9}}{A_v \cdot V_i} = \\
 &= \frac{V_{i, R_9}}{V_i} = \\
 &= \frac{v_s \cdot \frac{R_i}{R_9 + R_i}}{v_s} = \\
 &= \frac{R_i}{R_9 + R_i}
 \end{aligned}$$

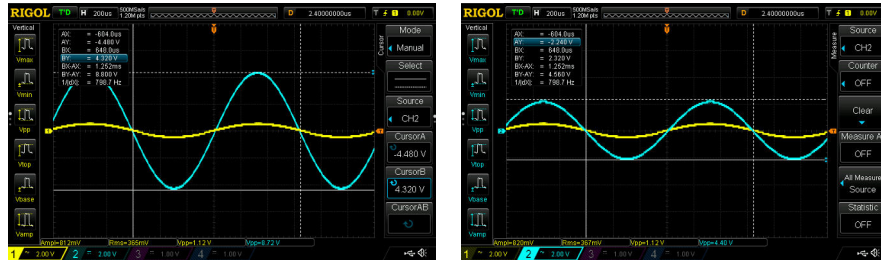
Da cui

$$\begin{aligned}
 R_i &= w \cdot R_9 \cdot \frac{1}{1 - w} = \\
 &= 532m \cdot 10k \cdot \frac{1}{1 - 532m} = \\
 &= 11.4 \pm 3.88 \text{ k}\Omega
 \end{aligned}$$

Il valore ottenuto è compatibile col valore dato dal costruttore ($10 \pm 0.5 \text{ k}\Omega$), in quanto le due fasce d'incertezza si sovrappongono.

5.1.3 Misura della resistenza equivalente di uscita

	V_u [V]
R_{10} inserita	4.40
R_{10} cortocircuitata	8.72



(a) Misura della resistenza equivalente d'uscita con R10 cortocircuitata. (b) Misura della resistenza equivalente d'uscita con R10 inserita.

Figura 6: Si può notare, sia dalle immagini sia dalle misurazioni, come si riduce l'ampiezza di V_u a causa dell'aggiunta della resistenza R_{10} in serie all'uscita.

Sfruttando il partitore di tensione formatosi all'uscita dell'amplificatore quando la resistenza R_{10} è inserita, possiamo scrivere

$$\begin{aligned}
 w &= \frac{v_{out,R_{10}}}{v_{out}} = \\
 &= 505m \\
 w &= \frac{v_{out,R_{10}}}{v_{out}} = \\
 &= \frac{A_v \cdot V_{i,R_{10}}}{A_v \cdot V_i} = \\
 &= \frac{V_{i,R_{10}}}{V_i} = \\
 &= \frac{v_s \cdot \frac{R_u}{R_{10} + R_u}}{v_s} = \\
 &= \frac{R_u}{R_{10} + R_u}
 \end{aligned}$$

Da cui

$$\begin{aligned}
 R_u &= w \cdot R_{10} \cdot \frac{1}{1 - w} = \\
 &= 505m \cdot 1k \cdot \frac{1}{1 - 505m} = \\
 &= 1.02k\Omega
 \end{aligned}$$

Il valore ottenuto rientra nel range dato dal costruttore ($1 \pm 0.05k\Omega$).

5.2 Risposta in frequenza di un amplificatore con celle RC esterne

Frequenza	Pulsazione	A_v calcolato [dB]	A_v misurato [dB]
300 Hz	$1.88 \text{ k} \frac{\text{rad}}{\text{s}}$	0.28	13.1
1 kHz	$6.28 \text{ k} \frac{\text{rad}}{\text{s}}$	0.93	14.1
3 kHz	$18.8 \text{ k} \frac{\text{rad}}{\text{s}}$	2.68	17.1
10 kHz	$62.8 \text{ k} \frac{\text{rad}}{\text{s}}$	6.57	16.5
30 kHz	$188 \text{ k} \frac{\text{rad}}{\text{s}}$	8.48	11.7
100 kHz	$628 \text{ k} \frac{\text{rad}}{\text{s}}$	6.56	3.29
300 kHz	$1.88 \text{ M} \frac{\text{rad}}{\text{s}}$	2.95	-8.89
1 MHz	$6.28 \text{ M} \frac{\text{rad}}{\text{s}}$	0.93	-23.4

