

Progetto di sistemi elettronici analogici

Relazione di progetto

Analizzatore di spettro ad eterodina

Studenti: Belotti Nicolò, Shqepa Frenki

Materiale e software utilizzati

Materiale disponibile in laboratorio

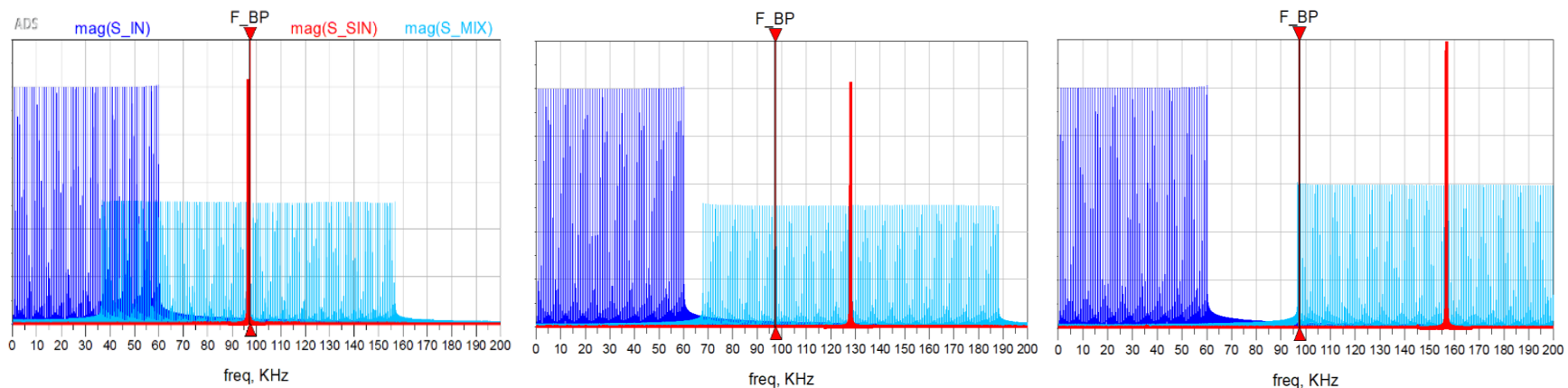
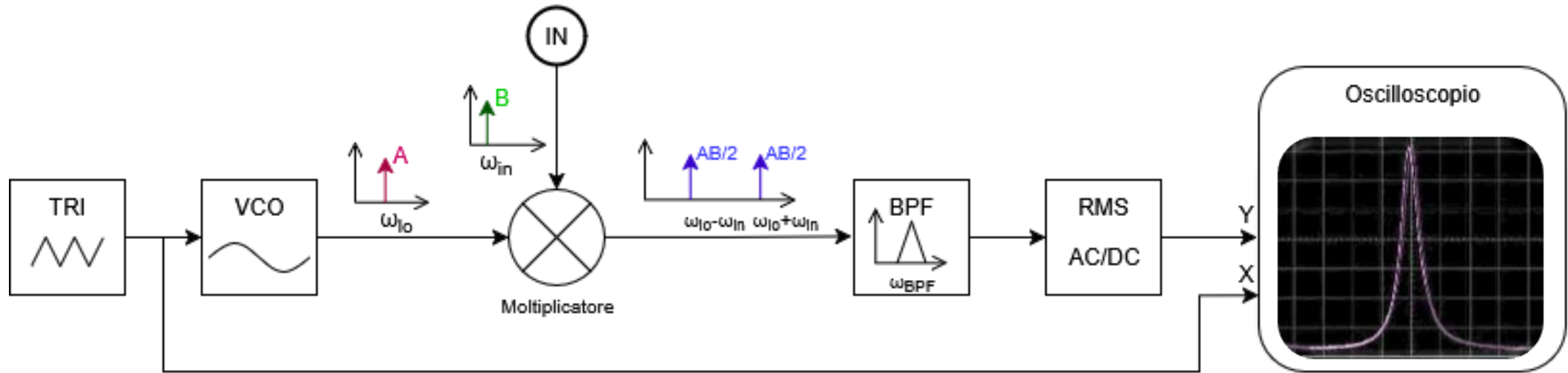
- Amplificatori operazionali: LM318, UA741
- Generatore di funzioni integrato XR2206
- Moltiplicatore analogico integrato AD835
- Diodi: 1N4148
- Resistori e condensatori: valori vari

