



UNIVERSITÀ
DEGLI STUDI
DI BRESCIA

Progetto di sistemi elettronici analogici

Relazione di progetto

Analizzatore di spettro ad eterodina

Shqepa Frenki, Belotti Nicolò

1	ANALIZZATORE DI SPETTRO AD ETERODINA: PRINCIPIO DI FUNZIONAMENTO	2
2	SPECIFICHE	4
2.1	SPECIFICHE DESIDERATE	4
2.2	SPECIFICHE OTTENUTE	4
3	CIRCUITO E BLOCCHI FUNZIONALI	5
3.1	SCHEMA A BLOCCHI	5
3.2	GENERATORE D'ONDA TRIANGOLARE	6
3.3	OSCILLATORE LOCALE	10
3.4	MOLTIPLICATORE	13
3.5	FILTRO PASSA BANDA	17
3.6	CONVERTITORE AC-RMS	22
3.6.1	<i>Rettificatore</i>	22
3.6.1.1	<i>Dimensionamento di massima</i>	23
3.6.2	<i>Filtro passa basso</i>	28
3.6.3	<i>Caratterizzazione del convertitore AC-RMS</i>	31
3.6.4	<i>Amplificatore non invertente</i>	32
3.7	AMPLIFICATORE LOGARITMICO	33
4	CONCLUSIONI	37
4.1	CARATTERIZZAZIONE FINALE	37
5	APPENDICE	41
5.1	APPENDICE A	41
5.2	APPENDICE B	43

1 Analizzatore di spettro ad eterodina: principio di funzionamento

È nota l'importanza dello studio dei segnali nel dominio frequenziale, in quanto ci permette di analizzare proprietà che nel tempo non sempre possiamo vedere, come ad esempio disturbi, interferenze, a quali frequenze sono presenti e qual è la loro potenza. Nel caso sia necessario fare uno studio in frequenza di un segnale occorre un metodo per passare a questo dominio. Per svolgere questa operazione ci sono numerose tecniche, sia digitali che analogiche, in questo progetto si presenta la tecnica di eterodina analogica.

Il cuore di questa tecnica si può individuare nel mixer, che esegue il prodotto tra il segnale in ingresso ed un segnale di riferimento generato da un oscillatore sinusoidale.

Se si considera un segnale sinusoidale in ingresso a pulsazione ω_{in} , il mixer lo moltiplica per una senoide a pulsazione ω_{LO} generata da un oscillatore controllato in tensione (VCO).

Il risultato si può descrivere attraverso le formule di Werner come segue:

$$A \sin(\omega_{LO}t)B \sin(\omega_{in}t) = \frac{AB}{2} [\cos(\omega_{LO} - \omega_{in}) - \cos(\omega_{LO} + \omega_{in})] \quad (1)$$

Lo spettro del segnale ottenuto ha due componenti, a pulsazione $\omega_{LO} - \omega_{in}$ e $\omega_{LO} + \omega_{in}$, questo segnale viene dato in ingresso ad un filtro passa banda, il quale ha il compito di far passare solo la componente alla frequenza differenza $\omega_{LO} - \omega_{in}$, detta frequenza intermedia, di cui si desidera misurarne l'ampiezza. Così facendo, questa componente, idealmente è una senoide ad una sola frequenza, entra nel convertitore AC-RMS. Grazie a questo si ottiene un valore in continua proporzionale all'ampiezza della senoide.

Se il segnale in ingresso non è costituito da una sola componente sinusoidale, l'uscita al moltiplicatore è la somma di tutte le sue componenti, moltiplicate per il segnale dell'oscillatore locale. Si ottiene quindi la loro traslazione in frequenza e lo spettro risultante sarà una replica centrata in ω_{LO} dello spettro in ingresso. Variando la frequenza dell'oscillatore locale attraverso un segnale triangolare è possibile far scorrere la replica dello spettro in ingresso sopra la frequenza centrale del filtro passa banda, consentendo di analizzare selettivamente l'ampiezza delle diverse componenti sinusoidali che compongono lo spettro. Ora che è disponibile il valore RMS delle frequenze del segnale in ingresso, è necessario qualche tipo di visualizzazione, è stato scelto di sfruttare la modalità xy di un oscilloscopio. In particolare, il valore della

tensione in uscita dal convertitore AC-RMS viene utilizzata dal canale y per definire la coordinata verticale, proporzionale all'ampiezza della componente analizzata. La coordinata orizzontale, che rappresenta la posizione sull'asse delle frequenze della componente analizzata, è ricavata dalla tensione del segnale triangolare che definisce tramite una relazione lineare la frequenza dell'oscillatore locale e quindi la frequenza della componente analizzata.

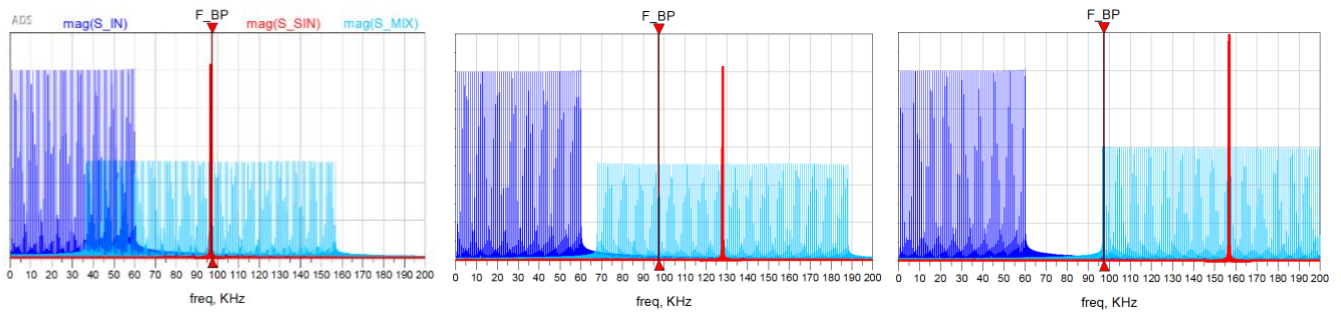


Figura 2.1.1. Principio di funzionamento dell'eterodina. sono rappresentati gli spettri del segnale in ingresso (blu), del segnale del VCO (rosso) e del loro prodotto (ciano). La sequenza mostra la progressiva traslazione del prodotto sopra la frequenza centrale del filtro

2 Specifiche

2.1 Specifiche desiderate

Tensione di alimentazione: ± 5 V

Ampiezza ingresso: 2 V_{pp}

Banda: 100 kHz (0 - 100 kHz)

Risoluzione: 5 kHz

Periodo di aggiornamento della visualizzazione: 100 ms

2.2 Specifiche ottenute

Tensione di alimentazione: ± 5 V

Ampiezza ingresso: 2.4 V_{pp}

Banda: 87 kHz (3 kHz – 90 kHz)

Risoluzione: 6 kHz

Periodo di aggiornamento della visualizzazione: 125 ms

3 Circuito e blocchi funzionali

3.1 Schema a blocchi

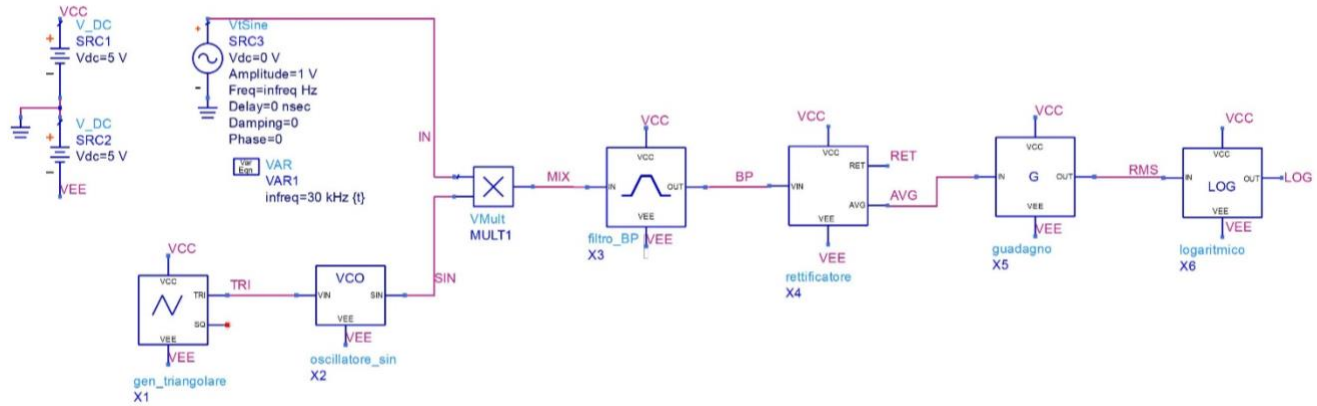


Figura 2.2.1. Schema a blocchi completo.

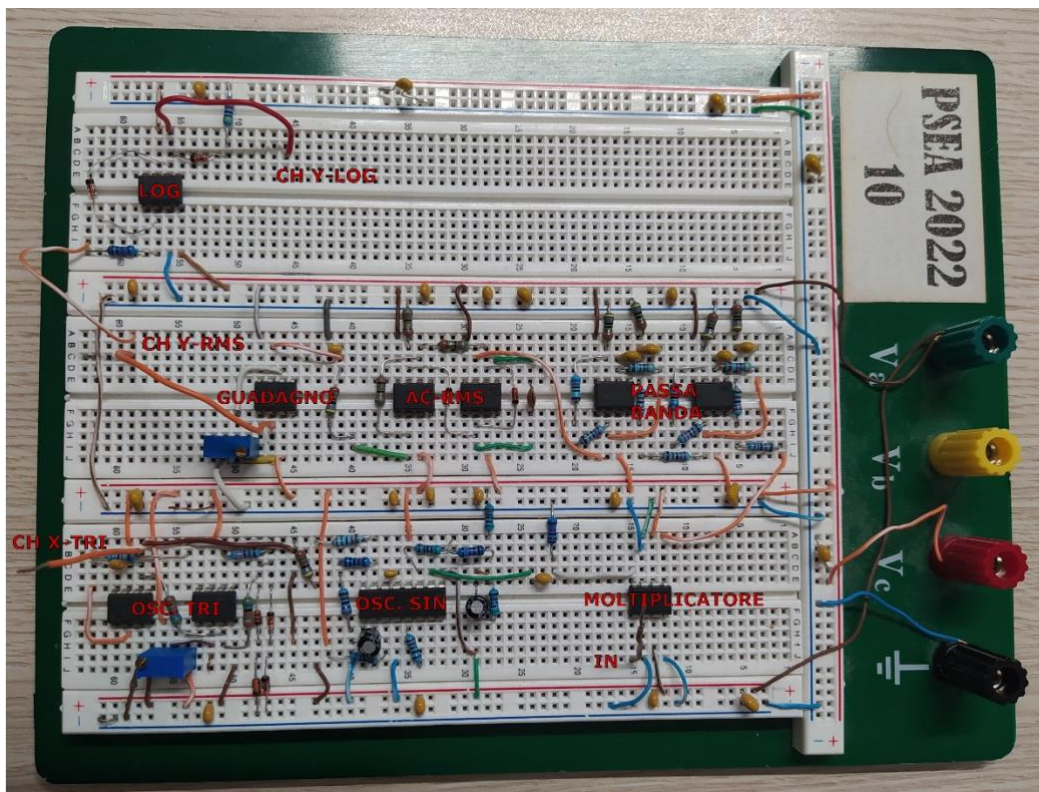


Figura 3.1.2. Circuito realizzato su breadboard.

3.2 Generatore d'onda triangolare

Il generatore di onda triangolare è il circuito responsabile di fornire il segnale dell'asse orizzontale.

La sua uscita viene collegata sia all'oscillatore locale controllato in tensione (VCO) per controllarne la frequenza, sia all'ingresso del canale X dell'oscilloscopio per la visualizzazione.

La scelta naturale sarebbe stata una forma d'onda a dente di sega ma è stato ritenuto opportuno utilizzare una triangolare per evitare i problemi di transitorio che la forte discontinuità di salto avrebbe creato.

Il circuito è composto da due op-amp, in configurazione integratore (a sinistra) e trigger di Schmitt (a destra). Date le basse frequenze in gioco, gli amplificatori UA741 sono compatibili con questo circuito.

Il trigger di Schmitt genera un'onda quadra che viene "clampata" con i diodi ed il resistore R4 per rendere la sua ampiezza indipendente dalla tensione di alimentazione. L'ingresso invertente è stato messo ad un potenziale di riferimento V_m , generato attraverso un trimmer, per permettere di traslare le soglie di transizione e quindi regolare il valore medio dell'onda triangolare. Questa operazione viene svolta nella fase di calibrazione del sistema per spostare la frequenza media del VCO.

Analizzando il funzionamento del circuito, grazie al cortocircuito virtuale con la massa imposto da

AMP1, nella resistenza R1 scorre la corrente $I_c = \frac{V_{sq}}{R_1}$ che viene integrata attraverso il condensatore C1,

generando una retta con pendenza $\frac{\Delta V_{tri}}{\Delta t} = -\frac{V_{sq}}{R_1 * C_1}$ sull'uscita di AMP1. Il trigger di Schmitt commuta

quando la tensione V_p sul suo terminale non invertente, ottenuta con un partitore resistivo tra V_{tri} e V_{sq} , interseca il valore V_m sul terminale invertente.

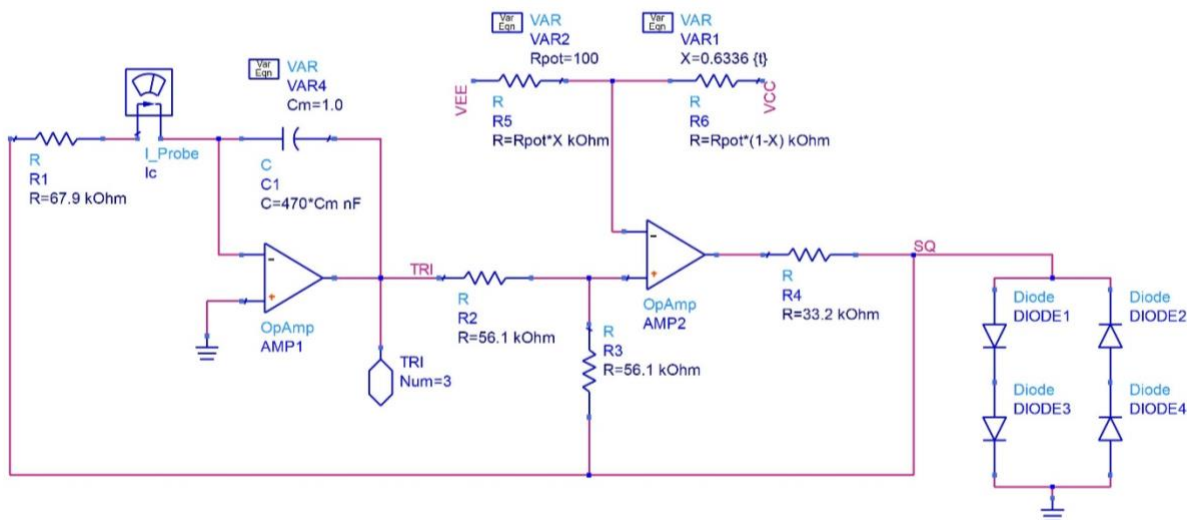


Figura 3.2.1. Schema del generatore d'onda triangolare. Valori dei resistori misurati con il multimetro

Le soglie di transizione del trigger di Schmitt corrispondono con gli estremi dell'onda triangolare e sono

$$Vtri_{\max | \min} = \frac{R_2 + R_3}{R_3} Vm \pm \frac{R_2}{R_3} Vsq \quad (2)$$

L'ampiezza picco-picco è quindi $\Delta Vtri = 2 \frac{R_2}{R_3} Vsq$ e il valore medio è $mean(Vtri) = \frac{R_2 + R_3}{R_3} Vm$.

Nelle condizioni di lavoro utilizzate Vsq è pari a due volte la soglia dei diodi usati per il clamp

$$Vsqs = \pm 2V_d = \pm 1 \text{ V} \quad (3)$$

e scegliendo R_2 e R_3 uguali si ottiene

$$\Delta Vtri = 2Vsqs = 2 \text{ V} \quad (4)$$

$$mean(Vtri) = 2Vm \quad (5)$$

Il valore $R_2 = R_3 = 56 \text{ k}\Omega$ è stato scelto per mantenere la loro corrente nell'ordine nelle decine di microAmpere. La corrente massima in R_2 e R_3 si ha nel caso in cui il segnale triangolare raggiunge la tensione di saturazione dell'op-amp ($Vsat = \pm 4.7 \text{ V}$) in uno dei suoi estremi, dove $Vtri$ e Vsq hanno segno opposto e quindi

$$I_{R2,3|\max} = \frac{Vsat - Vsqs_{\min}}{R_2 + R_3} = \frac{4.7 \text{ V} + 1 \text{ V}}{2 \cdot 56 \text{ k}\Omega} \cong 50 \text{ uA} \quad (6)$$

Lo stesso ragionamento è stato fatto per la corrente I_c

$$R_2 = 68 \text{ k}\Omega \rightarrow I_c = \frac{Vsqs}{R_1} = \pm \frac{1 \text{ V}}{68 \text{ k}\Omega} = \pm 14.7 \text{ uA} \quad (7)$$

Il dimensionamento della resistenza di clamp R_4 è stato svolto in modo tale che, quando la corrente che la attraversa è massima, la sua caduta di tensione sia comunque tale da non far spegnere i diodi interrompendo l'effetto del clamp e riducendo l'ampiezza di Vsq .

$$I_{r|max} = I_c + I_{R2,3|max} = 14.7 \text{ uA} + 50 \text{ uA} = 64.7 \text{ uA} \quad (8)$$

La resistenza R_4 massima ammissibile è quella che mantiene $V_{sq} = \pm 1 \text{ V}$ con i diodi spenti

$$R_{4|max} = \frac{V_{sat} - V_{sq}}{I_{r|max}} = \frac{4.7 \text{ V} - 1 \text{ V}}{64.7 \text{ uA}} \cong 57 \text{ k}\Omega \quad (9)$$

Un valore di $33 \text{ k}\Omega$ è stato ritenuto adeguato allo scopo.