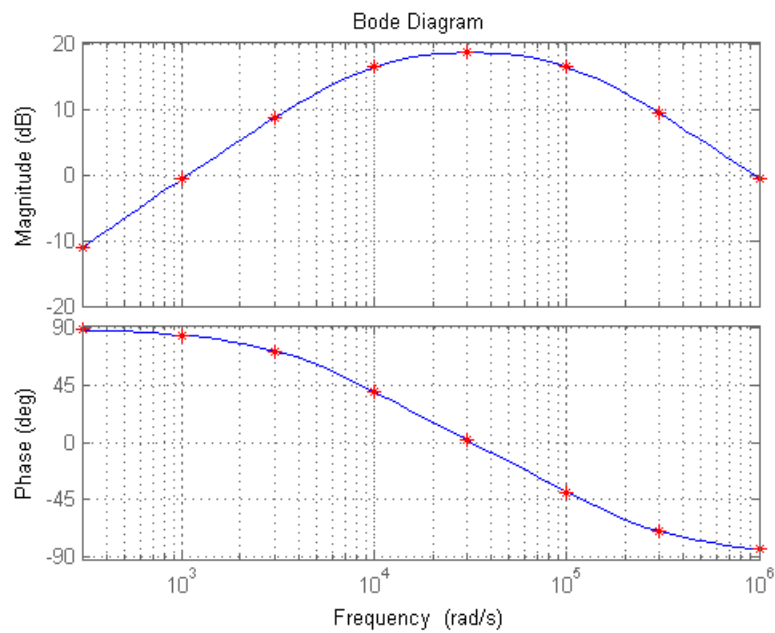


Figura 7: Diagramma di Bode dell'amplificatore non-invertente.

5.3 Amplificatore invertente

5.3.1 Misura del guadagno

V_i [V]	V_u [V]	A_v	A_v [dB]
1.12	10.3	9.20	19.27

Come si può vedere, il risultato ottenuto rientra nel range fornito dal costruttore (9.33 ± 0.93). Alla frequenza $f = 1 \text{ kHz}$, il guadagno dell'amplificatore invertente è pari a

V_i [V]	V_u [V]	A_v	A_v [dB]
1.08	10.3	9.54	19.59

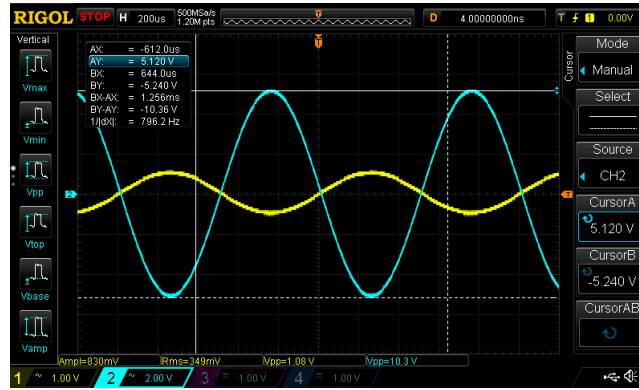
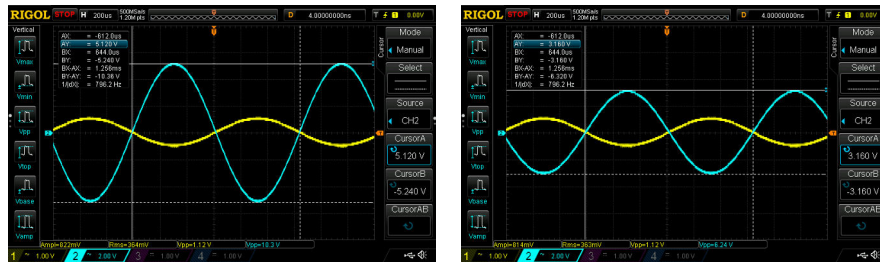


Figura 8: Si può notare come l'amplificatore invertente inverte la fase del segnale in ingresso.

5.3.2 Misura della resistenza equivalente in ingresso

	V_u [V]
R_9 inserita	6.24
R_9 cortocircuitata	10.3



(a) Misura della resistenza equivalente d'ingresso con R_9 cortocircuitata. (b) Misura della resistenza equivalente d'ingresso con R_9 inserita.

Figura 9: Si può notare, sia dalle immagini sia dalle misurazioni, come si riduce l'ampiezza di V_u a causa dell'aggiunta della resistenza R_9 in serie all'ingresso.

Sfruttando il partitore di tensione formatosi all'ingresso dell'amplificatore quando la resistenza R_9 è inserita, possiamo scrivere

$$w = \frac{v_{out,R_9}}{v_{out}} = 606m$$

$$\begin{aligned}
w &= \frac{v_{\text{out}, R_9}}{v_{\text{out}}} = \\
&= \frac{A_v \cdot V_{i, R_9}}{A_v \cdot V_i} = \\
&= \frac{V_{i, R_9}}{V_i} = \\
&= \frac{v_s \cdot \frac{R_i}{R_9 + R_i}}{v_s} = \\
&= \frac{R_i}{R_9 + R_i}
\end{aligned}$$

Da cui

$$\begin{aligned}
R_i &= w \cdot R_9 \cdot \frac{1}{1 - w} = \\
&= 606m \cdot 10k \cdot \frac{1}{1 - 606m} = \\
&= 15.4 \text{ k}\Omega
\end{aligned}$$

Il valore ottenuto rientra nel range dato dal costruttore ($15 \pm 0.75 \text{ k}\Omega$).

5.3.3 Misura della resistenza equivalente di uscita

	V_u [V]
R_{10} inserita	10.3
R_{10} cortocircuitata	10.3

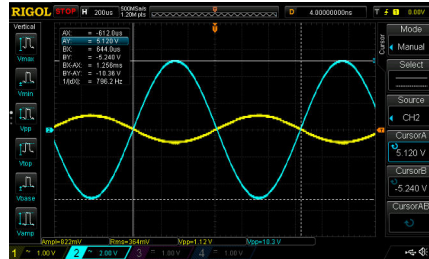


Figura 10: Misura della resistenza equivalente d'uscita.