- Oscilloscopio RIGOL DH0914S
- Generatore di Segnale TTI TG2000

Software utilizzati

- Matlab
- Keysight Advanced Design System
- Analog Devised Analog Filter Wizard
- Microsoft Excel

Principio di funzionamento



Schema a blocchi e 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 passa banda.

Specifiche desiderate

Ampiezza ingresso: 2 Vpp

Banda: 100 kHz

Risoluzione spettrale: 5 kHz

Periodo di aggiornamento della visualizzazione: 100ms

Specifiche ottenute

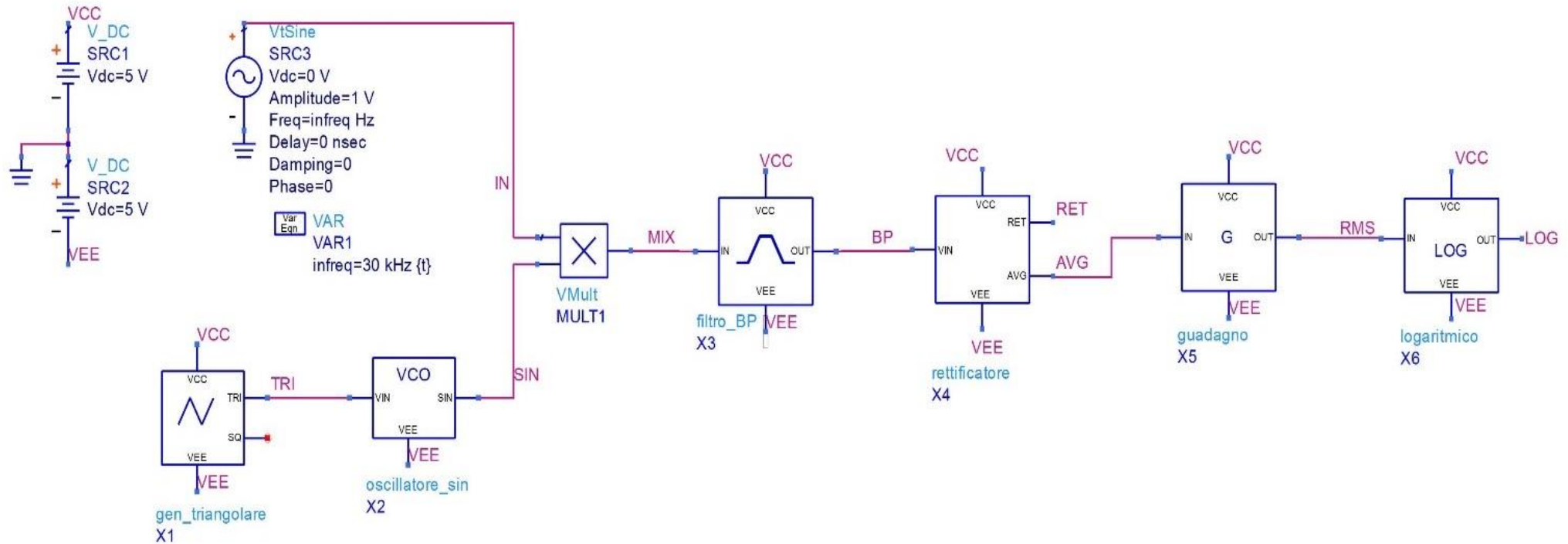
Ampiezza ingresso: 2.4 Vpp

Banda: 97 kHz (4 kHz – 101 kHz)