Il periodo del segnale triangolare è stato scelto per avere una frequenza di aggiornamento degli estremi $f_{refresh} \cong 10 \text{ Hz}$. Invertendo la formula della pendenza del segnale triangolare $\frac{\Delta V_{tri}}{\Delta t} = -\frac{V_{sq}}{R_1 \cdot C_1}$ e considerando Δt il semiperiodo, tale che $f_{refresh} = \frac{1}{2\Delta t}$, si ottiene il valore di C_1 .

$$C_1 = \frac{V_{sq} \cdot \Delta t}{\Delta V_{tri} \cdot R_1} = \frac{V_{sq}}{\Delta V_{tri} \cdot R_1 \cdot 2f_{refresh}} \cong 367 \text{ nF} \quad (10)$$

Scegliendo $C_1 = 470 \text{ nF}$ si ottiene $f_{refresh} \cong 8 \text{ Hz}$.

Misurando il comportamento del circuito si è visto che l'uscita V_{tri} satura in $V_{sat-} = -3.05 \text{ V}$ e $V_{sat+} = 4.10 \text{ V}$ compatibilmente con il parametro "Maximum peak output voltage swing" specificato nel datasheet del UA741, il circuito non si comporta più come un oscillatore e V_{tri} rimane costante al valore della saturazione.

A causa della tolleranza dei resistori R_1 e R_2 e la variazione della soglia V_d dei diodi di clamp, l'ampiezza misurata del segnale è risultata pari a $\Delta V_{tri} = 1.95 \text{ V}$.

Per le stesse considerazioni, anche la frequenza di refresh misurata è diversa ed è risultata pari a $f_{refresh} = 8.3 \text{ Hz}$.



Figura 3.2.2. Segnali V_{tri} (verde) e V_{sq} (giallo). L'onda quadra subisce un abbassamento della sua ampiezza a causa della variazione della corrente nei diodi di clamp e di conseguenza la loro tensione V_d .

3.3 Oscillatore locale

Il VCO è stato realizzato utilizzando l'integrato XR2206, configurato come generatore sinusoidale con modulazione di frequenza attraverso la tensione V_c , collegata all'uscita del generatore d'onda triangolare. Lo schema riportato dal datasheet è stato modificato, sostituendo alla massa l'alimentazione V_{ee} a -5 V per fornire all'integrato i 10 V di alimentazione minima richiesta. L'ampiezza del segnale d'uscita è definita da R_3 attraverso una relazione lineare (circa 60 mV di ampiezza per $k\Omega$), quindi è stato scelto di inserire una resistenza fissa da 15 $k\Omega$ per ottenere un'ampiezza di circa 0.9 V, compatibilmente con le specifiche di ingresso del moltiplicatore analogico.

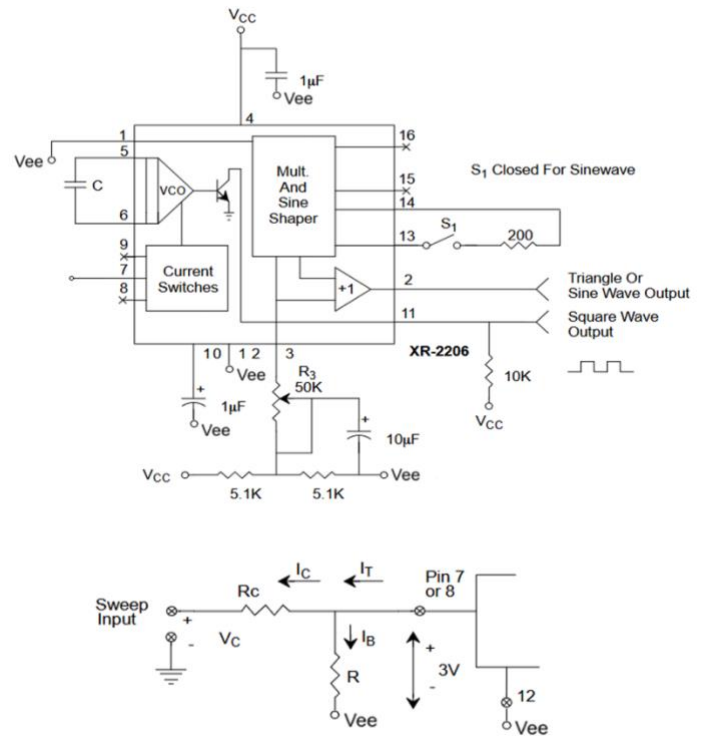


Figura 3.2.1. Schema di collegamento dell'integrato XR2206 per il funzionamento come oscillatore sinusoidale modulato in frequenza.

La frequenza viene controllata dalla corrente I_t uscente dal pin 7 secondo la formula

$$f = \frac{0.32 \cdot I_t}{C} \text{ Hz} \quad (11)$$

Il datasheet specifica che per operare in sicurezza I_t non deve superare i 3 mA, e avendo fissato $f_{max} = 200 \text{ kHz}$ nelle specifiche di progetto, scegliamo $C = 1 \text{ nF}$, ottenendo

$$I_{t|max} = \frac{C \cdot f_{max}}{0.32} = \frac{1 \text{ nF} \cdot 200 \text{ kHz}}{0.32} = 0.625 \text{ mA} \quad (12)$$

Per scegliere i valori dei resistori R e R_c si può scrivere l'equazione completa della frequenza in funzione della tensione d'ingresso, considerando che il pin 7 ha un bias interno di 3 V rispetto a V_{ee} :

$$f = \frac{0.32}{C} \left[3(R//R_c)^{-1} - \frac{V_c - V_{ee}}{R_c} \right] \quad (13)$$

Derivando rispetto a V_c otteniamo un'equazione per la resistenza R_c

$$\frac{\partial f}{\partial V_c} = \frac{-0.32 \text{ Hz}}{R_c \cdot C \text{ V}} \rightarrow R_c = \frac{0.32 \Delta V_c}{C \Delta f} \quad (14)$$

Osservando innanzi tutto il segno negativo della derivata, la frequenza massima viene generata in corrispondenza della tensione minima, per la visualizzazione XY sarà quindi necessario attivare nell'oscilloscopio l'inversione dell'asse X.

Con $\Delta V_c = \Delta V_{tri} = 1.95 \text{ V}$ definita dal generatore d'onda triangolare e $\Delta f = 100 \text{ kHz}$ definita dai parametri di progetto si ricava

$$R_c = \frac{0.32 \Delta V_c}{C \Delta f} = \frac{0.32 \cdot 1.95 \text{ V}}{1 \text{ nF} \cdot 100 \text{ kHz}} = 6240 \Omega \quad (15)$$

Scegliendo di comporre una serie tra $R_c = 4.7 + 1.5 \text{ k}\Omega = 6.2 \text{ k}\Omega$ si ottiene $\Delta f = \frac{0.32 \Delta V_c}{C R_c} = 100.6 \text{ kHz}$.

Per il dimensionamento della resistenza R si considera la frequenza media del VCO. Essendo la frequenza minima definita nel dimensionamento generale $f_{min} = 100 \text{ kHz}$, la frequenza media è $f_{med} = 150 \text{ kHz}$. Fissando un'ipotetica V_c media $V_{c_m} = 0 \text{ V}$ per massimizzare la possibilità di regolazione dell'offset dell'onda triangolare e manipolando l'equazione 13 si ottiene

$$R = \left(\frac{f_{med} \cdot C}{3 \cdot 0.32} + \frac{V_{c_{med}} - V_{ee} - 3}{3 * R_c} \right)^{-1} = 3791 \Omega \rightarrow 2.7 \text{ k}\Omega + 1 \text{ k}\Omega \quad (16)$$

Con questa scelta di valori, lo span delle frequenze può essere spostato fino alla saturazione del generatore triangolare (si ricorda che $V_{sat_-} = -3.05 \text{ V}$, $V_{sat_+} = 4.1 \text{ V}$ e $\Delta V_{tri} = 1.82 \text{ V}$) e con l'equazione 13 si ottengono i seguenti estremi

$$[f(V_{sat_-} + \Delta V_{tri}) \cong 213 \text{ kHz}; f(V_{sat_-}) \cong 313 \text{ kHz}] \quad (17)$$

$$[f(V_{sat_+}) \cong -55 \text{ kHz}; f(V_{sat_+} - \Delta V_{tri}) \cong 45 \text{ kHz}] \quad (18)$$

In realtà $f(V_{sat+})$ non ha significato, in quanto il segno della corrente I_t si inverte e perde il controllo sul VCO, che smette di oscillare per $V_c \cong 3\text{ V}$. In seguito alla fase di calibrazione è stata misurata la frequenza centrale del filtro passa banda, pari a $f_{min} = 97\text{ kHz}$ in corrispondenza di $V_{tri_{max}} = 970\text{ mV}$ e $f_{max} = 193\text{ kHz}$ con $V_{tri_{min}} = -970\text{ mV}$.

A valle dell'uscita del VCO è stato aggiunto un filtro RC passa alto con frequenza di taglio circa uguale a 72 Hz ($R_f = 10\text{ k}\Omega$, $C_f = 220\text{ nF}$), per eliminare qualsiasi eventuale componente DC prima di arrivare al moltiplicatore.

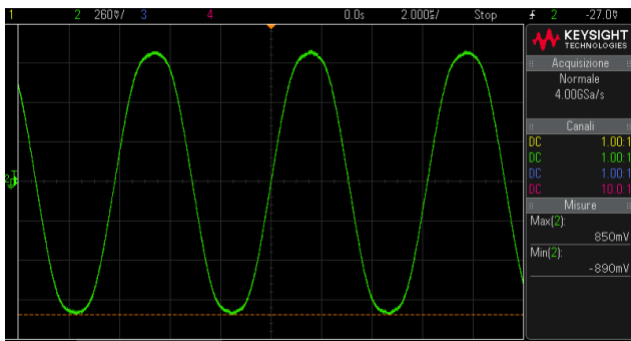


Figura 3.3.2. Uscita del VCO in condizioni statiche.



Figura 3.3.5. Uscita del VCO durante la modulazione in frequenza, si misura l'ampiezza picco-picco del segnale essere pari a 595 mV.



Figura 3.3.4. FFT dell'uscita del VCO in condizioni statiche. Scelti 100 kHz come banda massima in ingresso, le armoniche successive alla seconda non generano repliche spettrali che si sovrappongono alla banda del filtro BPF. La seconda armonica è l'unica a poter generare sovrapposizioni e si misura un contributo di -48 dB rispetto alla fondamentale.

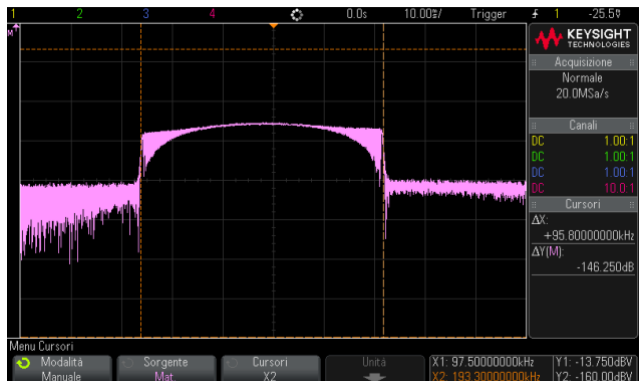


Figura 3.3.3. FFT dell'uscita del VCO durante lo scorrimento in frequenza per valutare la banda del segnale generato. In fase di calibrazione si agisce sul trimmer che regola il valor medio dell'onda triangolare per posizionare la frequenza minima in corrispondenza della frequenza centrale del filtro passa banda

3.4 Moltiplicatore

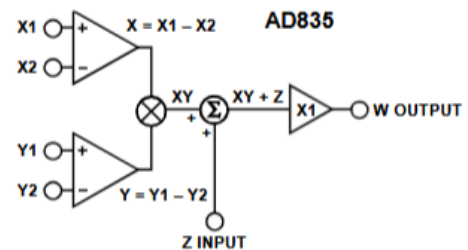
Come moltiplicatore analogico è stato utilizzato il circuito integrato AD835.

L'uscita è legata agli ingressi attraverso la seguente equazione

$$W = \frac{(X1 - X2) \cdot (Y1 - Y2)}{U} + Z \quad (19)$$

Sono stati collegati X2, Y2 e Z a massa, X1 all'uscita dell'oscillatore locale e Y1 è stato utilizzato come ingresso del segnale da analizzare, riducendo la precedente equazione a $W = \frac{X1 \cdot Y1}{U}$. Il fattore di normalizzazione U è nominalmente $U = 1.05 \text{ V}$.

L'AD835 accetta in ingresso valori compresi tra $\pm 1.2 \text{ V}$, come specificato dal valore minimo del parametro "Input differential clipping level" nel datasheet. Senza inserire attenuazioni, questo parametro definisce l'ampiezza massima del segnale in ingresso.



Indagando sul feedthrough (FTH), cioè la porzione di segnale in ingresso che compare attenuata sull'uscita del moltiplicatore, è stato misurato "FTH_VCO" per il canale X1 e "FTH_IN" per il canale Y1. Per la misura il VCO è stato sostituito da un generatore di funzioni, impostato con uscita sinusoidale di ampiezza 210 mVrms e frequenza 145 kHz. In ingresso al canale Y1 viene portata una sinusoide di ampiezza 1 V e frequenza 30 kHz.

Figura 3.4.1. Diagramma funzionale dell'AD835, riportato dal datasheet.

$$FTH_{VCO} = 20 \log \left(\frac{17.5 \text{ mVrms}}{210 \text{ mVrms}} \right) \cong -21 \text{ dB} \quad FTH_{IN} = 20 \log \left(\frac{24.7 \text{ mVrms}}{\frac{1 \text{ V}}{\sqrt{2}}} \right) \cong -30 \text{ dB} \quad (20)$$

ottenendo valori più alti di circa 30 dB rispetto a quanto riportato nel datasheet. Ipotizziamo che questa discrepanza sia dovuta a qualche percorso di accoppiamento capacitivo attraverso la breadboard.

Quando il VCO è alla frequenza minima, il suo feedthrough si sovrappone parzialmente con la banda del filtro a valle ($f_{C_{BPF}}$), sommandosi alle componenti da analizzare e aggiungendo offset nella visualizzazione delle frequenze basse, che vengono analizzate proprio quando il VCO è a frequenza minima.

Per eliminare questo effetto si può spostare in avanti la banda del VCO e posizionare la sua frequenza minima oltre $f_{C_{BPF}}$, in modo che il feedthrough non vi si sovrapponga mai. Questo significa però rinunciare all'analisi delle frequenze più basse di $f_{VCO_{min}} - f_{C_{BPF}}$. È stato verificato sperimentalmente che il feedthrough del VCO scompare dalla visualizzazione XY dell'eterodina scegliendo $f_{VCO_{min}} = 100$ kHz, quindi 2.64 kHz dopo $f_{C_{BPF}}$.

Anche il feedthrough del segnale in ingresso può andare a sovrapporsi con la frequenza centrale del filtro passa banda. Quando succede, l'ampiezza del feedthrough alla frequenza $f_{C_{BPF}}$ si somma all'uscita del mixer per tutto lo span di frequenze analizzate, essendo presente in banda indipendentemente dalla frequenza del VCO. Viene quindi a crearsi un offset che sovrastima l'ampiezza di tutte le frequenze analizzate. In aggiunta all'offset la visualizzazione diventa instabile a causa del fenomeno dei battimenti che si verifica quando si sovrappongono due sinusoidi a frequenze vicine tra loro, conseguenza delle formule di prostaferesi.

Per risolvere questo problema è necessario limitare la frequenza massima del segnale in ingresso a valori inferiori di $f_{C_{BPF}}$. In una soluzione commerciale sarebbe quindi opportuno interporre un filtro passa basso tra l'ingresso del sistema ed il canale Y1.

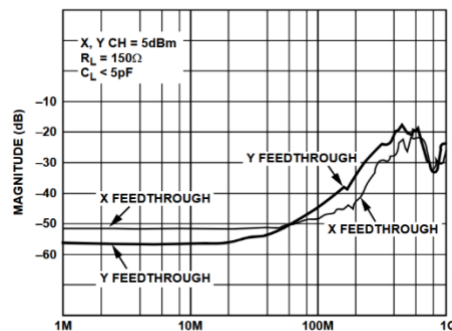


Figura 3.4.2. feedthrough riportato sul datasheet. Quello misurato risulta 30 dB più elevato.

È stato verificato sperimentalmente che componenti di segnale d'ingresso superiori a 90 kHz introducono offset nella visualizzazione, limitando ulteriormente la banda utile dell'analizzatore di spettro. Nel capitolo delle conclusioni è quantificata l'influenza di questi fenomeni sulle performance dell'analizzatore.

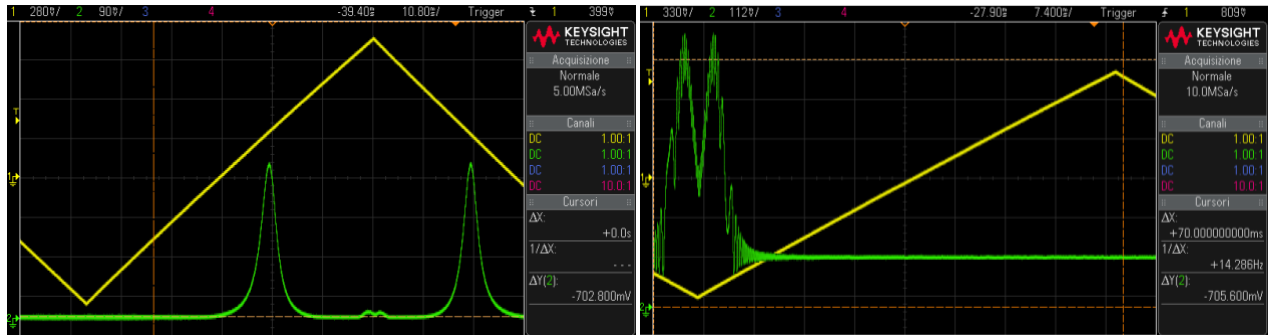


Figura 3.4.3. Effetto dei feedthrough del moltiplicatore sul segnale in uscita dal convertitore RMS (envelope detector). si mostra nella figura di sinistra la presenza del segnale dell'oscillatore locale quando la sua frequenza minima (valore massimo di V_{tri}) è nel campo del filtro passa banda. Nella figura di destra l'effetto del feedthrough dell'ingresso con f_{in} pari a 94 kHz.