Dato che le due tensioni misurate sono uguali, deduciamo che il valore di R_u è trascurabile e, quindi, essa è assimilabile ad un cortocircuito.

Esercitazione di Laboratorio:

Amplificatori operazionali con retroazione

Coa Giulio (s236723) Licastro Dario (s234421)
Montano Alessandra (s238160)

15 gennaio 2020

1 Scopo dell'esperienza

Gli scopi di questa esercitazione sono:

- Analizzare il comportamento e misurare i parametri di amplificatori reazionati.
- Verificare alcune deviazioni rispetto al comportamento previsto con i modelli ideali.

2 Strumentazione utilizzata

La strumentazione usata durante l'esercitazione è:

Strumento	Marca e Modello	Caratteristiche
Oscilloscopio	Rigol DS1054Z	4 canali, $B = 50 \text{ MHz}$, $f_c = 1 \text{ G} \frac{\text{Sa}}{\text{s}}$, $R_i = 1 \text{ M}\Omega$, $C_i = 13 \text{ pF}$, 12 Mbps di profondità di memoria
Generatore di segnali	Rigol DG1022	2 canali, $f_{\text{uscita}} = 20 \text{ MHz}$, $Z_{\text{uscita}} = 50 \Omega$
Alimentatore in DC Scheda premontata Cavi coassiali Connettori	Rigol DP832 A3	3 canali Capacità dell'ordine dei $80 \div 100 \text{ p} \frac{\text{F}}{\text{m}}$

3 Premesse teoriche

3.1 Incertezza sulla misura dell'oscilloscopio

La misura del valore di un segnale tramite l'oscilloscopio (sia esso l'ampiezza, la frequenza, il periodo, etc.) presenta un'incertezza che dipende, principalmente, da due fattori:

- l'incertezza strumentale introdotta dall'oscilloscopio (ricavabile dal manuale).
- l'incertezza di lettura dovuta all'errore del posizionamento dei cursori.

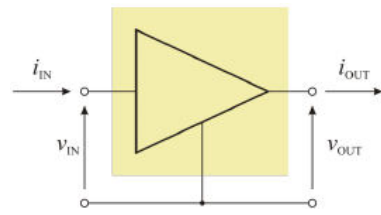
Quest'ultima incertezza deriva dal fatto che il segnale visualizzato non ha uno spessore nullo sullo schermo.

3.2 Amplificatore

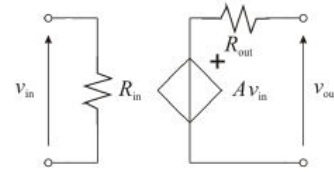
Un amplificatore è un doppio bipolo unidirezionale caratterizzato dalla seguente relazione

$$y(t) = A \cdot x(t)$$

Dove A è detto guadagno dell'amplificatore.



(a) Amplificatore.



(b) Circuito equivalente ad un amplificatore.

In base al tipo di segnale in ingresso e in uscita, possiamo distinguere quattro tipi di amplificatori:

- Amplificatore di Tensione.
- Amplificatore di Transconduttanza.
- Amplificatore di Transresistenza.
- Amplificatore di Corrente.

3.2.1 Amplificatore operazionale

L'amplificatore operazionale è un amplificatore differenziale, ovvero amplifica la differenza delle tensioni ai suoi capi, che presenta un'amplificazione A_d idealmente infinita.

$$A_d = \frac{v_{out}}{v_d} = \frac{v_{out}}{v^+ - v^-}$$

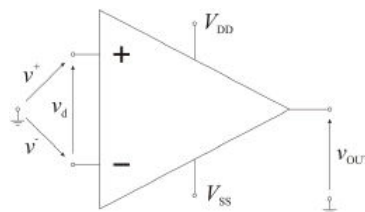


Figura 2: Amplificatore operazionale.

3.2.2 Amplificatore invertente

L'amplificatore invertente è un derivato dell'amplificatore di transresistenza che fornisce, in uscita, un segnale proporzionale al segnale in ingresso ma che presenta fase invertita rispetto ad esso; è caratterizzato dalle seguenti relazioni

$$\begin{aligned} v_{out} &= A_v \cdot v_{in} = \\ &= -\frac{R_2}{R_1} \cdot v_{in} \\ R_{in} &= R_1 \end{aligned}$$

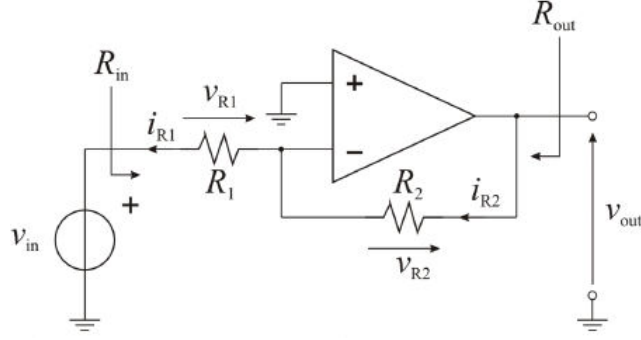


Figura 3: Amplificatore invertente.

$$R_{out} = 0$$

N.B. R_{in} non è necessariamente elevata.