Risoluzione spettrale: 6 kHz

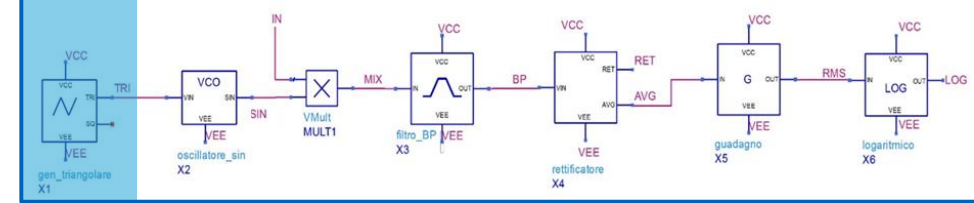
Periodo di aggiornamento della visualizzazione: 125ms

Schema a blocchi del sistema



Schema a blocchi del sistema realizzato per la simulazione con ADS Keysight.

Generatore d'onda triangolare



Costituito da un integratore ed un trigger di Schmitt basati su UA741.

Sono stati usati **diodi di clamp** per ridurre la sensibilità di V_{sq} alla tensione di alimentazione e un **trimmer** per regolare il valore medio.

Il trigger commuta quando $V_+ = V_- \rightarrow \frac{(V_{tri} - V_{sq})R_3}{R_2 + R_3} + V_{sq} = V_m$

da cui si ottengono gli estremi dell'onda triangolare:

$$V_{tri_{max|min}} = \frac{R_2 + R_3}{R_3} V_m \pm \frac{R_2}{R_3} V_{sq}$$



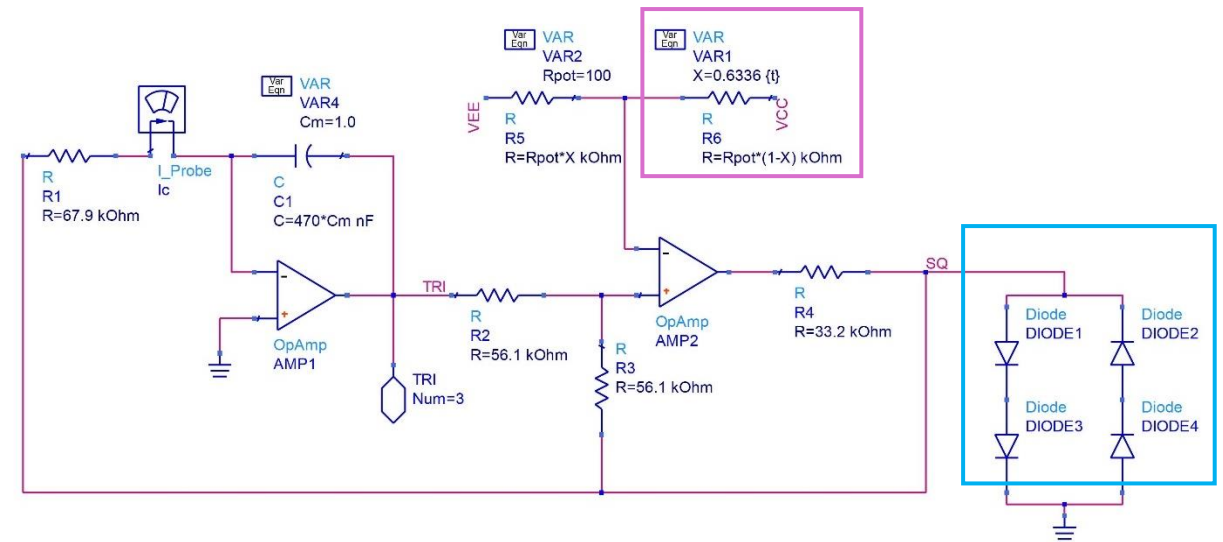
Ampiezza picco-picco: $\Delta V_{tri} = 2 \frac{R_2}{R_3} V_{sq}$