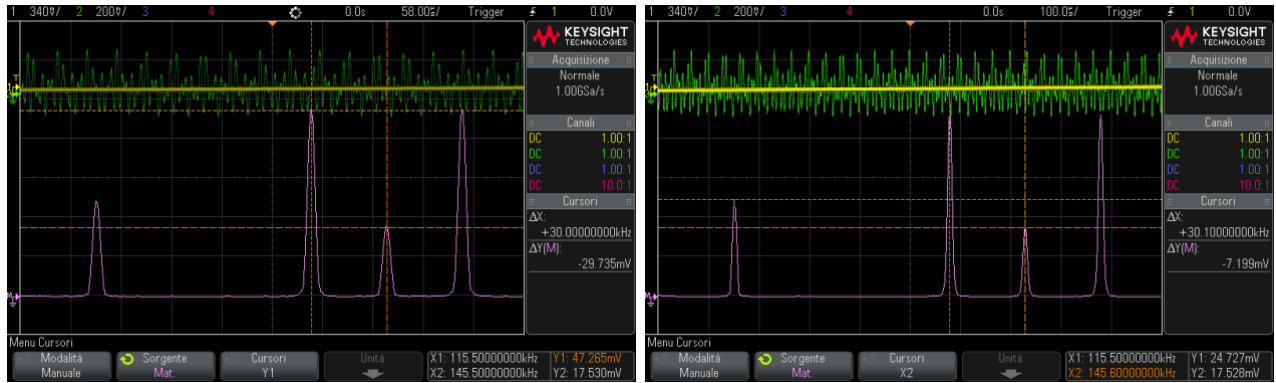


Figura 3.4.5. FFT dell'uscita del moltiplicatore, in ingresso una sinusoida di ampiezza 1 V e frequenza 30 kHz, VCO a frequenza 145 kHz. I due picchi più alti da 47.265 mVrms sono le sinusoidi alla frequenza somma e differenza. Il picco centrale da 17.528 mVrms e quello più a sinistra da 24.727 mVrms sono rispettivamente il feedthrough del segnale del VCO e del segnale d'ingresso.



Figura 3.4.4. Uscita del moltiplicatore e relativa FFT, quando il feedthrough del segnale in ingresso approssima la replica in $f_{vco}-f_{sig}$ si vedono i battimenti nell'uscita.

3.5 Filtro passa banda

Il filtro passa banda ha un ruolo fondamentale nella catena dell'eterodina, è infatti il blocco principale che definisce la risoluzione del dispositivo. La prima considerazione riguarda quindi la selettività del filtro, perché quanto più questa è alta (banda molto stretta), tanto più il filtro fa passare poche frequenze oltre a quella desiderata e quindi migliora la risoluzione. Trascorrendo l'effetto dell'isteresi dovuta alla scansione in frequenza, che dipende dal tempo di risposta di tutta la catena, si può considerare la risoluzione in frequenza dell'analizzatore pari alla banda passante del filtro, fissandone quindi la specifica pari a 5 kHz. Dal momento che per costruire un filtro passivo con la selettività desiderata sarebbe necessario o l'utilizzo di induttori, non disponibili in laboratorio, o una cascata di più stadi passa basso e passa alto RC, da disaccoppiare con dei buffer e impiegando dunque degli opamp, si sceglie di utilizzare una topologia di filtro attivo. Con questa scelta è inoltre possibile avere un guadagno pari a 2 e semplificare il fattore $\frac{1}{2}$ introdotto dalla formula di Werner (equazione 1).

Per progettare il filtro si può ricorrere a svariati tool online, come in questo caso “Analog Filter Wizard” di Analog Devices, che fornisce in modo automatico topologia e valori in base alle specifiche impostate.

Dalla specifica di progetto sulla banda dell'analizzatore si determina la frequenza centrale del filtro, che viene fissata a 100 kHz. Questa scelta è dettata dalla necessità di utilizzare una frequenza superiore alla banda del segnale in ingresso per ridurre l'influenza del suo feedthrough sulla misura e, al tempo stesso, mantenere la frequenza bassa per avere maggiore selettività a parità di fattore di qualità del filtro. Come anticipato, la banda passante a -3 dB si imposta a 5 kHz. Si prosegue con la scelta della risposta del filtro, che è necessaria il più veloce possibile nello stabilizzarsi, in modo che la sua “inerzia” sia minima e possa seguire adeguatamente le variazioni d'ampiezza del segnale da filtrare. Si imposta quindi il relativo slider al limite “fastest settling”, privilegiando un assestamento rapido rispetto a un ridotto numero di stadi. Il restante parametro, la stopband, risulta da un compromesso con il numero di stadi da implementare. Scegliendo di limitare la cascata a due stadi, il valore minimo impostabile per la frequenza a -40 dB è 65 kHz.

The image shows a screenshot of the 'Analog Filter Wizard' tool interface. It is divided into four main sections, each with a blue header and a help icon (question mark):

- Passband:** Contains input fields for Gain (set to 2), V/V, -3 dB, and 5k Hz.
- Stopband:** Contains input fields for -40 dB and 65k Hz.
- Center Frequency:** Contains an input field for 100k Hz.
- Filter Response:** Features a horizontal slider between 'Fewest Stages' and 'Fastest Settling'. Below the slider, it displays '4th order Bessel (2 stages)'.

Figura 3.5.1. Analog Filter Wizard, impostazione delle specifiche del filtro.

La topologia del circuito proposto dal software è visibile nella Figura 3.5.3, ma bisogna considerare che tutti i valori suggeriti dovranno essere adattati a quelli disponibili in laboratorio. Per avvicinare i valori a quelli disponibili è possibile agire sugli slider “RC sizing” e “Q resistors”.

Essendo in ogni caso necessarie modifiche ai valori dei componenti anche dopo la regolazione degli slider, così come ai modelli degli amplificatori operazionali che devono essere scelti tra quelli disponibili in laboratorio, risulta utile fare simulazioni in ADS con i valori dei componenti disponibili, in modo da verificare se queste modifiche influenzano in modo accettabile il comportamento desiderato.

Come amplificatori operazionali è stato scelto di utilizzare gli LM318, in quanto quelli suggeriti dal tool non sono disponibili e gli UA741 non hanno

uno slew-rate sufficientemente elevato. Considerando infatti in uscita dal filtro una tensione sinusoidale di ampiezza massima 4 V nel caso peggiore e frequenza 100 kHz, è necessario uno slew-rate $SR = 2\pi f A = 2.51 \frac{V}{\mu s}$ contro lo $0.5 \frac{V}{\mu s}$ offerto dall’UA741. Inoltre, la risposta in frequenza del filtro dipende dal prodotto guadagno banda (GBW) degli amplificatori, che il tool considera ideali quindi con GBW infinito. È stato simulato che, con i valori dei passivi scelti, il filtro tende alle specifiche desiderate se gli amplificatori hanno GBW superiore a 10 MHz, rendendo l’UA741 inadatto anche per piccoli segnali. L’amplificatore operazionale LM318 offre $50 \frac{V}{\mu s}$ di slew rate e GBW pari a 15 Mhz, inoltre mantiene la possibilità di essere alimentato con $\pm 5 V$, per questi motivi è stato scelto per questa applicazione.

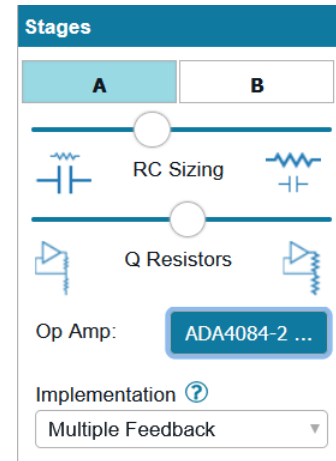


Figura 3.5.2. Analog Filter Wizard, slider per modificare i valori dei componenti.

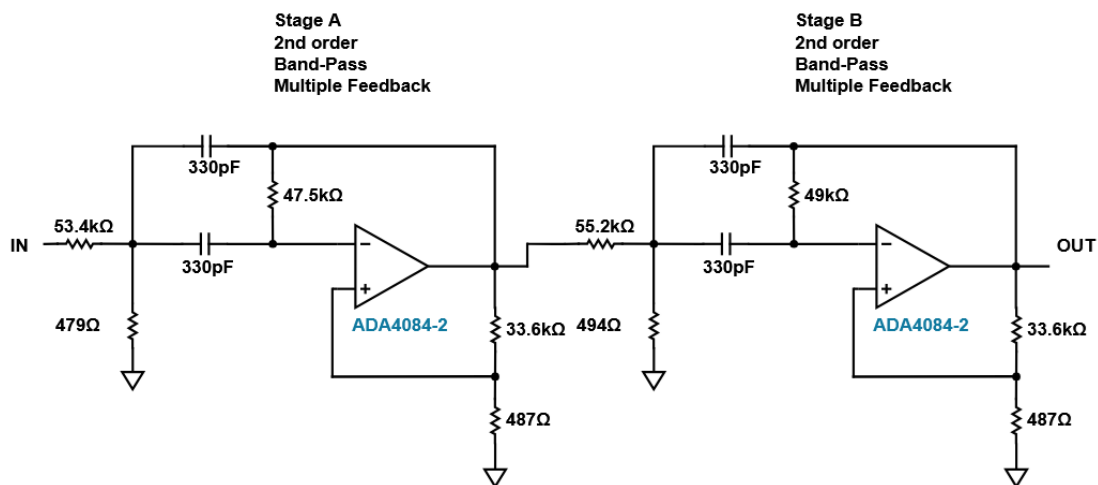


Figura 3.5.3. Circuito proposto dal tool “AD Analog Filter Wizard”

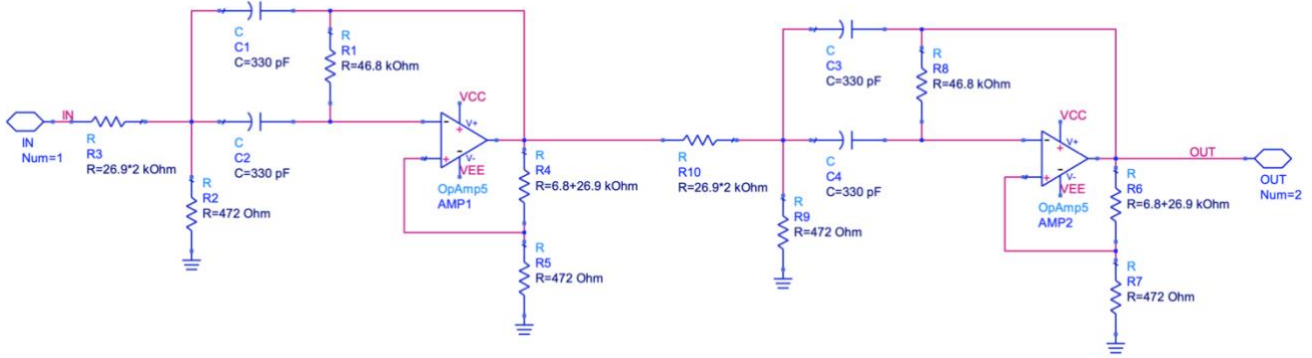


Figura 3.5.4. Schematico del filtro passa banda simulato in ADS con i valori dei componenti selezionati tra quelli disponibili in laboratorio (misurati con il multimetro).

In Figura 3.5.4 è rappresentato il circuito utilizzato, uguale a quello fornito da *Analog Filter Wizard*, ma con i componenti disponibili in laboratorio. Il circuito è stato simulato in ADS per ricavarne la risposta in frequenza, e i risultati sono stati confrontati con le misure eseguite in laboratorio, visibili in Figura 3.5.5 e Figura 3.5.6. Rispetto al caso ideale, sono stati ottenuti un guadagno simulato e misurato di rispettivamente 6.56 dB e 6.22 dB, più alti di quello desiderato pari a 6 dB.

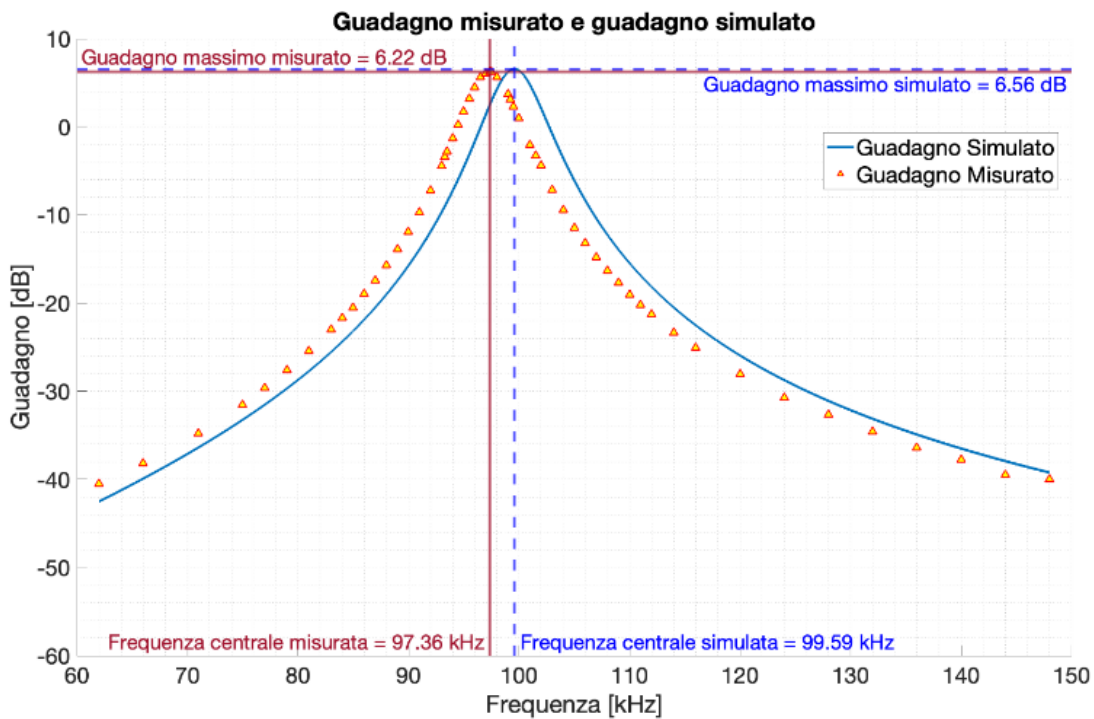


Figura 3.5.5. Diagramma di Bode del modulo del filtro passa banda. Sono stati confrontati il circuito simulato (linea continua) e le misure raccolte in laboratorio (triangoli gialli).

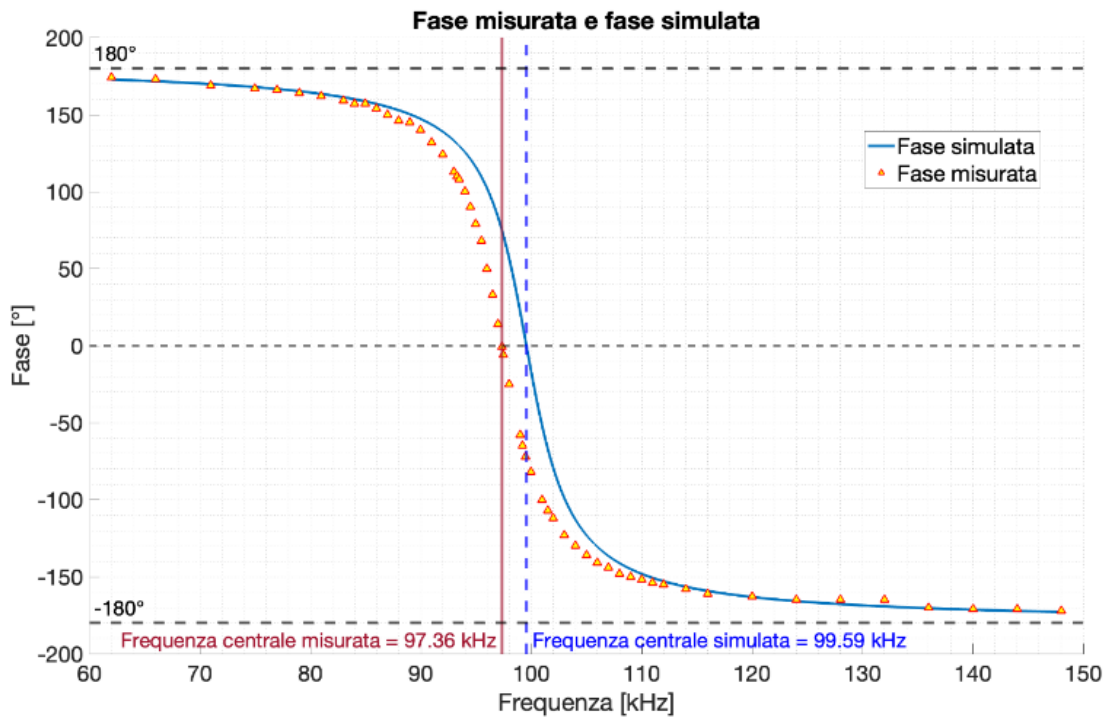


Figura 3.5.6. Diagramma di Bode della fase del filtro passa banda. Sono stati confrontati il circuito simulato (linea continua) e le misure raccolte in laboratorio (triangoli gialli).