3.2.3 Amplificatore differenziale

L'amplificatore differenziale è un amplificatore che fornisce, in uscita, un segnale proporzionale alla differenza rispetto ai segnali in ingresso; esso caratterizzato dalle seguenti relazioni

$$R_{in,v^+} = R_a + R_b$$

$$R_{in,v^-} = R'_b$$

$$R_{out} = 0$$

$$\frac{R'_a}{R'_b} = \frac{R_a}{R_b} \cdot (1 + \epsilon)$$

$$\begin{aligned} v_{out} &= A_{diff} \cdot v_d - A_{cm} \cdot v_{cm} = \\ &= \left(\frac{R_a}{R_b} - \frac{R_a}{R_a + R_b} \cdot \frac{\epsilon}{2} \right) \cdot v_d - \frac{R_a}{R_a + R_b} \cdot \epsilon \cdot v_{cm} = \\ &\approx \frac{R_a}{R_b} \cdot v_d - \frac{R_a}{R_a + R_b} \cdot \epsilon \cdot v_{cm} \end{aligned}$$

$$CMRR = \frac{A_{diff}}{A_{cm}} \approx \frac{1}{\epsilon} \cdot (1 + A_{diff})$$

Dove CMRR è il Common-Mode Rejection Ratio, A_{diff} è l'amplificazione differenziale e A_{cm} è l'amplificazione di modo comune.

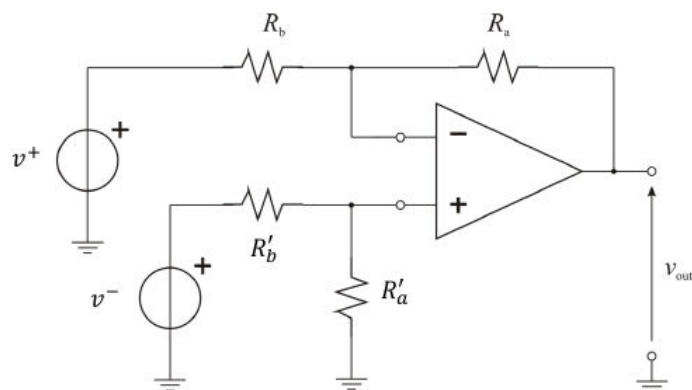


Figura 4: Amplificatore differenziale.

4 Esperienza in laboratorio

4.1 Amplificatore non invertente

Abbiamo realizzato il circuito richiesto, collegando il modulo A3-1:

- Il generatore di segnali al connettore coassiale J15.
- L'alimentatore duale viene connesso, in modalità tracking, al morsetto Val.
- L'oscilloscopio, tramite due cavi coassiali BNC-coccodrillo, all'ingresso e all'uscita del circuito, rispettivamente gli ancoraggi J3 e J7 (massa) e J2 e J8 (massa).

E posizionando gli interruttori seguendo la seguente tabella

Interruttore	Posizione	Note
S1	1	aperto
S2	2	chiuso
S4	2	chiuso
S5	1	aperto
S6	1	aperto

Infine, abbiamo impostato il generatore di segnali, in modo da visualizzare un segnale sinusoidale con V_{pp} pari ad 1 V e frequenza pari a 2 kHz, e proceduto con la misurazione di V_i e V_u , tramite l'uso dell'oscilloscopio.

4.2 Amplificatore invertente

Abbiamo realizzato il circuito richiesto, collegando il modulo A3-2:

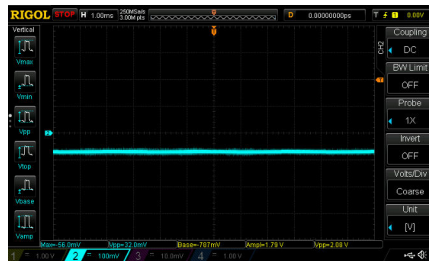
- Il generatore di segnali al connettore coassiale J16.
- L'oscilloscopio, tramite due cavi coassiali BNC-coccodrillo, all'ingresso e all'uscita del circuito, rispettivamente gli ancoraggi J9 e J14 (massa) e J11 e J13 (massa).

E posizionando gli interruttori seguendo la seguente tabella

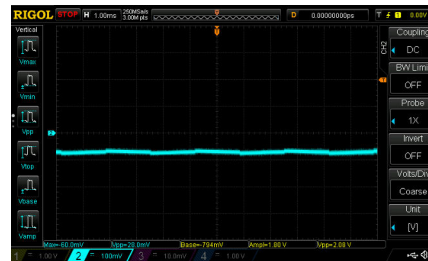
Interruttore	Posizione	Note
S8	1	aperto
S9	1	aperto
S10	2	chiuso
S11	1	aperto
S12	1	aperto
S13	1	R_{11} non inserita
S14	1	R_{12} non inserita

Successivamente, abbiamo impostato il generatore di segnali, in modo da visualizzare un segnale triangolare con V_{pp} pari ad 2 V e frequenza pari a 300 Hz, e proceduto con la misurazione di V_i e V_u , tramite l'uso dell'oscilloscopio.