$V_{sq} = \pm 1 V$ misurata sui diodi di clamp

$R_2 = R_3 = 56 k\Omega$

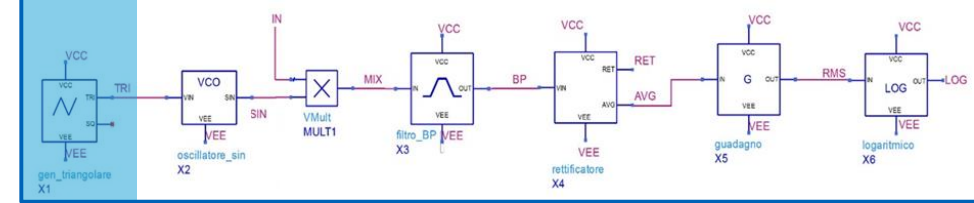


$\Delta V_{tri} = 2 V$



Schema circuitale del generatore d'onda triangolare utilizzato per la simulazione con ADS Keysight.

Generatore d'onda triangolare



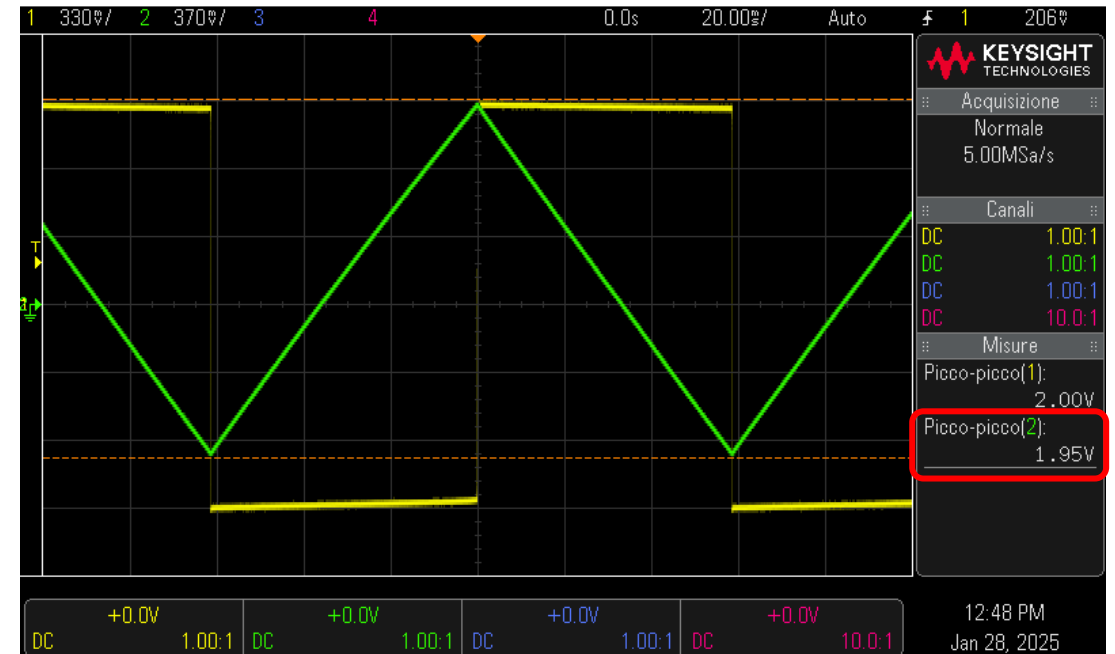
Sull'uscita dell'integratore si ottiene una retta con pendenza data da

$$\frac{\Delta V_{tri}}{\Delta t} = -\frac{I_c}{C_1}$$

Scegliendo $R_1 = 68 \text{ k}\Omega$ si ottiene $I_c = \frac{Vs_q}{R_1} = \pm \frac{1 \text{ V}}{68 \text{ k}\Omega} = \pm 14.7 \text{ }\mu\text{A}$