	Filtro ideale	Filtro simulato	Filtro reale
Frequenza centrale	100 kHz	99.59 kHz	97.36 kHz
Guadagno massimo	6 dB	6.56 dB	6.22 dB
Banda a -3 dB	5 kHz	3.7 kHz	3.7 kHz

Tabella 3.5.1. Confronto delle performance del filtro passa banda.

Dal confronto delle performance si nota che il guadagno massimo è più alto e la frequenza centrale si è abbassata. La banda passante misurata a -3 dB è più bassa, portando quindi il filtro ad avere una selettività maggiore.

Per quanto riguarda il guadagno, il valore diverso dal desiderato non preoccupa, in quanto è presente nella catena del sistema un blocco di guadagno, in cui si possono recuperare tutte le variazioni provenienti

dai blocchi precedenti. Essendosi abbassata la frequenza centrale del filtro reale, dal punto di vista dei blocchi precedenti è diminuita la frequenza intermedia dell'eterodina. Questo è risolvibile regolando gli estremi delle frequenze di oscillazione del VCO. Mantenendo quindi come gradi di libertà la frequenza dell'oscillatore locale e il guadagno del blocco RMS, questi problemi vengono riassorbiti e non è quindi necessario fare ulteriori modifiche per cercare di far tornare i valori.

Come già accennato precedentemente, il filtro è stato progettato per avere un tempo di assestamento il più veloce possibile, in modo che il tempo di ritardo introdotto da questo blocco sia il minimo. In Figura 3.5.7 è visibile la simulazione in cui è stato misurato il tempo di salita del filtro passa banda, dove si vede un valore di $t_r = 181.5 \mu s$. Viene scelto questo valore come linea guida approssimativa per il massimo tempo di risposta che i blocchi successivi non devono superare per non aggiungere ulteriore ritardo alla catena.

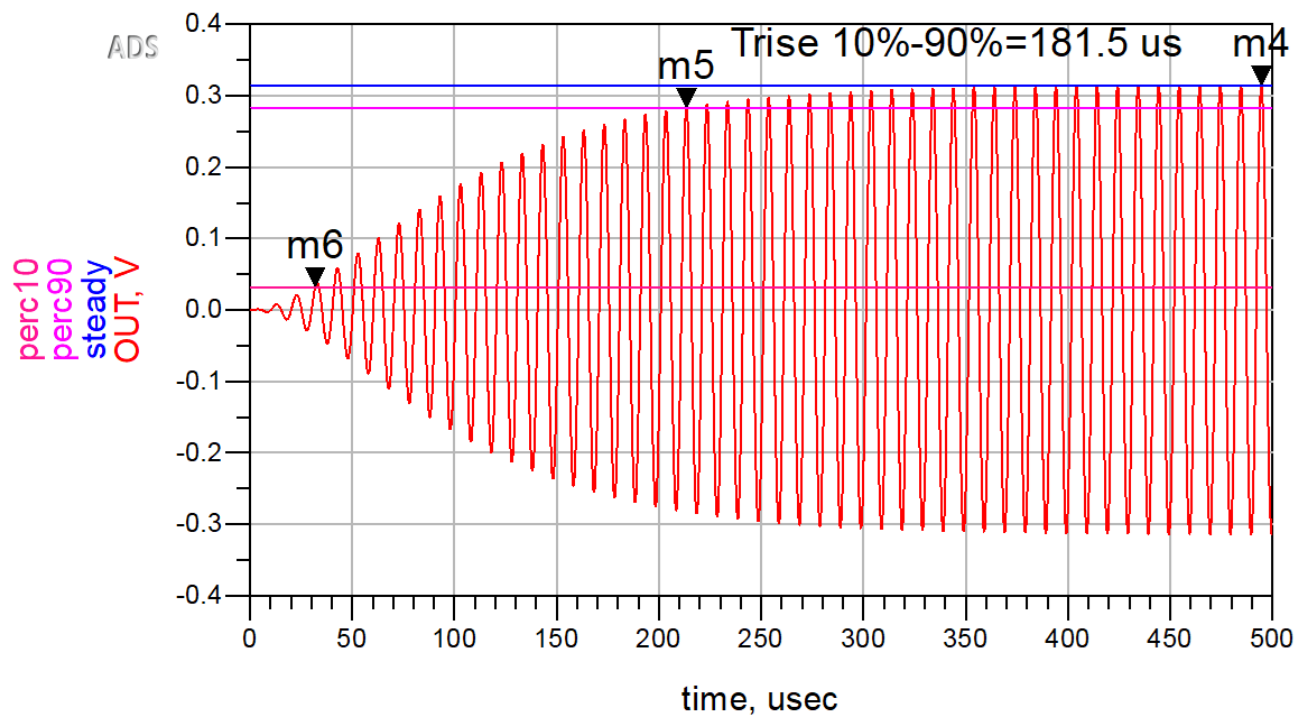


Figura 3.5.7. Simulazione tempo di salita del filtro passa banda. In ingresso una sinusoide alla frequenza centrale del filtro.

3.6 Convertitore AC-RMS

Il valore RMS di un segnale periodico è definito come:

$$V_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T [x(t)]^2 dt} \quad (21)$$

Se il segnale è sinusoidale, il suo valore RMS può essere calcolato a partire dal valore medio del suo valore assoluto (V_{AVG}) secondo la relazione

$$V_{RMS} = 1.11 \cdot V_{AVG} \quad (22)$$

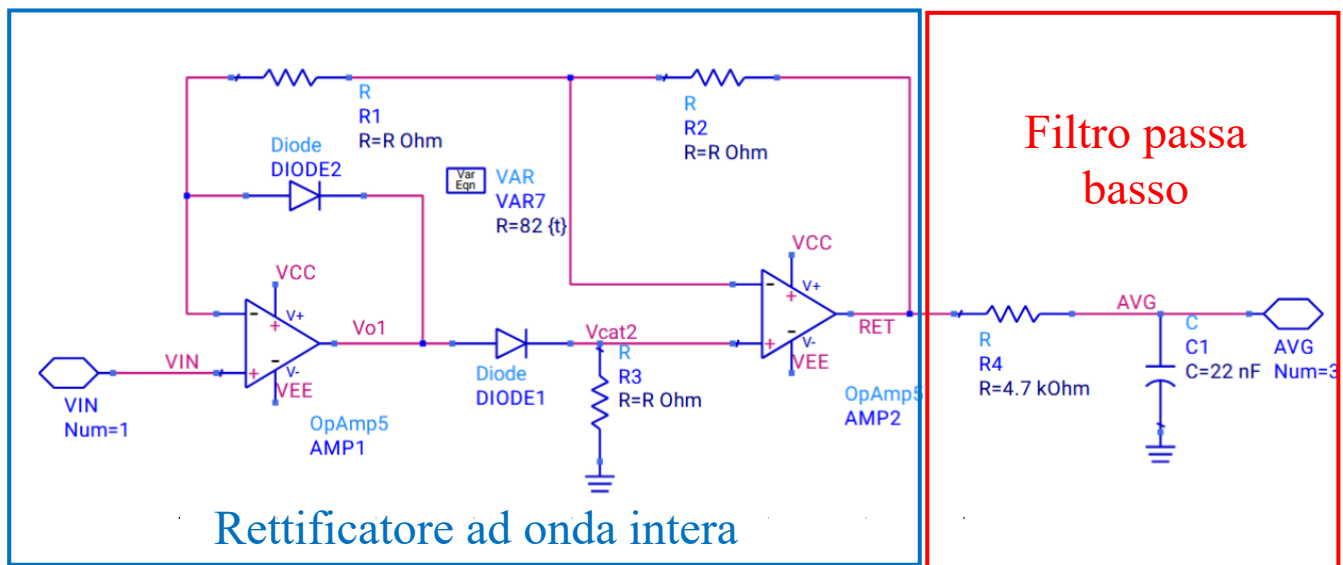


Figura 3.6.1. Circuito dei primi due stadi del convertitore AC-RMS.

Il circuito mostrato in Figura 3.6.1 rappresenta i primi due stadi del convertitore AC-RMS utilizzato. Del segnale V_{IN} proveniente dal filtro passa banda ne viene prima svolto il modulo con il rettificatore a onda intera successivamente il filtro passa basso ne mantiene solo la componente continua, ovvero il suo valore medio. Questa componente diventa poi l'ingresso del terzo stadio, un blocco di guadagno realizzato con un amplificatore non invertente, in modo da ottenere il valore RMS.

3.6.1 Rettificatore

Sono numerose le architetture note per eseguire la rettificazione di un segnale sinusoidale, divise tra amplificatori a semionda e ad onda intera. In questo caso è stato scelto di utilizzare un'architettura ad onda intera in quanto il segnale in uscita da un rettificatore a semionda avrebbe l'armonica fondamentale alla stessa frequenza del segnale sinusoidale. Al contrario, per un rettificatore ad onda intera l'armonica

fondamentale è a frequenza doppia rispetto all'ingresso. Vale a dire che per tagliare le armoniche e mantenere solo il valore in continua del segnale rettificato, nel caso di una rettificazione ad onda intera si può ricorrere ad un filtro passa basso con frequenza di taglio più alta e quindi con risposta più veloce. L'architettura proposta utilizza due amplificatori operazionali per realizzare un rettificatore di precisione con alta impedenza d'ingresso che, grazie al corto circuito virtuale ottenuto tramite due percorsi di retroazione, permette di avere in uscita esattamente il modulo della tensione in ingresso, rimuovendo quindi l'influenza che la soglia dei diodi avrebbe sull'uscita di un rettificatore a ponte intero.

3.6.1.1 Dimensionamento di massima

Considerando il rettificatore in Figura 3.6.1, a seconda che V_{IN} sia positivo o negativo si attivano due percorsi di segnale diversi, da dimensionare opportunamente per ottenere la stessa amplificazione per entrambe le semionde.

Prendendo in considerazione i due amplificatori operazionali in retroazione negativa e in regione di alto guadagno, si considera valido il cortocircuito virtuale. Considerando inoltre infinita la resistenza d'ingresso degli opamp, nei terminali di questi non entrerà corrente. Con queste ipotesi si analizzano le due modalità di funzionamento del rettificatore:

- Per $V_{IN} > 0V$, DIODE2 è spento, DIODE1 è acceso. Nel terminale invertente di AMP1 non può entrare corrente, non può scorrere nemmeno nel DIODE2 perché spento e quindi è nulla anche la corrente nel resistore R_1 e quindi anche in R_2 dato l'ingresso ideale di AMP2. Di conseguenza su questi non c'è caduta di potenziale e la tensione V_{IN} viene riportata in uscita inalterata. Il guadagno per la semionda positiva è quindi unitario.

$$\frac{RET}{V_{IN}} = 1 \quad (23)$$

- Per $V_{IN} < 0V$, DIODE1 è spento, DIODE2 è acceso. Grazie il cortocircuito virtuale l'ingresso invertente di AMP1 è al potenziale V_{IN} , dato che DIODE1 è spento non c'è corrente su R_3 quindi l'ingresso non invertente di AMP2 è al potenziale di massa e allora anche il suo ingresso invertente. La corrente su R_1 è quindi $\frac{V_{IN}}{R_1}$ verso destra ed è la stessa che attraversa anche R_2 .

Applicando successivamente la Legge di Kirchoff per la tensione alla maglia che parte da V_{IN} sul terminale invertente di AMP1, attraversa R_1 e R_2 , fino a RET, si ottiene il fattore di amplificazione per la semionda negativa:

$$\frac{RET}{V_{IN}} = -\frac{R_2}{R_1} \quad (24)$$

Essendo la caduta di tensione su R_2 pari a V_{IN} , la corrente che scorre in $DIODE2$ è pari a

$$I_{DIODE2} = -\frac{V_{IN}}{R_1}.$$

Nonostante R_3 non compaia esplicitamente nelle formule del guadagno, è fondamentale per la polarizzazione di $DIODE1$. Senza questo resistore, infatti il diodo non potrebbe accendersi in nessuna delle due semionde a causa dell'alta resistenza di ingresso di $AMP2$. La corrente sul $DIODE1$ è data da

$$I_{DIODE1} = \frac{V_{IN}}{R_3} \quad (25)$$

Dall'equazione numero 24 si osserva che per avere guadagno unitario anche per la semionda negativa è necessario avere $R_2=R_3$. Dato che nella realtà non è possibile avere valori esattamente uguali, in quanto caratterizzati da una certa tolleranza, si renderebbe necessario l'utilizzo di resistori trimmerati per portare il rapporto a uno, per semplicità di reperimento si è invece scelto di ricorrere a dei resistori con tolleranza all'1%. Nell'appendice A si tratta l'effetto del mismatch dei resistori utilizzati in questo circuito. Per un primo dimensionamento di massima si sono scelte R_1 e R_2 uguali a R_3 , in modo da avere lo stesso valore di corrente in tutti e due i diodi. Per ridurre i tempi di commutazione dei diodi è necessario utilizzare valori di resistenza bassi, in modo da ridurre il tempo necessario alla scarica delle loro capacità parassite. Scegliendo di mantenere il valore massimo della corrente inferiore a 100 mA in corrispondenza della massima tensione d'ingresso possibile (5 V), sono stati selezionati dei resistori di valore nominale 83 Ω , misurati 82.7 Ω . Nell'appendice B è presentato un approfondimento sul tema del tempo di commutazione dei diodi ed il suo effetto sulle performance del rettificatore.

Per la scelta dei diodi, in laboratorio sono disponibili il diodo a giunzione 1N4148 e il diodo Schottky BAT85. Confrontando le capacità dichiarate dai produttori si ha:

- Capacità totale, 1N4148 – 4 pF;
- Capacità totale, BAT85 – 10 pF.

I produttori non forniscono lo storage time, che è il tempo necessario affinché il diodo smetta del tutto di condurre corrente dopo che è stato polarizzato inversamente, ma forniscono il reverse recovery time, che include il primo. Per entrambi i dispositivi il reverse recovery time è pari a 4 ns.

Nonostante l'1N4148 sia un diodo a giunzione, durante la sperimentazione del prototipo è stato verificato che si comporta in modo simile al BAT85 e non sembra esserci un dispositivo "più adatto", in base alle considerazioni fatte. Bisogna aggiungere che l'1N4148 è un diodo a giunzione, ma comunque ottimizzato per lavorare ad alta frequenza; quindi, è accettabile il fatto che abbia prestazioni comparabili al BAT85.

Ci si può mettere anche nell'ottica della vendita del prodotto completo, che quindi farebbe ricadere la scelta sull'1N4148, perché meno costoso del BAT85: 0.171 €/pz contro i 0.095 €/pz per dispositivo.

Per stabilire lo slew rate minimo necessario degli amplificatori operazionali occorre analizzarne la dinamica delle loro tensioni d'uscita. AMP2 presenta in uscita la versione rettificata di VIN e possiede quindi la stessa pendenza massima, per ricostruire questo segnale è sufficiente uno slew rate calcolato come:

$$SR = 2\pi f V_{picco} = 2\pi (100 \text{ kHz})(4.7 \text{ V}) \approx 3 \frac{\text{V}}{\mu\text{s}} \quad (26)$$

Considerando 100 kHz la frequenza del segnale in ingresso e 4.7 V la sua ampiezza massima.

Il comportamento dell'uscita di AMP1 è più complesso: durante le transizioni per lo zero il valore della sua tensione d'uscita deve fare un salto pari al doppio della soglia dei diodi per permettere lo spegnimento di DIODE1 e l'accensione di DIODE2 e viceversa. Per riprodurre la dinamica del salto sarebbe idealmente necessario uno slew rate infinito. Per guidare la scelta e trovare un compromesso accettabile sono state svolte delle simulazioni parametriche per analizzare il comportamento del circuito variando lo slew rate ed il prodotto guadagno banda degli amplificatori.

Come è possibile osservare in Figura 3.6.2 e Figura 3.6.3, maggiore è lo slew rate e più veloce è la transizione tra i due modi di funzionamento, riducendo il tempo morto tra le semionde. Approcciando il valore di 50 V/us il miglioramento tra uno step e l'altro diventa sempre meno apprezzabile e si raggiunge un plateau in cui il fattore limitante diventa il prodotto guadagno banda

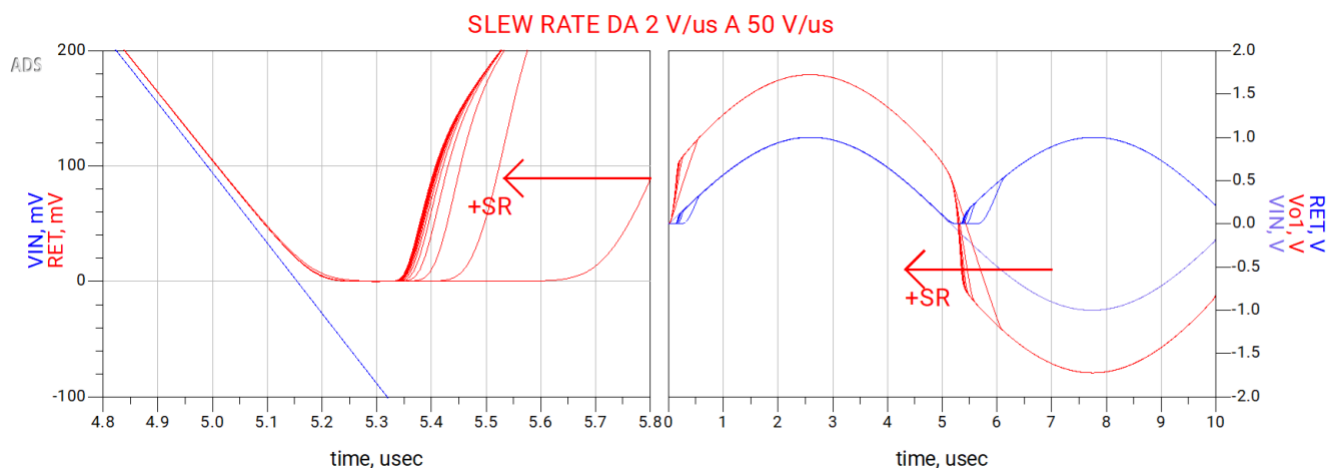


Figura 3.6.2. Analisi parametrica del comportamento del rettificatore in funzione dello slew rate degli amplificatori operazionali. Indicata con Vo1 la tensione di uscita di AMP1. Simulazioni svolte con resistori da 82 Ω e diodi 1N4148 e GBW opamp 15 MHz.