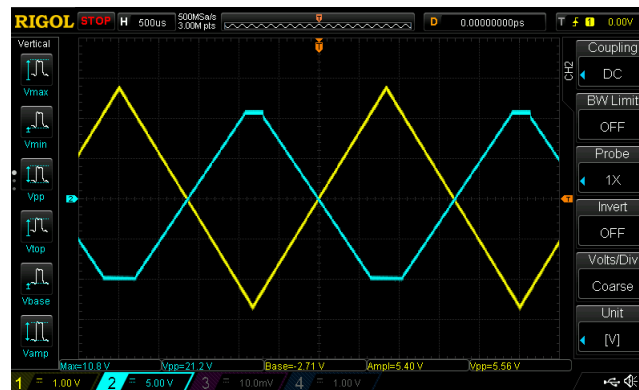
Infine, abbiamo verificato che la tensione sui morsetti dell'amplificatore fosse nulla o prossima allo zero ed abbiamo proceduto ad aumentare l'ampiezza del segnale al fine di ottenere il presentarsi del fenomeno di clipping.



(a) Verifica della tensione al morsetto non-invertente.



(b) Verifica della tensione al morsetto invertente.



(c) Verifica del fenomeno di clipping ($V_{pp} = 5.5$ V).

4.3 Amplificatore differenziale

Abbiamo realizzato il circuito richiesto, posizionando gli interruttori seguendo la seguente tabella

Interruttore	Posizione	Note
S12	2	chiuso
S13	1	R_{11} non inserita
S14	1	R_{12} non inserita

Successivamente, abbiamo impostato il generatore di segnali, in modo da visualizzare un segnale sinusoidale con V_{pp} pari ad 1.6 V e frequenza pari a 200 Hz, e proceduto con la misurazione di V_i e V_u , tramite l'uso dell'oscilloscopio, per le varie configurazioni.

4.4 Amplificatore AC/DC

Abbiamo realizzato il circuito richiesto, collegando il modulo A3-1:

- Il generatore di segnali al connettore coassiale J15.
- L'oscilloscopio, tramite due cavi coassiali BNC-coccodrillo, all'ingresso e all'uscita del circuito, rispettivamente gli ancoraggi J3 e J7 (massa), J2 e J8 (massa).

E, dopo aver posizionato gli interruttori seguendo la seguente tabella,

Interruttore	Posizione	Note
S3	2	chiuso
S5	2	chiuso
S6	1	aperto

Poi, prima di procedere con l'esperienza, abbiamo impostato il generatore di segnali, in modo da visualizzare un segnale sinusoidale con V_{pp} pari ad 1.6 V e frequenza pari a 10 kHz. Infine, abbiamo valutato, nel dominio di Laplace, il circuito nelle varie configurazioni.

a.

Successivamente, abbiamo osservato come, al crescere della frequenza, il segnale venga distorto a causa della limitazione di Slew Rate.



Figura 6: Verifica della limitazione di Slew Rate.

Di conseguenza, abbiamo determinato sperimentalmente quale fosse la tensione per cui la limitazione di Slew Rate fosse rispettata ed abbiamo proceduto al ridurre l'ampiezza V_{pp} fino a tale valore, passando da 1.6 V a 300 mV.

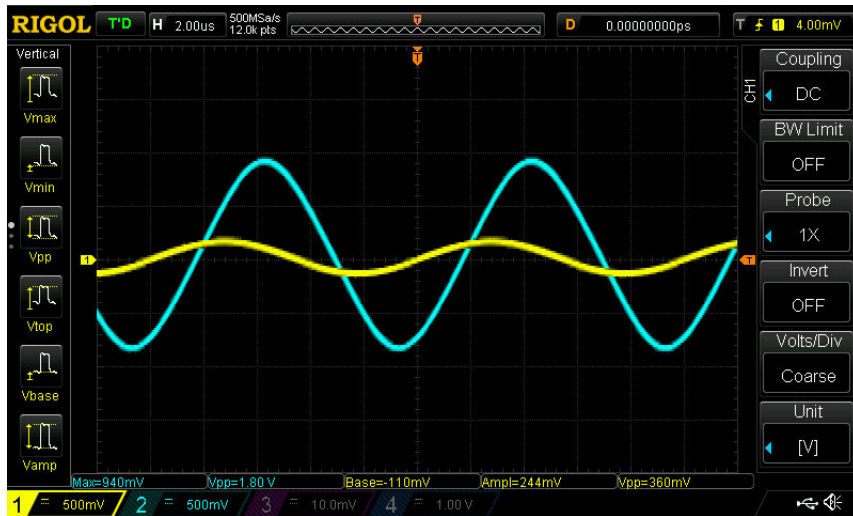
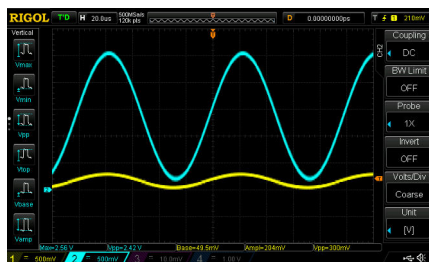