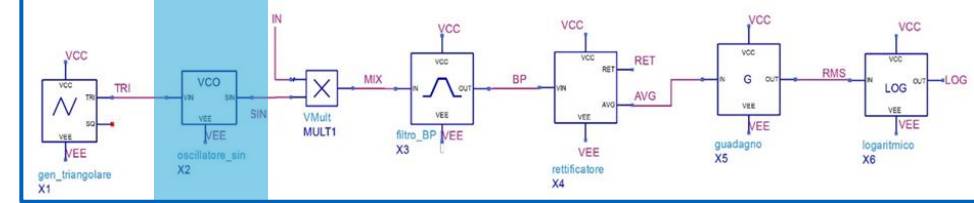
Per completare un ciclo sono necessari $2\Delta t$ (salita e discesa), scegliendo $C_1 = 470 \text{ nF}$ si ottiene

$$f_{refresh} = \frac{1}{2\Delta t} = \frac{Vs_q}{2 \cdot R_1 \cdot C_1 \cdot \Delta V_{tri}} \cong 8 \text{ Hz}$$



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 .

Oscillatore locale



Si utilizza l'integrato XR2206

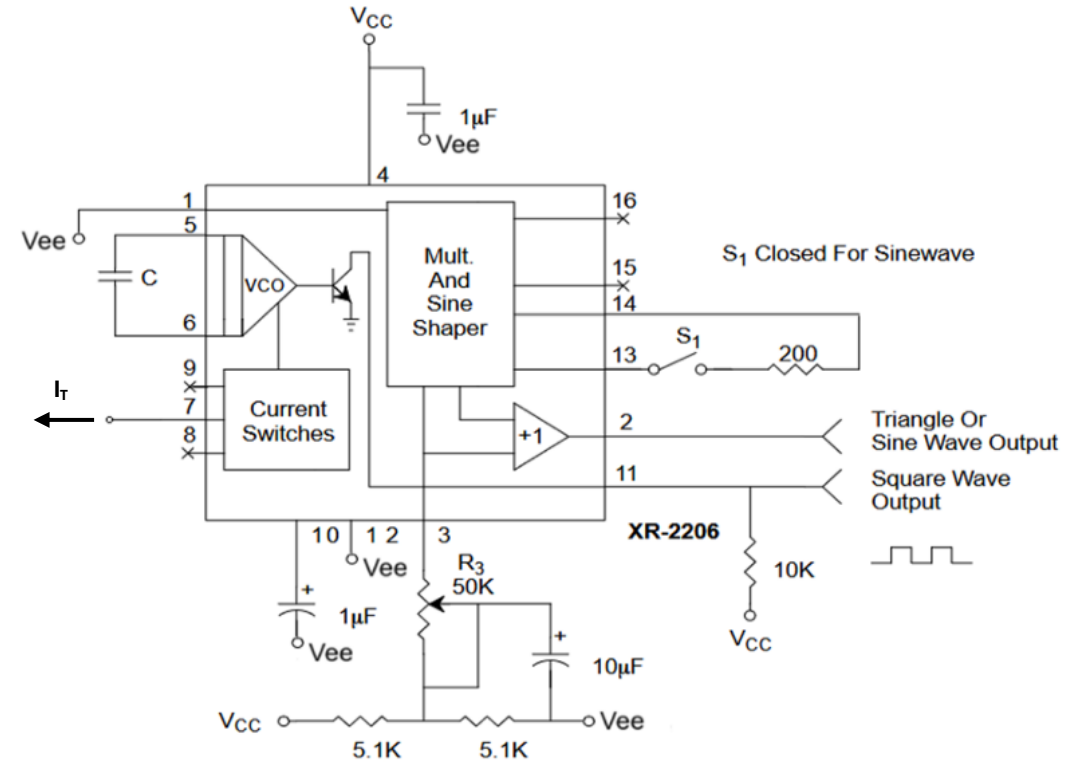
Da specifica di progetto è richiesto che

$$100 \text{ kHz} < f < 200 \text{ kHz}$$

La frequenza è controllata tramite I_t , bias interno di 3 V su Pin 7 grazie alla formula