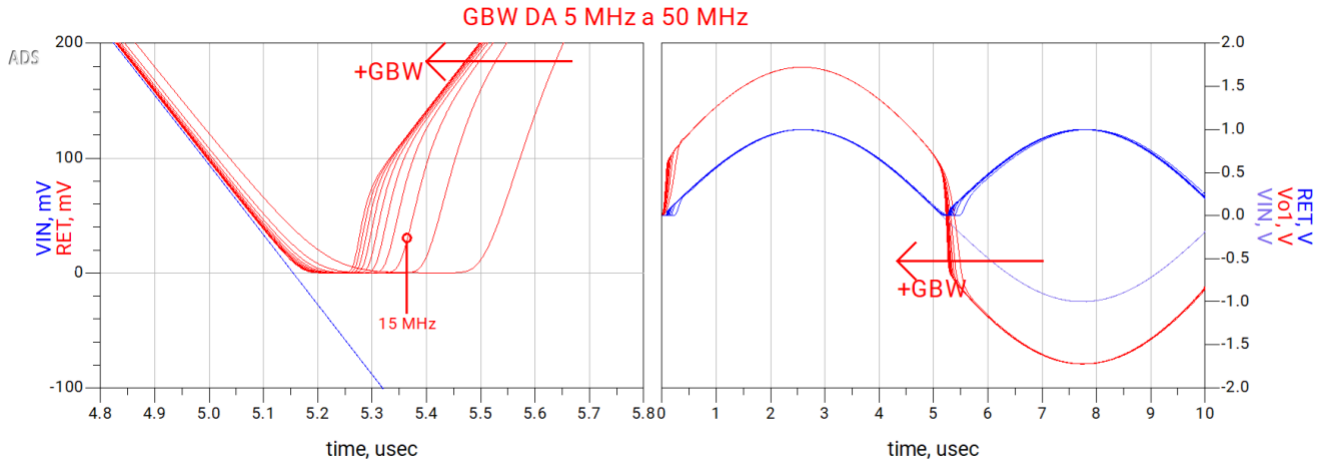


Figura 3.6.3. Analisi parametrica del comportamento del rettificatore in funzione del prodotto guadagno banda degli amplificatori operazionali. Indicata con V_{o1} la tensione di uscita di AMPI. Simulazioni svolte con ingresso sinusoidale (ampiezza 1 V, frequenza 97 kHz), resistori da 82Ω e diodi 1N4148 e slew rate opamp 50 V/us.

Con queste considerazioni e avendo già a disposizione gli amplificatori LM318 ($SR = 50 \frac{V}{\mu s}$, $GBW=15$ MHz) è stato verificato quale fosse l'errore introdotto dalle sue limitazioni dinamiche inserendo i suoi parametri nella simulazione.

Come è possibile vedere in Figura 3.6.4, l'errore percentuale raggiunge il minimo valore negativo di -11.318% durante le transizioni a causa del tempo morto tra le semionde, mentre ha un massimo positivo del 2.963% a causa del ritardo tra ingresso e uscita.

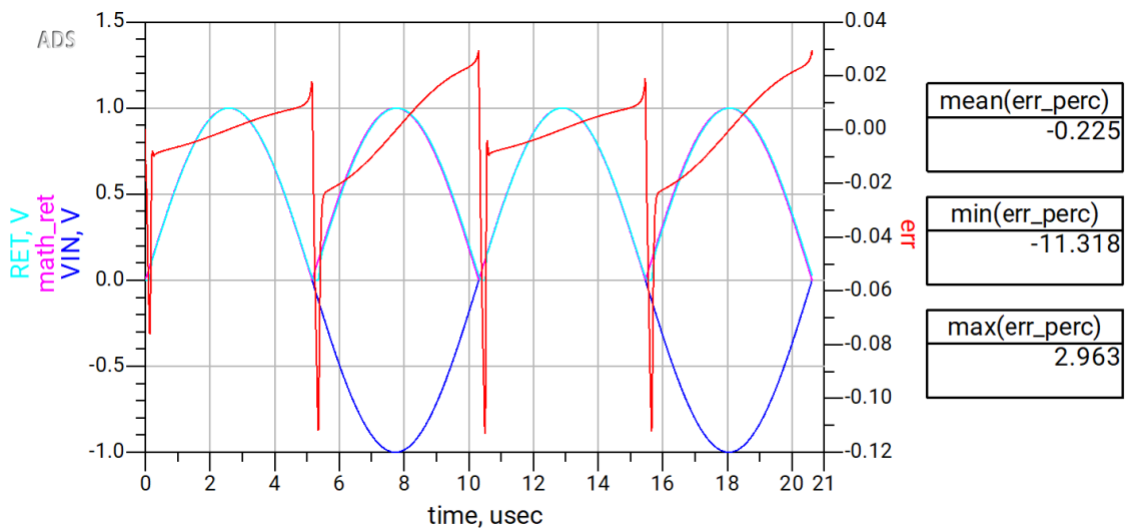


Figura 3.6.4. Simulazione del rettificatore con amplificatori operazionali LM318. Visualizzato l'errore tra l'uscita ottenuta e l'uscita ideale $|V_{in}|$. L'errore percentuale è calcolato rispetto all'ampiezza dell'ingresso.

Tuttavia, ciò che è di interesse per questa applicazione è il valore medio dell'errore, pari allo -0.225% dell'ampiezza del segnale in ingresso (per 1 V di ampiezza). Per questo motivo è stato scelto di utilizzare gli LM318 piuttosto che cercare degli amplificatori più performanti.



Figura 3.6.6. Caratteristica ingresso-uscita del rettificatore realizzato.

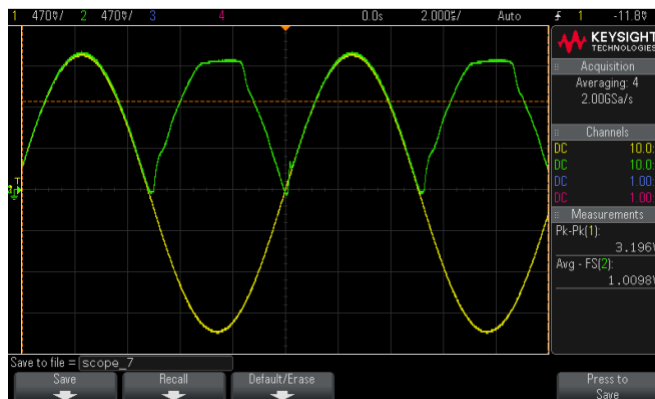


Figura 3.6.5. Saturazione della semionda negativa di una sinusoide rettificata per ampiezze superiori a 1.5 V

In Figura 3.6.6 è presentata la misura della caratteristica ingresso-uscita del circuito rettificatore realizzato, ottenuta fornendo in ingresso una rampa di tensione. Si osserva come la saturazione negativa avviene a 1.469 V e sia inferiore di 356 mV alla saturazione positiva. Si assume quindi la saturazione negativa come ampiezza massima ammissibile per una sinusoide in ingresso. L'effetto sul segnale sinusoidale è mostrato nella Figura 3.6.5.

Analizzando il datasheet dell'LM318, il parametro *Output Voltage Swing* è indicato a ± 12 V minimi garantiti con un'alimentazione di ± 15 V, quindi ben 3 V in meno rispetto all'alimentazione. Essendo il circuito alimentato a ± 5 V e considerando che l'uscita del primo amplificatore è maggiore in modulo di una quantità pari alla soglia dei diodi (0.7 V per semplicità), ci si aspetta che il circuito non saturi entro i 1.3 V in ingresso, compatibilmente con le misure effettuate.

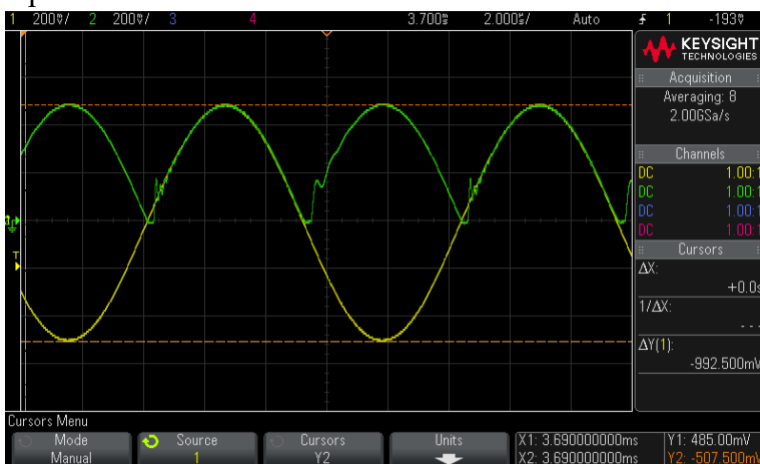


Figura 3.6.7. Risultato della rettificazione di una sinusoide di ampiezza 1 V e frequenza 97 kHz

3.6.2 Filtro passa basso

Una volta ottenuto il segnale rettificato, si è interessati a recuperarne il valor medio prima di amplificarlo per un fattore 1.11 per ottenere il valore RMS dell'ingresso. Estrarre il valore medio corrisponde ad estrarre la componente continua del segnale, questa operazione può essere svolta utilizzando un filtro passa basso RC del primo ordine, la cui frequenza di taglio è data da:

$$f_c = \frac{1}{2\pi \cdot R \cdot C} \quad (27)$$

Il segnale sinusoidale rettificato possiede una componente DC pari a

$$V_{DC} = \frac{2V_P}{\pi} \quad (28)$$

E varie componenti AC a frequenza $2n \cdot f_{in}$ che si desidera rimuovere.

Per dimensionare il filtro si prende in considerazione il segnale sinusoidale a circa 100 kHz in ingresso al rettificatore. Il segnale in uscita avrà la prima armonica alla frequenza doppia, quindi 200 kHz.

Dal momento che bisogna estrarre la componente continua, bisogna chiedersi quale sia la frequenza di taglio più "adatta" e di conseguenza quali siano i valori di R e C per il filtro. Il compromesso si pone tra la selettività del filtro, quindi quanto verranno attenuate componenti AC, ed il suo tempo di salita (per convenzione dal 10% al 90% del valore di regime e pari a $t_r = 2.2 \cdot RC$), per essere in grado di inseguire la dinamica dell'ampiezza in ingresso.

Se si usano 100 kHz come riferimento, si può pensare come punto di partenza di scegliere la frequenza di taglio a due decadi in meno, quindi 1 kHz. Fissando il valore di $R = 4.7 \text{ k}\Omega$, si ottiene $C = 33.86 \text{ nF}$. Essendo quest'ultimo un valore di capacità non disponibile in laboratorio è stato utilizzato il valore vicino, ossia 22 nF, ottenendo una frequenza di taglio pari a 1539.22 Hz.

Alternativamente, si può provare a decuplicare la frequenza di taglio per migliorare il tempo di salita, scegliendo un condensatore da 2.2 nF che porta la frequenza di taglio a 15392.2 Hz, comunque molto distante della prima armonica a 200 kHz. Entrambi i filtri sono stati simulati per valutarne la selettività ed il tempo di assestamento e scegliere il più adeguato. I valori teorici per i due filtri sono i seguenti:

- 1) $C = 22 \text{ nF} \rightarrow f_c = 1.54 \text{ kHz}$ e $t_r = 227.48 \text{ us}$;
- 2) $C = 2.2 \text{ nF} \rightarrow f_c = 15.4 \text{ kHz}$ e $t_r = 22.85 \text{ us}$.

La simulazione è stata svolta utilizzando come ingresso del filtro l'uscita del circuito rettificatore, ponendogli in ingresso una sinusoide di ampiezza 1 V e frequenza 100 kHz.

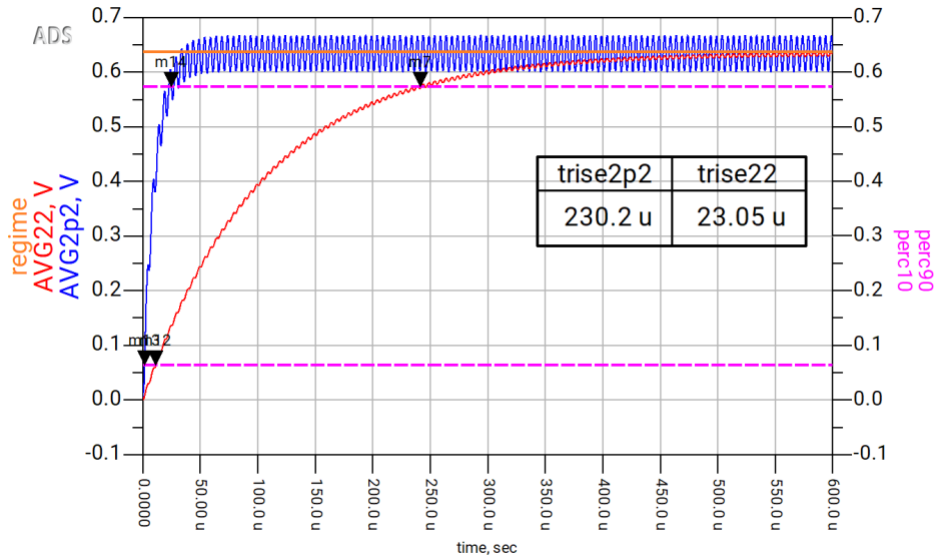


Figura 3.6.8. Simulazione di confronto delle uscite dei due filtri passabasso analizzati.

Nella Figura 3.6.8 è raffigurata l'uscita del filtro passa basso, nel caso di $C = 22 \text{ nF}$ e $C = 2.2 \text{ nF}$, rispettivamente in rosso e blu. Le linee tratteggiate rappresentano le soglie al 10% e 90% del valore di regime, usate per calcolare i tempi di salita nel riquadro. Anche in simulazione i tempi di salita corrispondono a quelli teorici, utilizzando $C=2.2 \text{ nF}$ si riduce effettivamente il tempo di salita, ma le componenti ad alta frequenza rimangono ben visibili nell'uscita, infatti in questo caso, le oscillazioni attorno al valore medio sono di circa 35 mV. Se invece si utilizza $C=22 \text{ nF}$ si ottiene un tempo di salita maggiore, ma l'attenuazione della seconda armonica è decisamente migliore.

Eseguendo l'FFT del segnale rettificato e delle uscite dei due filtri si trovano le ampiezze delle armoniche residue per valutarne il contributo sull'uscita.

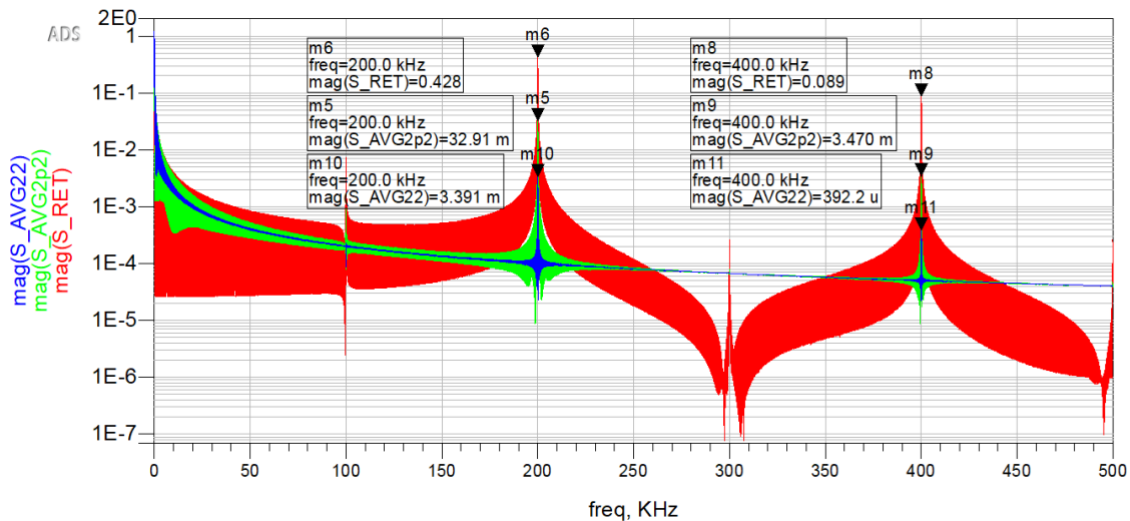


Figura 3.6.9. Confronto tra spettro del segnale rettificato (rosso), segnale filtrato con $C=22\text{nF}$ (blu) e quello con $C=2.2\text{nF}$ (verde).

Dalla Figura 3.6.9 si osserva come il contributo AC principale sul segnale rettificato sia dato dalla prima armonica a 200 kHz che, compatibilmente con i diagrammi di bode dei filtri in Figura 3.6.10, viene attenuata di 22.3 dB per $C=2.2$ nF e di 42.27 dB per $C=22$ nF, portando la sua ampiezza a 32.9 mV nel primo caso e 3.39 mV nel secondo.

Per questo motivo si è deciso di montare il circuito con $C=22$ nF, visto che presenta meno oscillazioni del valore in uscita ed il suo tempo di salita è comunque confrontabile con quello del filtro passabanda, che viene considerato come fattore

limitante. Attraverso l'oscilloscopio ed un generatore sinusoidale in modalità "gated" si è misurato il tempo di salita del circuito realizzato complessivo di rettificatore e filtro, mostrando una riduzione di circa 35 us rispetto al tempo di salita teorico (Figura 3.6.11).