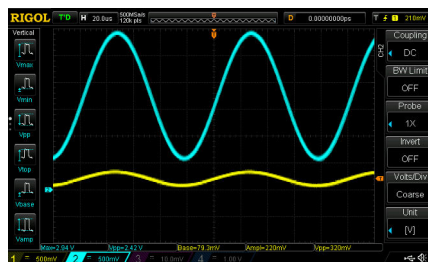
Figura 7: Ingresso ed uscita dell'amplificatore alla frequenza di 100 kHz.

A questo punto abbiamo proceduto con la misurazione di V_i e V_u , tramite l'uso dell'oscilloscopio, alle varie frequenze in esame.

- b. Al fine di determinare la frequenza di taglio, abbiamo determinato il valore di V_u una volta attenuato di 3 dB e abbiamo variato la frequenza affinché il valore di V_u si avvicinasse il più possibile al valore calcolato.
- c. Al fine di verificare che l'amplificatore amplificasse eventuali offset del segnale, abbiamo applicato, dapprima, un offset di 140 mV e, successivamente, un offset di 180 mV, riscontrando un'amplificazione di un fattore A_v del suddetto. Sono stati mantenuti valori piccoli per gli offset di modo da evitare errate visualizzazioni del segnale.



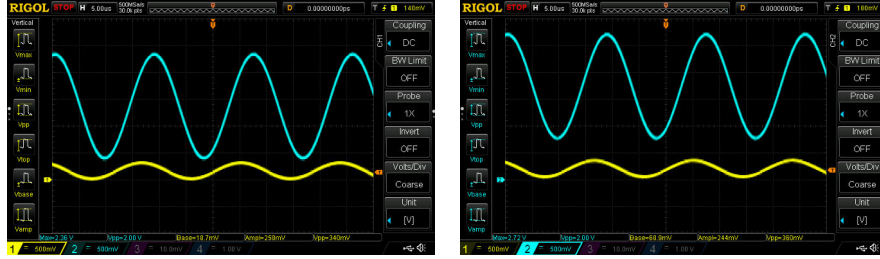
(a) Segnale con un offset di 140 mV.



(b) Segnale con un offset di 180 mV.

- d. **N.B.** Il condensatore C_3 preso in esame ha un valore di 15 pF e non di 10 nF come riportato nel testo dell'esercitazione; ciò ha portato ad un'esperienza che si discosta da quella che era stata pensata per l'esercitazione.

Abbiamo commutato lo switch S1, inserendo il condensatore C_3 nel circuito, ed abbiamo ripetuto la procedura al punto **b.** al fine di determinare la nuova frequenza di taglio. Infine, abbiamo determinato il guadagno in continua dell'amplificatore tramite l'applicazione di due offset.



(a) Segnale con un offset di 140 mV.

(b) Segnale con un offset di 180 mV.

e.

Abbiamo commutato lo switch S2, inserendo il condensatore C_4 nel circuito, ed abbiamo ripetuto la procedura al punto **b.** al fine di determinare la nuova frequenza di taglio. Inoltre, si è verificato come l'offset in ingresso non venisse amplificato in uscita.

f.

Abbiamo commutato lo switch S4, inserendo il condensatore C_5 nel circuito, ed abbiamo ripetuto la procedura al punto **b.** al fine di determinare la nuova frequenza di taglio. Inoltre, si è verificato come l'offset in ingresso venisse annullato in uscita.

5 Risultati

5.1 Amplificatore non invertente

Dai calcoli abbiamo ricavato l'amplificazione

$$\begin{aligned}
 A_v &= \frac{A_d}{1 + \beta \cdot A_d} = \\
 &= \frac{A_d}{1 + \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot A_d} = \\
 &= \frac{200k}{1 + \frac{12k}{100k + 12k} \cdot 200k} = \\
 &= 9.33
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 R_{in} &= (R_{id} + R_3 + (R_1 + R_o) \parallel R_2) \cdot (1 + A_d \cdot \frac{R_2 \parallel (R_{id} + R_3) + R_o}{R_2 \parallel (R_{id} + R_3) + R_o + R_1}) = \\
 &= (1M + 4.7k + (100k + 100) \parallel 12k) \cdot (1 + 200k \cdot \frac{12k \parallel (1M + 4.7k) + 100}{12k \parallel (1M + 4.7k) + 100 + 100k}) = \\
 &= 21.7 G\Omega
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
R_{\text{out}} &= \frac{R_o}{1 + \beta \cdot A_d} \parallel (R_1 + R_2) = \\
&= \frac{R_o}{1 + \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot A_d} \parallel (R_1 + R_2) = \\
&= \frac{100}{1 + \frac{12k}{100k + 12k} \cdot 200k} \parallel (100k + 12k) = \\
&= 4.67 \text{ m}\Omega
\end{aligned}$$

S3	S7	V_i [V]	V_u [V]	A_v
1	1	1.08	9.80	9.07
1	2	1.08	9.80	9.07
2	1	1.08	10.0	9.26
2	2	1.08	10.0	9.26

Notiamo che i valori di A_v ottenuti dalle misurazioni sono leggermente più bassi del valore teorico; tale la differenza è piccola e, pertanto, trascurabile.