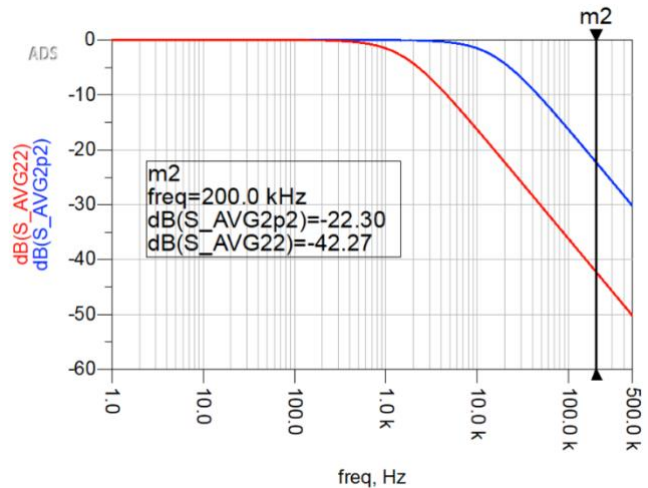


Figura 3.6.10. Diagramma di Bode del filtro passa basso con diversi valori di condensatori: $C=22$ nF (rosso) e $C=2.2$ nF (blu).

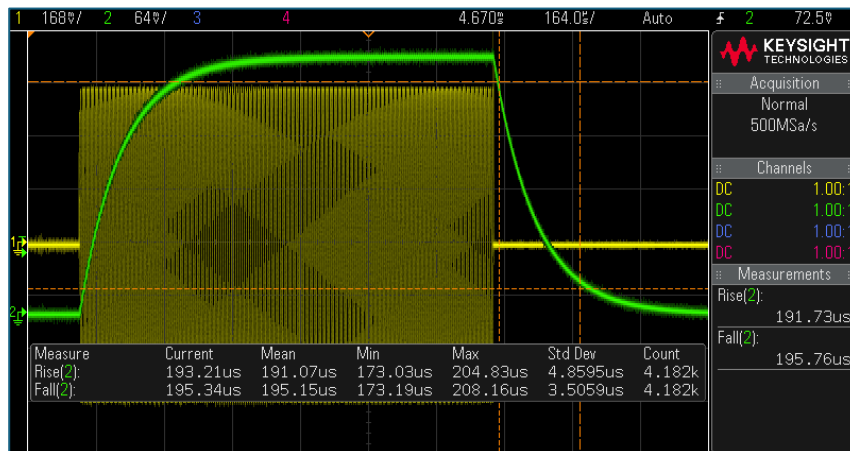


Figura 3.6.11. Misura del tempo di salita del circuito rettificatore+filtro realizzato.

3.6.3 Caratterizzazione del convertitore AC-RMS

Dopo aver dimensionato il blocco AC-RMS, è stata definita la retta di taratura attraverso misure prese in laboratorio. In particolare, è stato scelto di misurare il valore medio fornito in uscita dal filtro passa basso, in quanto il valore RMS è poi definito a meno di un fattore di guadagno che viene regolato con un trimmer in fase di taratura del sistema complessivo. Per il segnale di ingresso sono state generate delle sinusoidi con il generatore di segnali disponibile in laboratorio, variando la tensione picco-picco, partendo da 0 V fino a raggiungere la saturazione del blocco. Le misure eseguite sono visibili in Figura 3.6.12, dove i valori misurati sono confrontati con il valore teorico definito dall'equazione $V_{mean} = \frac{V_{ppin}}{\pi}$.

Dal grafico dell'errore percentuale si osserva come per ampiezze picco-picco in ingresso comprese tra 1.5-3 V l'errore si mantiene pressoché costante entro il -2% e data la sua uniformità lo si considera un errore di guadagno, può quindi essere riassorbito con la calibrazione del successivo blocco di amplificazione. Al contrario, per ingressi inferiori a 1.5 V l'errore aumenta a causa della non linearità introdotta dal tempo morto tra le semionde, che diventa più influente per ingressi piccoli. Per ingressi superiori ai 3 V si osserva l'errore aumentare a causa della saturazione della semionda negativa.

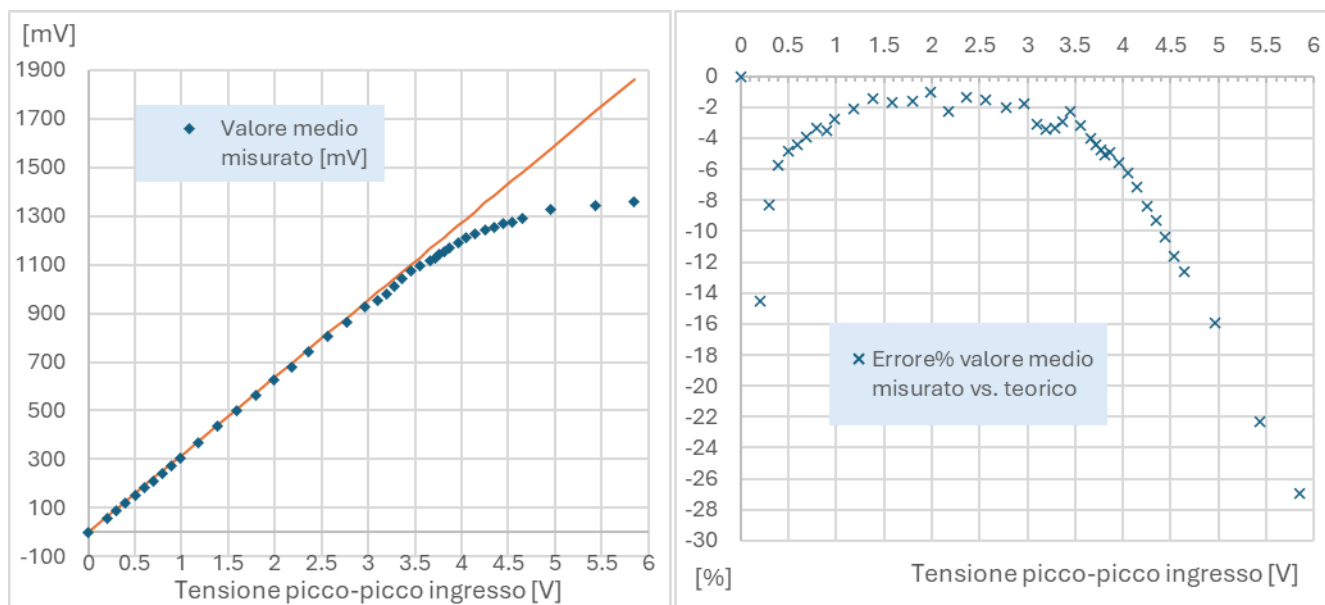


Figura 3.6.12. A sinistra la caratteristica ingresso-uscita del rettificatore con filtro passa basso in uscita, usando come ingresso una sinusoide a frequenza 97 kHz. A destra l'errore percentuale del valore d'uscita rispetto al valore teorico atteso.

3.6.4 Amplificatore non invertente

Con questo blocco si vuole sia eseguire la moltiplicazione per 1.11, necessaria a convertire il valor medio del segnale rettificato in valore RMS, ma anche introdurre la possibilità di calibrare il guadagno complessivo della catena di elaborazione. Così facendo è possibile compensare tutte le variazioni introdotte dai blocchi precedenti, come ad esempio l'utilizzo di resistori non trimmerati per il rettificatore o filtro passa banda descritto

nella sezione 3.5. Si ricorda infatti che il filtro era stato progettato per avere un guadagno pari a 6 dB, ma sia in simulazione sia nella realizzazione su breadboard, i guadagni misurati sono diversi.

Per riassorbire questi effetti, è stato scelto di utilizzare un amplificatore in configurazione non invertente (Figura 3.6.13), dove il guadagno è definito da un trimmer per permettere la calibrazione manuale. L'utilizzo di una topologia con alta impedenza d'ingresso permette anche di non avere effetto di carico sul filtro RC a monte. Data la bassa frequenza in gioco, limitata dal filtro passa basso, è stato scelto di utilizzare un amplificatore operazionale UA741.

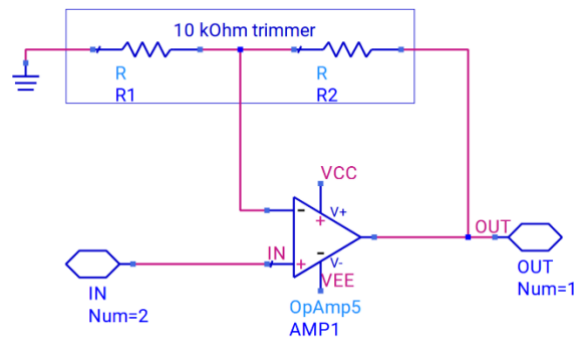


Figura 3.6.13. Circuito del blocco di guadagno.

3.7 Amplificatore logaritmico

A completare la catena di visualizzazione del sistema si propone l'utilizzo di un amplificatore logaritmico a valle del convertitore AC-RMS, in modo tale da permettere la rappresentazione nella stessa scala di un vasto range dinamico rispetto alla scala lineare.

Una possibile topologia utilizzabile per la realizzazione di un amplificatore logaritmico è visibile in Figura 5.2.1.

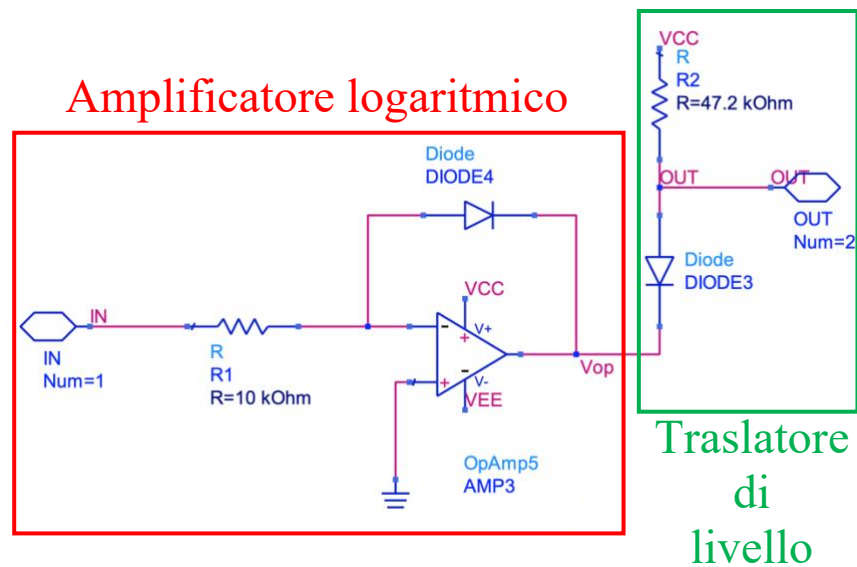


Figura 3.7.1. Circuito dell'amplificatore logaritmico con aggiunta di un traslatore di livello sull'uscita.

Facendo lavorare AMP3 (UA741) in alto guadagno, si sfrutta il cortocircuito virtuale dato dalla retroazione negativa per riportare il potenziale di massa all'ingresso invertente. Questo significa che la tensione in uscita ad AMP3 è data dalla tensione ai capi di DIODE4.

Grazie al cortocircuito virtuale e ipotizzando infinita la resistenza d'ingresso dell'amplificatore, la corrente che scorre in DIODE4 è

$$I_D = \frac{IN}{R1} \quad (29)$$

ed è legata alla caduta di potenziale ai suoi capi dal modello esponenziale:

$$I_D = I_S \left(e^{\frac{V_D}{V_T}} - 1 \right) \cong_{V_D \gg V_T} I_S e^{\frac{V_D}{V_T}} \quad (30)$$

Combinando le due equazioni si ottiene la tensione in uscita da AMP3

$$V_{op} \cong -V_T \ln\left(\frac{I_D}{I_S}\right) = -V_T \ln\left(\frac{IN}{R1 \cdot I_S}\right) \quad (31)$$

Dalla formula precedente si nota come la tensione in uscita sia con segno negativo. Visto che a questo punto si tratta solo di visualizzazione, si evita di realizzare un altro stadio di guadagno per invertirne il segno ma si sfrutta l'opzione di inversione del canale dell'oscilloscopio.

Si vede poi una dipendenza diretta dalla tensione termica V_T . Nel progetto non sono stati imposti vincoli sul range di temperature in cui il dispositivo può lavorare, tutte le simulazioni sono state fatte considerando, dove necessario, la temperatura ambiente, cioè 25 °C, che corrispondono a $V_{T_{25^\circ C}} = 25.68$ mV. Per quanto riguarda poi le misure effettuate, queste sono state realizzate in laboratorio, con una temperatura sicuramente compresa tra i 20 °C e i 30 °C. Se considerassimo questi due valori come estremi, si otterrebbero tensioni termiche pari rispettivamente a $V_{T_{20^\circ C}} = 25.25$ mV e $V_{T_{30^\circ C}} = 26.11$ mV. Queste variazioni avrebbero bisogno di una compensazione in temperatura, per diminuire la sensibilità di V_{op} rispetto a T, ma bisognerebbe intervenire sulla topologia. Si può calcolare quanto valgono queste variazioni, visto che l'intervallo è simmetrico rispetto a 25 °C e la dipendenza è lineare, si può fare riferimento solo ad uno dei due estremi, esempio 30 °C:

$$\Delta V_{T_{30^\circ C-25^\circ C}} = 26.11 \text{ mV} - 25.68 \text{ mV} = 0.43 \text{ mV} \quad (32)$$

$$\frac{\Delta V_{T_{30^\circ C-25^\circ C}}}{V_{T_{25^\circ C}}} \cdot 100 = 1.67\% \quad (33)$$

Considerando accettabile una variazione dell'1.67% si prosegue senza la compensazione in temperatura. Per il dimensionamento di R_1 si fa riferimento alla massima corrente nel diodo, data dall'equazione 29, in corrispondenza della massima tensione in ingresso, considerata pari alla tensione di alimentazione quindi 5 V.

Per evitare l'auto riscaldamento del diodo si è scelto di limitare la sua corrente a 0.5 mA, invertendo l'equazione 29 si ottiene $R1 = 10$ k Ω .

Per caratterizzare l'amplificatore logaritmico, è stato dato in ingresso un valore in continua fornito dal generatore di segnali e l'uscita è stata visualizzata sull'oscilloscopio. Già dalle prime misure si è notato che per valori di IN compresi tra 2 mV e 500 mV, l'uscita dell'amplificatore assumeva valori compresi tra -300 mV e -500 mV. Per avere una buona visualizzazione e quindi sfruttare tutta la risoluzione a disposizione dell'oscilloscopio, è necessario riempire il canale y con il range del segnale analizzato, ovvero 200 mV. La scala verticale, costituita da otto divisioni, è stata quindi impostata a $\frac{200 \text{ mV}}{8 \text{ div}} = 25 \frac{\text{mV}}{\text{div}}$.

Essendo l'offset iniziale pari a -300 mV, con un'amplificazione di $25 \frac{\text{mV}}{\text{div}}$ è necessario traslare la

posizione verticale di ben 12 divisioni per visualizzare la traccia, rendendo scomodo l'utilizzo dell'oscilloscopio.

Per rendere più comoda la visualizzazione si è pensato di utilizzare un traslatore di livello, l'architettura più semplice prevede di sfruttare la caduta di potenziale di un diodo polarizzato con un resistore, come raffigurato in Figura 3.7.1.

La quantità di cui bisogna traslare si può ottenere manipolando l'equazione 31 con le proprietà dei logaritmi:

$$V_{op} \cong -V_T \ln\left(\frac{IN}{1V}\right) - V_T \ln\left(\frac{1V}{R_1 \cdot I_S}\right) \quad (34)$$

Desiderando $V_{op} = -V_T \ln(IN)$, bisogna fare in modo che il traslatore sommi $V_{TRASLATORE} = +V_T \ln\left(\frac{1V}{R_1 \cdot I_S}\right)$ alla tensione d'uscita dell'op-amp. Si utilizza come diodo lo stesso modello impiegato nell'amplificatore: 1N4148, in modo da avere circa gli stessi parametri. La caduta di tensione ai suoi capi è determinata dalla sua polarizzazione, che dipende dal valore di R_2 ma anche dall'uscita dell'op-amp, risultando in una traslazione di quantità diverse a seconda del valore dell'uscita, con conseguente distorsione da quantificare. Per il dimensionamento di R_2 è stata sfruttata la funzione di tuning offerta nel simulatore ADS, impostando come parametro R_2 e modificandolo fino ad ottenere su DIODE3 la caduta desiderata. Il valore di resistenza ottenuto in questo modo è $R_2 = 47.2 \text{ k}\Omega$.

I risultati della simulazione in Figura 3.7.2, per V_{in} da 0 a 5 V, mostrano come la traslazione sia efficace, avvicinando la tensione d'uscita allo zero. A causa della variazione di polarizzazione, la caduta di potenziale D su DIODE3 varia di circa 260 mV in funzione dell'uscita dell'amplificatore operazionale

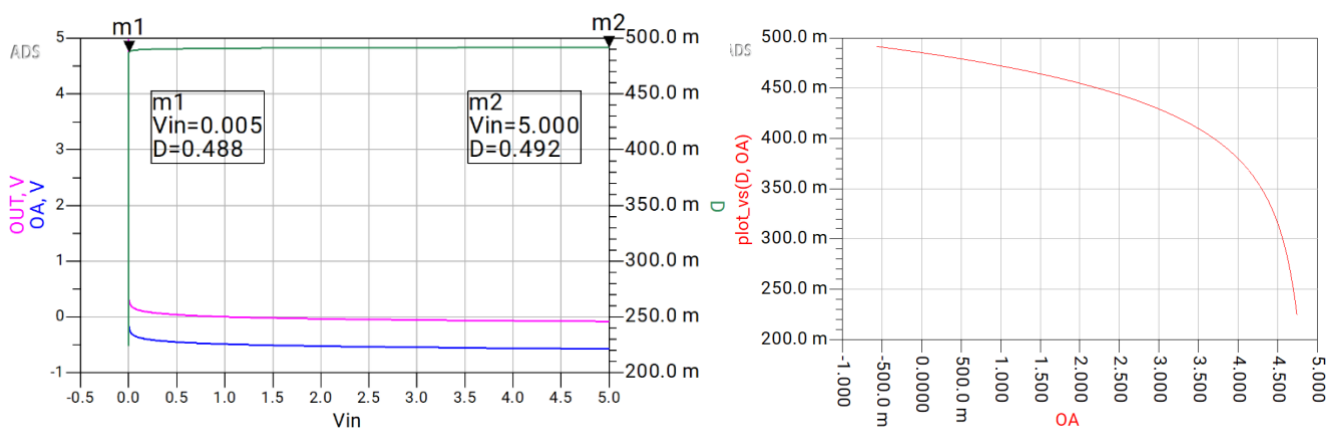


Figura 3.7.2. Simulazione del comportamento dell'amplificatore logaritmico con traslatore di livello. OA l'uscita dell'op-amp, OUT l'uscita traslata da DIODE3, D l'ammontare della traslazione. A sinistra la caratteristica ingresso uscita, a destra è evidenziata la variabilità di D rispetto a OA.

OA. Tuttavia, considerando OA logaritmica rispetto a V_{in} , la variabilità è concentrata nei primi 5 mV di ingresso, mentre nel range di V_{in} compreso tra 5 mV e 5 V la variazione di D è di solo 4 mV.

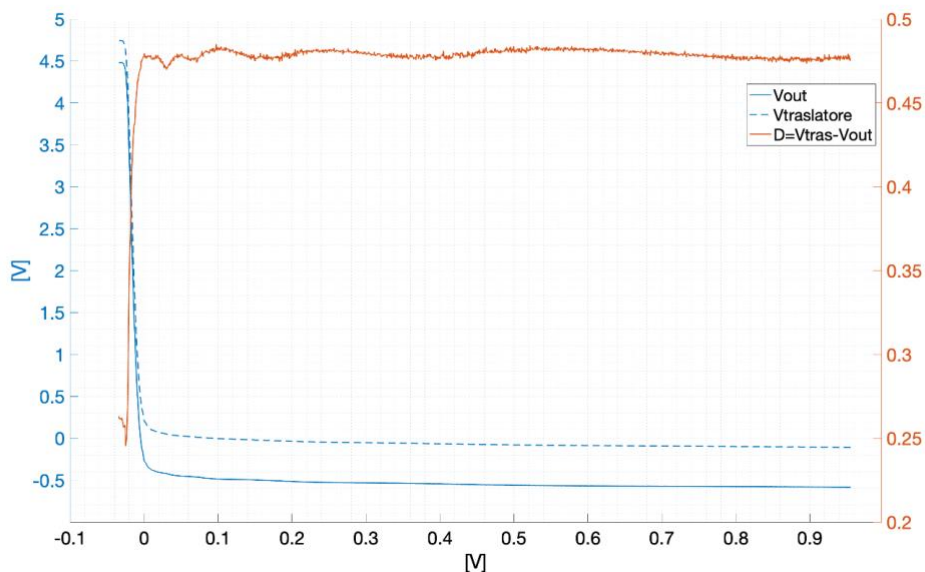


Figura 3.7.3. Misura della caratteristica ingresso-uscita dell'amplificatore logaritmico realizzato, V_{out} la tensione in uscita dall'op-amp, $V_{traslatore}$ l'uscita traslata, D l'ammontare della traslazione.

In Figura 4.1.3 sono presentati i risultati delle misure sul circuito realizzato. La dinamica logaritmica dell'uscita inizia per tensioni in ingresso minori di zero a causa dell'offset sugli ingressi dell'amplificatore operazionale.

Data la ridotta ampiezza del segnale d'uscita, nell'ordine dei millivolt a causa della moltiplicazione per V_t , si è notato come la sua lettura necessiti di un'elevata amplificazione e sia fortemente influenzata dal rumore. Per questo motivo è stato scelto di tenere l'amplificatore logaritmico come opzione di visualizzazione opzionale, escludendolo dalla successiva caratterizzazione e valutazione delle performance del sistema completo.

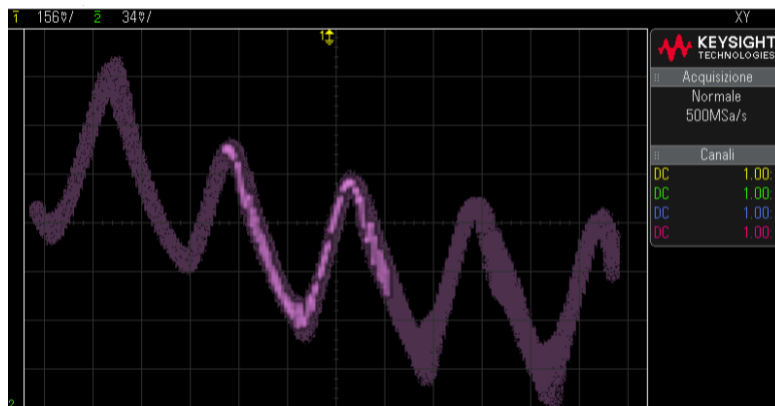


Figura 3.7.4. Uscita del sistema eterodina completo con scala logaritmica, visualizzato in modalità XY lo spettro di un'onda quadra in ingresso.

4 Conclusioni

4.1 Caratterizzazione finale

Per la visualizzazione è stata utilizzata la modalità XY dell'oscilloscopio. Al canale X è stato collegato il generatore di segnale triangolare, mentre il canale Y all'uscita del blocco di guadagno.

Per provare il funzionamento effettivo del dispositivo sono stati utilizzati due generatori di funzioni e, attraverso un partitore resistivo, le due sinusoidi generate sono state poste in ingresso all'analizzatore di spettro.

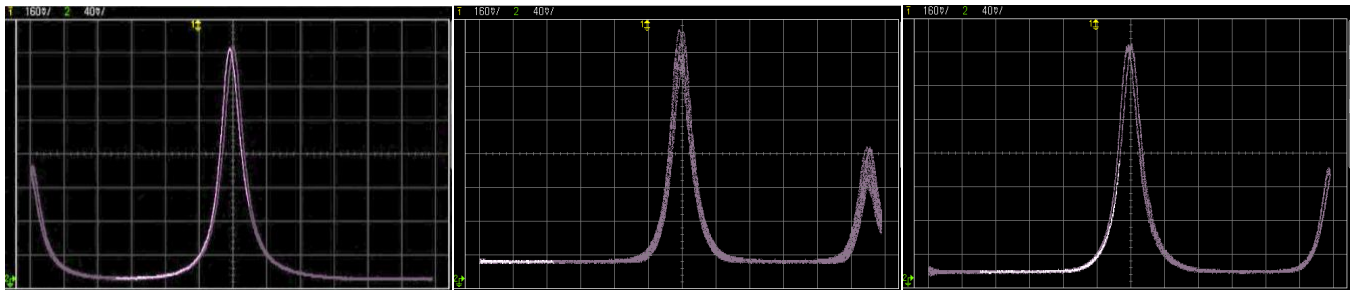


Figura 4.1.1. Validazione del campo di misura, visualizzazione dell'uscita dell'eterodina con due segnali sinusoidali in ingresso: 4 kHz + 53 kHz (sinistra). 97.36 kHz + 53 kHz (centro). 101 kHz + 53 kHz (destra).

Dalla Figura 4.1.1, a sinistra e a destra si può osservare come il sistema permetta di valutare segnali in ingresso con **frequenze comprese tra 4 kHz e 101 kHz**. La figura centrale mostra la sovrastima dei valori RMS a causa del feedthrough del moltiplicatore, quando l'ingresso ha componenti in frequenza sovrapposte alla banda del filtro BPF.

Nella Figura 4.1.2 è riportata la curva di trasferimento dell'intero dispositivo. Attraverso un generatore di funzioni è stata applicata in ingresso una sinusoide con frequenza a metà della banda dell'analizzatore

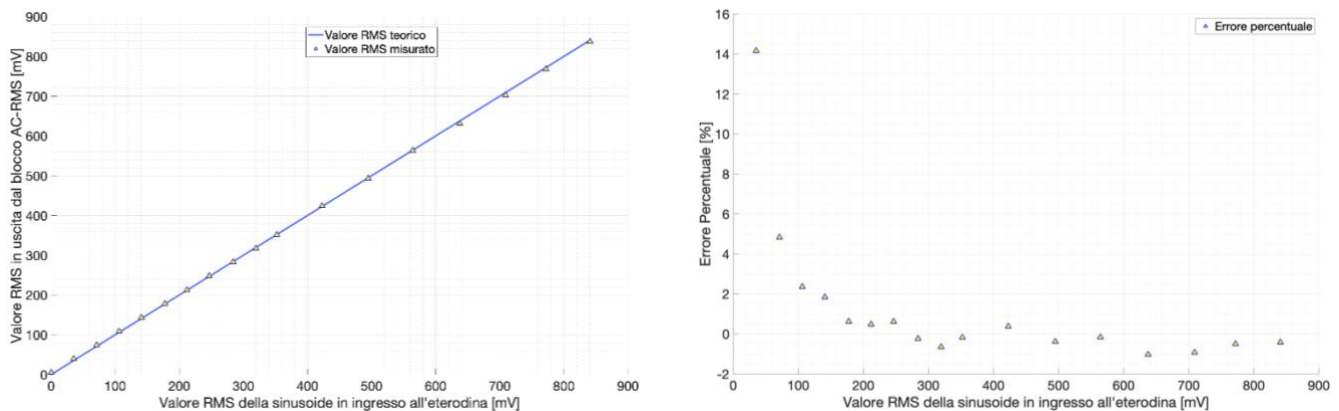


Figura 4.1.2. A sinistra la curva di trasferimento del sistema, a destra l'errore percentuale rispetto al valore RMS in ingresso.

(50 kHz) e ne viene fatta variare l'ampiezza per tracciare la curva. Tramite l'oscilloscopio si misurano contemporaneamente l'ingresso e l'uscita del sistema.

I valori per le ascisse e le ordinate sono stati riportati attraverso le funzionalità "measure" dell'oscilloscopio, rispettivamente "AC RMS – full screen" per l'ingresso e "Max" per l'uscita, entrambe mediate su dieci acquisizioni. Si ricorda che il moltiplicatore, come riportato nel datasheet e come descritto nella sezione 3.4, accetta in ingresso valori compresi tra (-1.2 ÷1.2) V, quindi sono state utilizzate sinusoidi in ingresso con tensioni picco-picco tra 0 V e 2.4 V, che corrispondono a valori RMS nell'intervallo (0 ÷848) mV. Prima di acquisire la curva di taratura il sistema è stato calibrato: ponendo in ingresso una senoide con ampiezza 1 V e frequenza centrata a metà della banda analizzabile (50 kHz), si regola il guadagno fino a che l'altezza del picco corrispondente al segnale d'ingresso non diventa pari a 0.707 V.

Tramite regressione lineare ai minimi quadrati dei punti sperimentali si ottiene la retta $RMS_{out} = 0.988 * RMS_{in} + 4.011 \text{ mV}$ con errore standard di linearizzazione $u_{lin} = 1.649 \text{ mV}$.

In seguito, è stato misurato il comportamento in frequenza dell'analizzatore, quantificando gli effetti dei feedthrough del moltiplicatore sulla visualizzazione. Ponendo in ingresso una senoide di ampiezza fissa pari a 1 V e cambiandone la frequenza, è stata misurata la variazione percentuale dell'altezza del picco visualizzato, rispetto al valore RMS in ingresso, evidenziando comportamento idealmente piatto su quasi tutta la banda, ad eccezione di due sovrastime: una del 1.3% a 5 kHz, dovuta al feedthrough dell'oscillatore locale, e l'altra del 15.4% a 97 kHz, dovuta al feedthrough del segnale in ingresso. È stato inoltre misurato l'andamento dell'offset del valore minimo della visualizzazione rispetto al valore corrispondente ai 0 V_{RMS}, mostrando come in corrispondenza di un ingresso a 97 kHz ci sia un

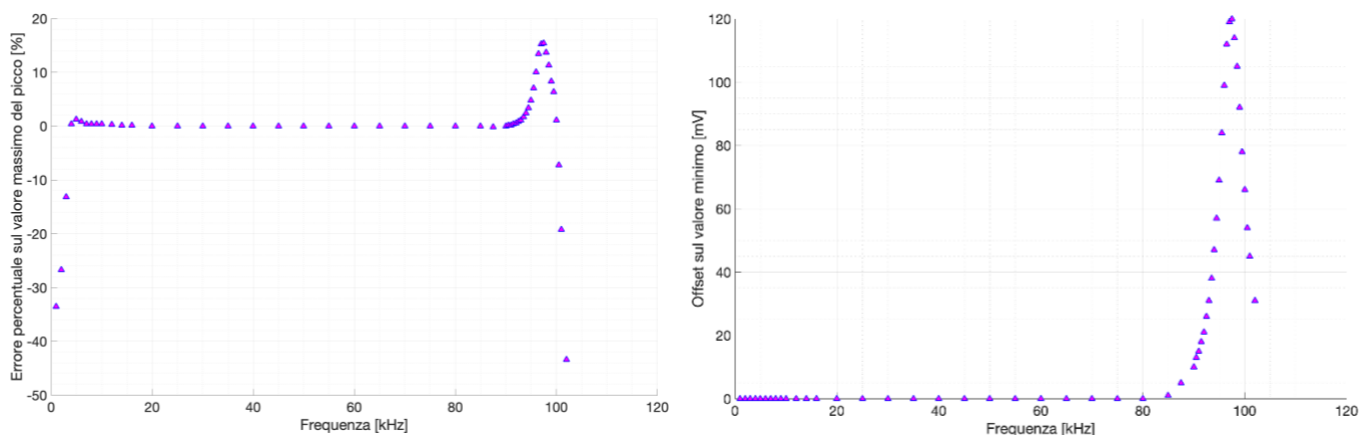


Figura 4.1.3 Comportamento in frequenza: a sinistra l'errore percentuale dell'uscita rispetto al valore RMS in ingresso, a destra l'offset sul valore minimo.

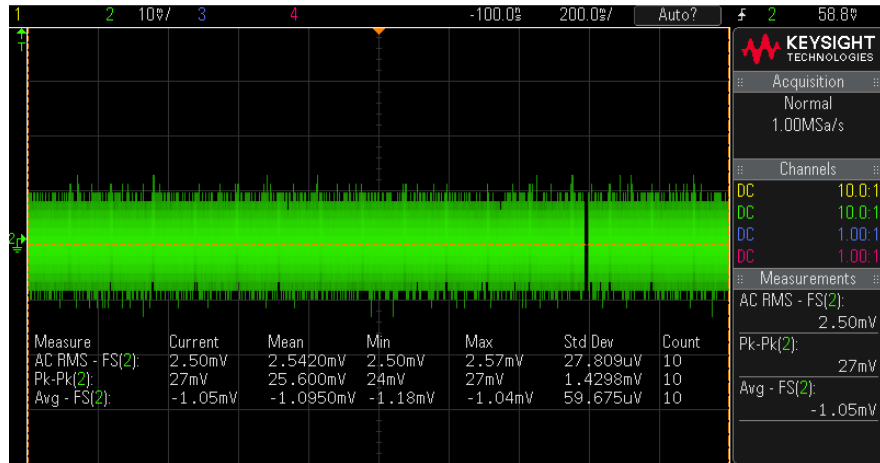


Figura 4.1.4. Uscita del sistema con ingresso collegato a massa, visualizzazione nel tempo.

innalzamento di tutta la visualizzazione di 120 mV dovuto alla persistenza del feedthrough del segnale in ingresso nella banda del filtro BPF, indipendentemente dalla frequenza del VCO.

Per misurare il valore RMS corrispondente ad una tensione picco-picco pari a 0 V, è stato collegato a massa l'ingresso del moltiplicatore. Con questo espediente si è riusciti a visualizzare e misurare anche il noise floor del dispositivo, come visibile in Figura 4.1.4, ha valore medio -1.05 mV, ampiezza RMS (AC) pari a 2.50 mV e ha manifestato ampiezza picco picco di 27 mV su due secondi di osservazione. Si deduce quindi che valori RMS in ingresso inferiori a circa 13 mV si confonderanno con il rumore di fondo del sistema.

La configurazione con due generatori di funzione portati in ingresso con un partitore resistivo è stata utilizzata anche per la misura della risoluzione del dispositivo, di seguito descritta, che dice quando due sinusoidi vicine in frequenza non sono più distinguibili dal sistema.

Due sinusoidi sono state posizionate vicino ai due estremi opposti e la loro ampiezza, pari a 273 mV (Figura 4.1.6.a), è stata misurata con un cursore. Quando le due sinusoidi vengono avvicinate in frequenza, inizialmente le code si sovrappongono, fino alla sovrapposizione completa, che ovviamente influisce sull'ampiezza del segnale. È stato scelto di definire risoluzione in frequenza dell'analizzatore come la differenza minima tra le frequenze delle due sinusoidi, tale per cui la loro ampiezza misurata supera il 5% del valore iniziale, quindi 286.65 mV (Figura 4.1.6.b). In questo caso la differenza tra le frequenze, quindi la risoluzione, è pari a **6 kHz**. Lo stesso procedimento è stato eseguito per determinare la risoluzione definita con soglie diverse: 4.7 kHz di risoluzione con una differenza di ampiezza del 10% (Figura 4.1.6.c) e 3.6 kHz con il 20% (Figura 4.1.6.d).