Sfruttando il partitore di tensione formatosi all'ingresso dell'amplificatore quando la resistenza R_3 è inserita, possiamo scrivere

$$\begin{aligned}
w &= \frac{v_{\text{out}, R_3}}{v_{\text{out}}} = \\
&= 0.98
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
w &= \frac{v_{\text{out}, R_3}}{v_{\text{out}}} = \\
&= \frac{A_v \cdot V_{i, R_3}}{A_v \cdot V_i} = \\
&= \frac{V_{i, R_3}}{V_i} = \\
&= \frac{v_s \cdot \frac{R_i}{R_3 + R_i}}{v_s} = \\
&= \frac{R_i}{R_3 + R_i}
\end{aligned}$$

Da cui

$$\begin{aligned}
R_i &= w \cdot R_3 \cdot \frac{1}{1 - w} = \\
&= 0.98 \cdot 4.7k \cdot \frac{1}{1 - 0.98} = \\
&= 230 \text{ k}\Omega
\end{aligned}$$

Il valore ottenuto ci conferma che la resistenza in ingresso è elevata e che, dato che le due tensioni misurate quando R_5 è inserita sono uguali, il valore di R_u è trascurabile.

5.2 Amplificatore invertente

Dai calcoli abbiamo ricavato che

$$\begin{aligned} A_v &= \frac{A_d}{1 + \beta \cdot A_d} = \\ &= \frac{A_d}{1 - \frac{R_9}{R_{10}} \cdot A_d} = \\ &= \frac{200k}{1 - \frac{22k}{100k} \cdot 200k} = \\ &= -4.55 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} R_{in} &= R_9 + \frac{R_o + R_{10}}{1 + A_d} = \\ &= 22k + \frac{100 + 100k}{1 + 200k} = \\ &\approx 22 \text{ k}\Omega \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} R_{out} &= \frac{R_o + R_9 + R_{10}}{R_o + R_9 \cdot (1 + A_d) + R_{10}} \cdot [R_o \parallel (R_9 + R_{10})] = \\ &= \frac{100 + 22k + 100k}{100 + 22k \cdot (1 + 200k) + 100k} \cdot [100 \parallel (22k + 100k)] = \\ &= 2.77 \text{ m}\Omega \end{aligned}$$

V_i [V]	V_u [V]	A_v
2.16	9.20	4.26

Notiamo che il valore di A_v ottenuto dalle misurazioni è leggermente più basso del valore teorico; tale la differenza è piccola e, pertanto, trascurabile. Inoltre, esso presenta segno positivo poiché l'oscilloscopio tiene in considerazione la differenza di fase di 180° tra l'ingresso e l'uscita.

5.3 Amplificatore differenziale

Chiudendo lo switch S8, creiamo una maglia priva di resistenze dove, per l'appunto, la tensione sul morsetto non-invertente è pari a quella sul morsetto invertente ($V_2 = V_i$); a causa di ciò, la differenza tra le due tensioni è nulla ed il guadagno dell'amplificatore differenziale sarà unitario, ovvero non vi sarà una variazione del segnale.

$$\begin{aligned} A_{v,S8} &= 1 + \frac{R_{10}}{R_9} - \frac{R_{10}}{R_9} = \\ &= 1 + \frac{100k}{22k} - \frac{100k}{22k} = \\ &= 1 \end{aligned}$$

Chiudendo lo switch S9, creiamo una maglia in cui è presente la resistenza R_6 ; a causa di ciò, si avrà una diminuzione della tensione sul morsetto non-invertente rispetto alla tensione sul

morsetto invertente ($V_2 = \frac{2}{3} \cdot V_i$).

$$\begin{aligned} A_{v,S9} &= \frac{2}{3} \cdot \left(1 + \frac{R_{10}}{R_9}\right) - \frac{R_{10}}{R_9} = \\ &= \frac{2}{3} \cdot \left(1 + \frac{100k}{22k}\right) - \frac{100k}{22k} = \\ &= -0.85 \end{aligned}$$

Chiudendo lo switch S10, creiamo una maglia in cui è presente la resistenza R_6 ed R_7 ; a causa di ciò, si avrà una diminuzione della tensione sul morsetto non-invertente rispetto alla tensione sul morsetto invertente ($V_2 = \frac{1}{3} \cdot V_i$) che porterà ad un incremento, in modulo, del guadagno dell'amplificatore, come riscontrabile dai calcoli.

$$\begin{aligned} A_{v,S10} &= \frac{1}{3} \cdot \left(1 + \frac{R_{10}}{R_9}\right) - \frac{R_{10}}{R_9} = \\ &= \frac{1}{3} \cdot \left(1 + \frac{100k}{22k}\right) - \frac{100k}{22k} = \\ &= -2.7 \end{aligned}$$

Chiudendo lo switch S11, colleghiamo, direttamente, il morsetto non-invertente alla massa e, quindi, avremo che la tensione su di esso sarà nulla, rendendo l'amplificatore un amplificatore invertente.

$$\begin{aligned} A_{v,S11} &= -\frac{R_{10}}{R_9} = \\ &= -\frac{100k}{22k} = \\ &= -4.55 \end{aligned}$$

S8	S9	S10	S11	V_i [V]	V_u [V]	A_v
2	1	1	1	1.66	1.64	0.99
1	2	1	1	1.66	1.40	0.84
1	1	2	1	1.64	4.36	2.66
1	1	1	2	1.64	7.32	4.46

Le misurazioni effettuate sono coerenti con i valori calcolati, infatti, abbiamo riscontrato differenze dell'ordine dei centesimi ($0.01 \div 0.09$), ma tendenzialmente la differenza è molto minore.

I calcoli effettuati sono stati svolti utilizzando il principio di sovrapposizione degli effetti.

5.4 Amplificatore AC/DC

a.

Frequenza	V_i [mV]	V_u [V]	A_v
100 Hz	324	2.96	9.14
1 kHz	324	2.96	9.14
10 kHz	380	2.88	7.58
100 kHz	360	1.80	5.00

b.

$$20 \log \frac{V_{u,f_T}}{V_u} = -3$$

$$\frac{V_{u,f_T}}{V_u} = 10^{-\frac{3}{20}}$$

$$\begin{aligned} V_{u,f_T} &= 10^{-\frac{3}{20}} \cdot V_u = \\ &= 0.707 \cdot 2.88 = \\ &= 2.04 \text{ V} \end{aligned}$$

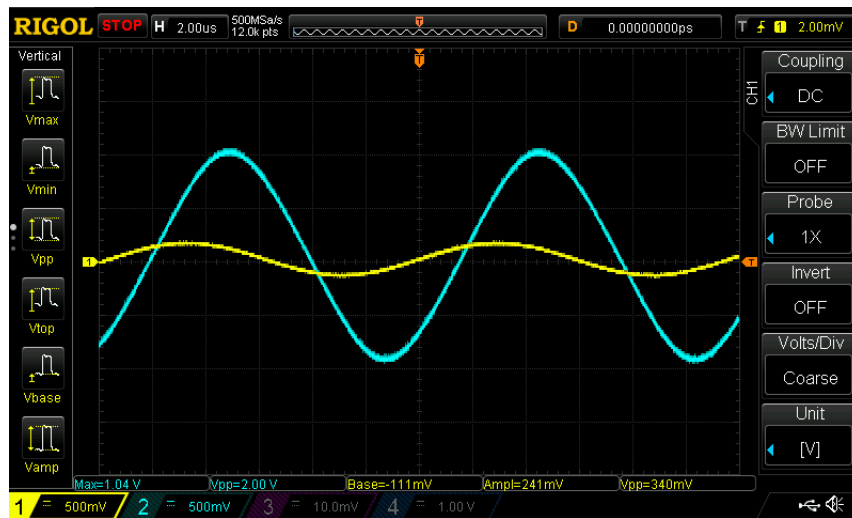


Figura 10: Segnale alla frequenza di taglio ($f = 86.08 \text{ kHz}$).

c.

N.B. Il condensatore C_3 preso in esame ha un valore di 15 pF e non di 10 nF come riportato nel testo dell'esercitazione; ciò ha portato ad un'esperienza che si discosta da quella che era stata pensata per l'esercitazione.



Figura 11: Segnale alla frequenza di taglio ($f = 54 \text{ kHz}$).

$$A_{v,DC} = \frac{V_{u,140m}}{V_{i,140m}} =$$

$$= \frac{1.4}{140m} =$$

$$= 10$$

$$A_{v,DC} = \frac{V_{u,180m}}{V_{i,180m}} =$$

$$= \frac{1.8}{180m} =$$

$$= 10$$

d.



Figura 12: Segnale alla frequenza di taglio ($f = 83 \text{ kHz}$).

$$A_{v,DC} = \frac{V_{u,140m}}{V_{i,140m}} = \frac{140m}{140m} = 1$$

$$A_{v,DC} = \frac{V_{u,180m}}{V_{i,180m}} = \frac{180m}{180m} = 1$$

e.



Figura 13: Segnale alla frequenza di taglio ($f = 84 \text{ kHz}$).

$$A_{v,DC} = \frac{V_{u,140m}}{V_{i,140m}} =$$

$$= \frac{0}{140m} =$$

$$= 0$$

$$A_{v,DC} = \frac{V_{u,180m}}{V_{i,180m}} =$$

$$= \frac{0}{180m} =$$

$$= 0$$