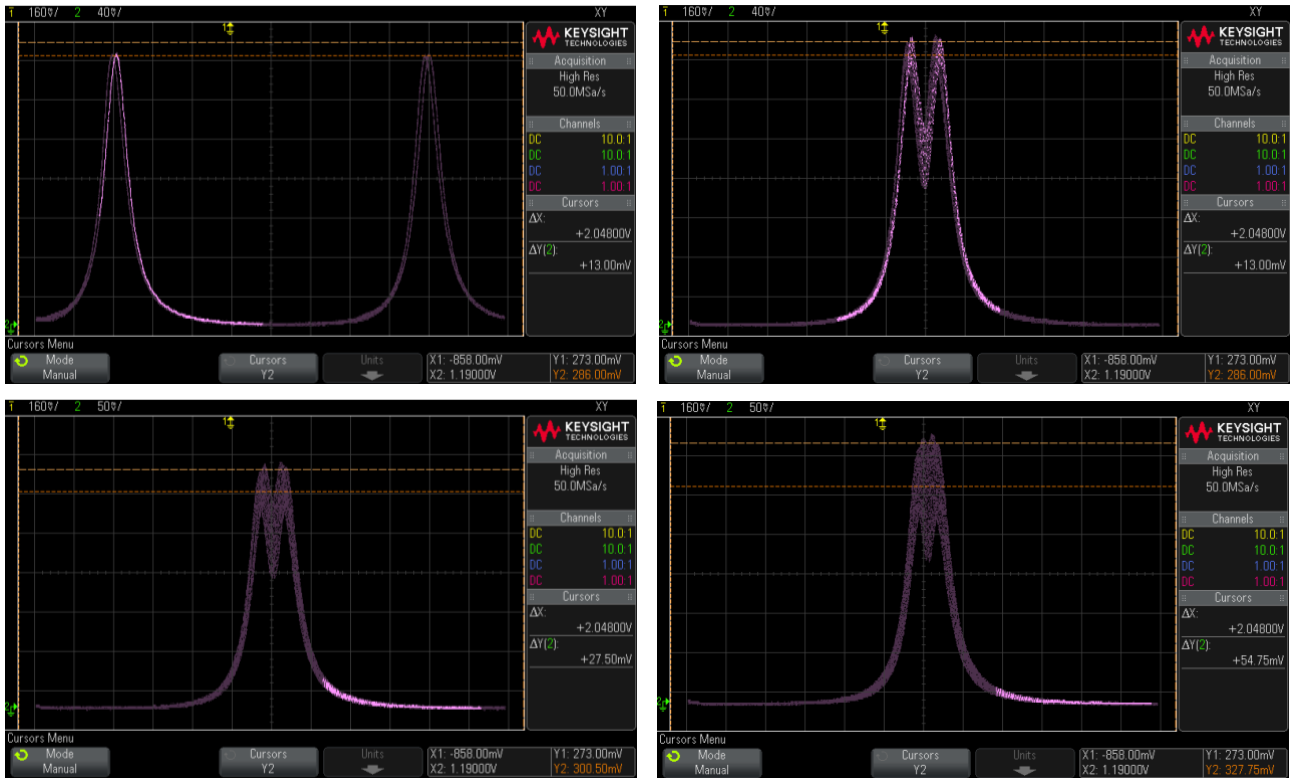


Figura 4.1.6. a-b-c-d. misura della risoluzione dell'analizzatore di spettro. Due sinusoidi distanti (a), parzialmente sovrapposte con ampiezza al 5% (b) 10% (c) 20% (d).

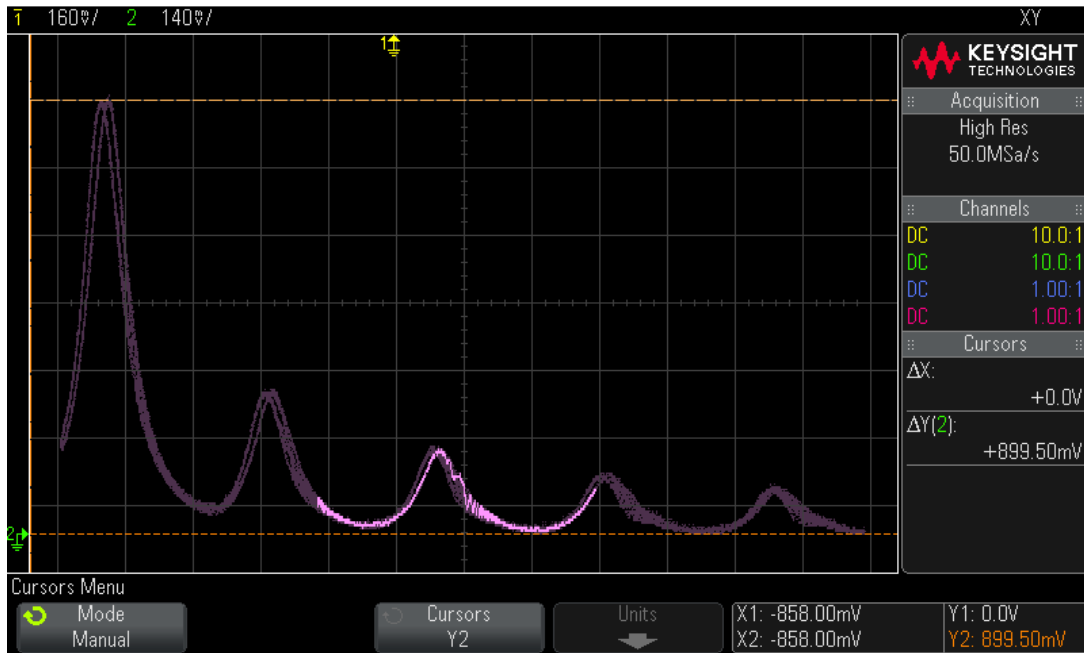


Figura 4.1.5. Visualizzazione dello spettro di un'onda quadra di frequenza 10 kHz e ampiezza picco-picco 2 V.

5 Appendice

5.1 Appendice A

Nella sezione 3.6 è stato analizzato il convertitore AC-RMS, responsabile della rettificazione della sinusoide in ingresso e dell'estrazione del valore RMS. In questa appendice si analizzeranno più nel dettaglio gli effetti delle non idealità dei componenti, come le tolleranze sui resistori trimmerati, i ritardi di accensione dei diodi, il prodotto guadagno-banda e lo slew-rate degli amplificatori.

Come già specificato nella sezione 3.6, l'utilizzo di resistori trimmerati è necessario per avere l'uguaglianza nelle ampiezze delle due semionde in uscita, in questo paragrafo si mostrano gli effetti introdotti dallo sbilanciamento tra i resistori delle linee di retroazione. Il circuito è stato simulato sbilanciando i resistori negli estremi della tolleranza all'1% del loro valore nominale, evidenziando quello che accadrebbe nel caso peggiore. Dalla Figura 5.1.1 si osserva come l'ampiezza della semionda negativa, raddrizzata, subisce una variazione al massimo del 2% rispetto al suo valore ideale. Esattamente come si poteva prevedere dall'equazione

$$\frac{RET}{VIN} = -\frac{R_2}{R_1} \rightarrow \frac{\Delta RET}{RET} = \frac{1 + \frac{\Delta R_2}{R_2}}{1 - \frac{\Delta R_1}{R_1}} - 1 = 0.02$$

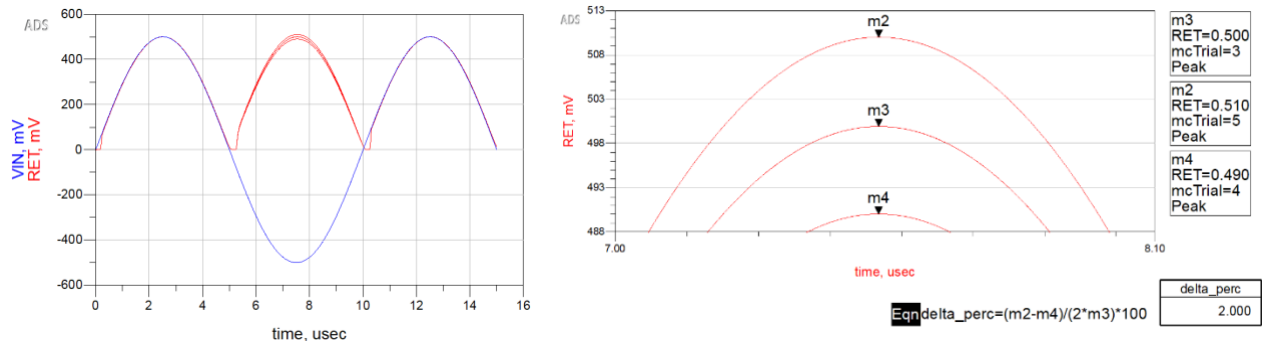


Figura 5.1.1. Simulazione con resistori sbilanciati agli estremi dell'intervallo di tolleranza 1%.

Tale distorsione non danneggia la linearità del convertitore AC-RMS ma ne altera la pendenza, dato che il filtro RC a valle estrae il valore medio dell'onda raddrizzata. Per questo motivo questo effetto può essere compensato con il successivo blocco di guadagno e si possono rilassare i criteri di scelta dei resistori.

Al contrario, una non linearità viene introdotta dal ritardo di commutazione dei diodi, che crea una “zona morta” nel segnale d'uscita in corrispondenza della transizione da semionda positiva a negativa e

viceversa. L'estensione della "zona morta" aumenta al diminuire del segnale e la sua influenza diventa ben visibile per le ampiezze più piccole causando la sottostima del valore medio.

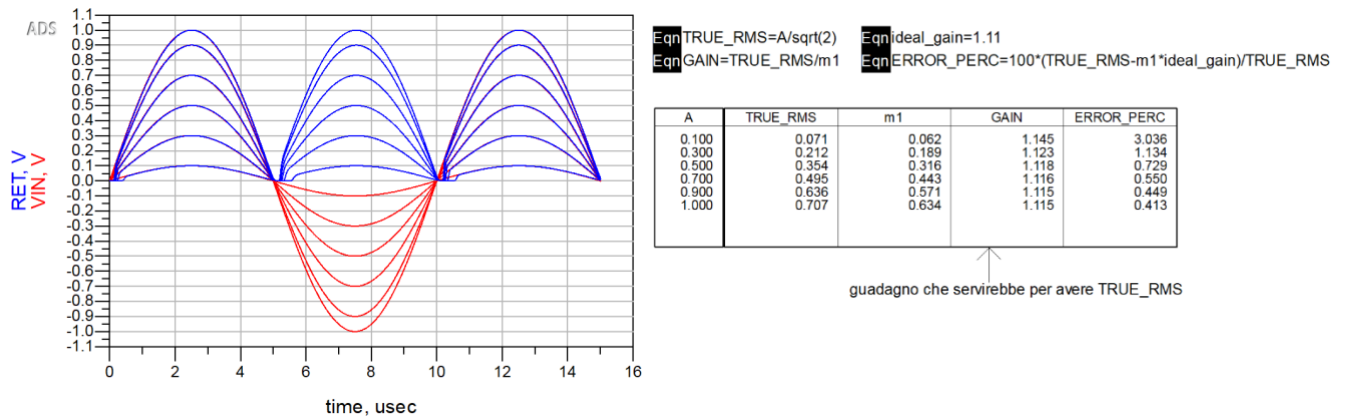


Figura 5.1.2. Simulazione dell'uscita del rettificatore con ingressi di ampiezze diverse, comparazione del valore RMS ricostruito dal valore medio della sinusoide rettificata con il valore RMS reale.

5.2 Appendice B

Per quanto riguarda i diodi, a supporto della scelta è stato necessario ragionare sulle frequenze in gioco, sul tipo di dispositivo e verificando gli effetti delle non idealità con il simulatore.

Se si prende un diodo a giunzione pn, è risaputa la presenza di due capacità, dette di giunzione (C_j) e di diffusione (C_d). La loro presenza influenza la velocità di accensione e spegnimento del diodo, a seconda del regime in cui lavora il dispositivo. Con una prima approssimazione si può dire che in regione inversa domina la capacità C_j , mentre in diretta domina C_d e proprio a causa di queste, non è istantaneo lo spegnimento del diodo. Invertendo la polarizzazione del diodo, facendolo commutare da diretta a inversa, ci sono cariche intrappolate nella giunzione che devono ricombinare prima di permettere al dispositivo di passare in interdizione e, in questo intervallo di tempo, detto “storage time”, si ha una corrente inversa. Nella Figura 5.2.1 si può vedere il circuito utilizzato per simulare l’effetto dello storage time dell’1N4148, mentre nelle Figura 5.2.3 e Figura 5.2.2 si vedono l’impulso di tensione in ingresso e il transitorio di V_f e il comportamento della corrente, quando la polarizzazione del diodo passa da diretta a inversa.

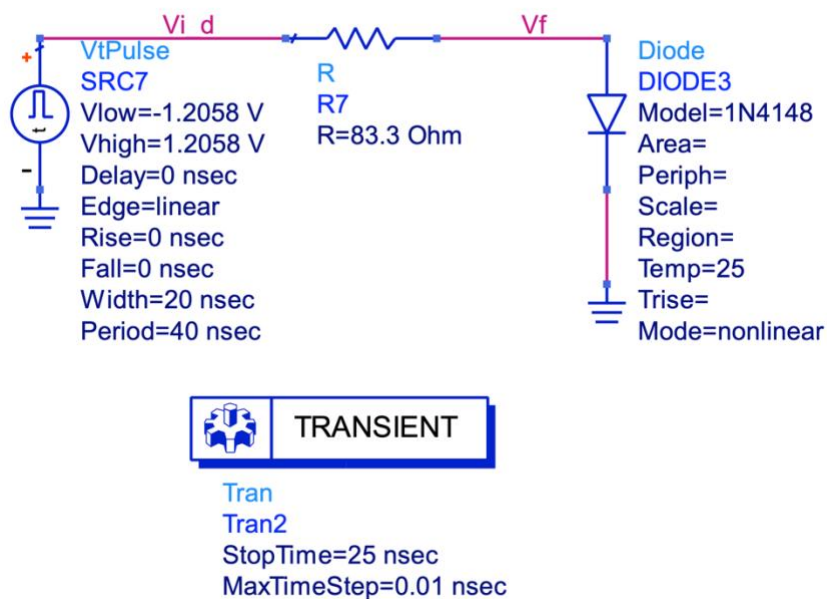


Figura 5.2.1. Circuito utilizzato per la simulazione del tempo di commutazione del diodo 1N4148.

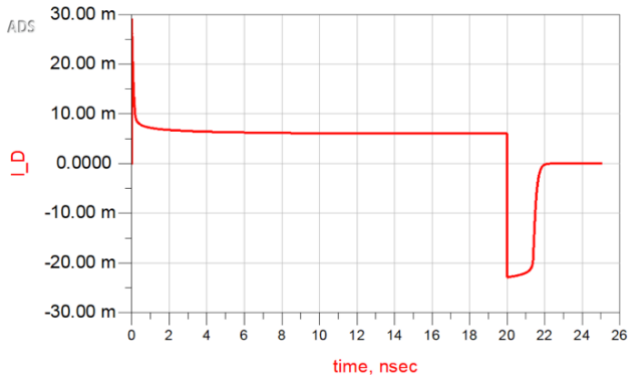


Figura 5.2.3. Simulazione della corrente nel diodo durante l'accensione e lo spegnimento.

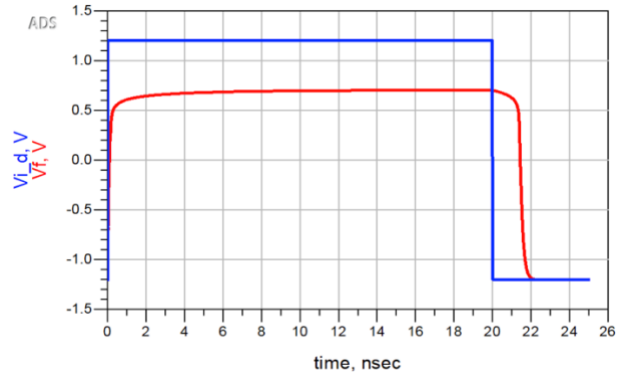


Figura 5.2.2. Simulazione della tensione ai capi del diodo durante l'accensione e lo spegnimento.

Per minimizzare il ritardo di accensione e spegnimento è possibile utilizzare un dispositivo con capacità più bassa.

Un altro tipo di diodo disponibile è il diodo Schottky. Questo è formato dall'interfacciamento di un semiconduttore e di un metallo. Il fatto che il semiconduttore sia presente solo in una metà, fa già pensare che la tensione di soglia sia minore rispetto a quella di un diodo a giunzione PN. Un'altra differenza rispetto al diodo PN è il meccanismo di funzionamento, essendo un dispositivo unipolare non fa affidamento sulla ricombinazione delle coppie elettrone-lacuna che è un processo lento. Questo permette al diodo Schottky di commutare più velocemente.

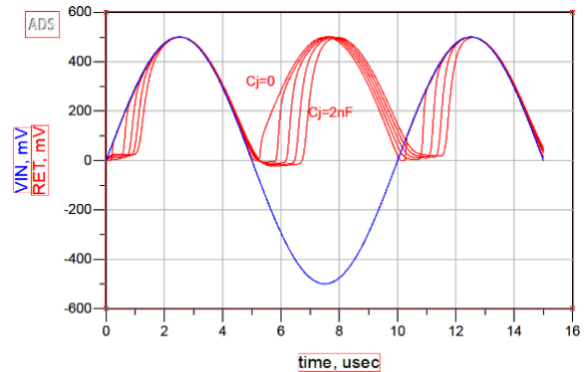
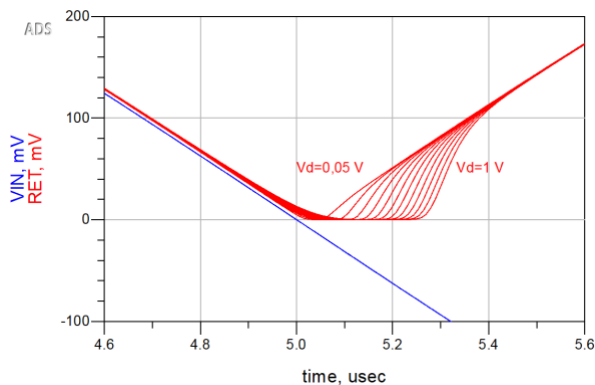


Figura 5.2.4. Simulazione dell'effetto della tensione di soglia dei diodi e la loro capacità di giunzione sul comportamento dell'uscita del rettificatore.