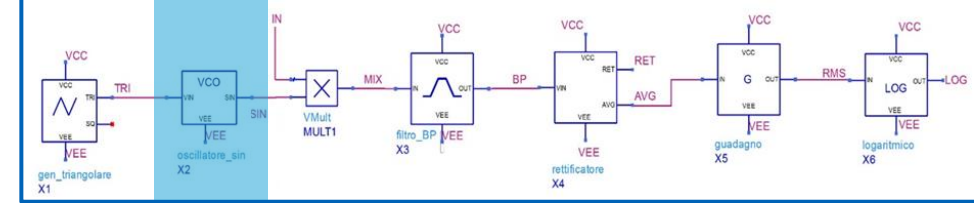
$$f = \frac{0.32 I_t}{C} \text{ Hz} \quad (0 < I_t < 3 \text{ mA})$$

Scelto $C = 1 \text{ nF} \rightarrow I_{t|max} = \frac{C f_{max}}{0.32} = \frac{1 \text{ nF} \cdot 200 \text{ kHz}}{0.32} = 0.625 \text{ mA}$



Circuito per operare l'oscillatore XR2206 in modalità FM.

Oscillatore locale



Dalla figura a lato si può ricavare

$$I_t = \left[3(R//R_c)^{-1} - \frac{V_c - V_{ee}}{R_c} \right]$$

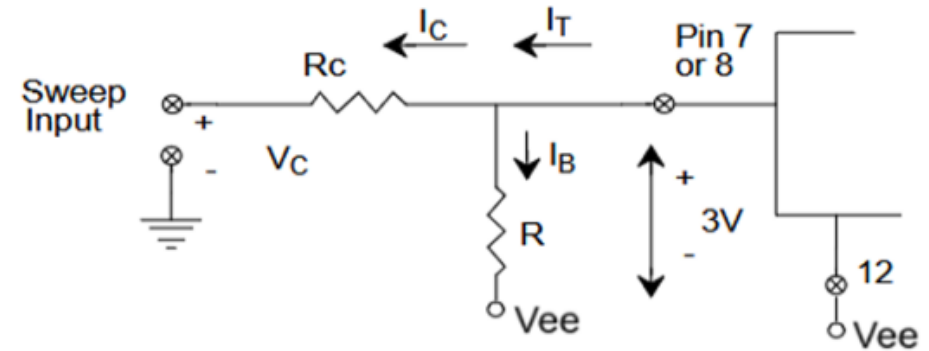
La tensione V_c è l'uscita del generatore triangolare e dato che

$\Delta V_{tri} = 1.95 V$ con $V_{c_{med}} = 0 V$, possiamo calcolare i valori di R_c e R .



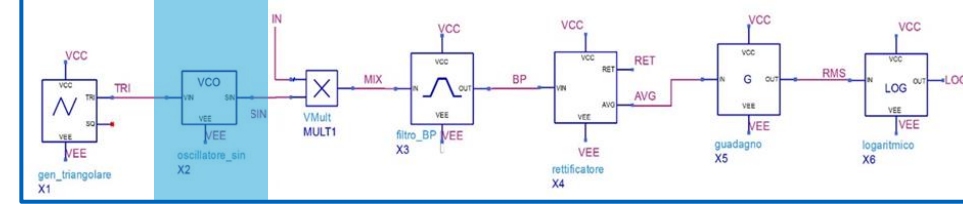
$$R_c = \frac{0.32 \Delta V_c}{c \Delta f} = \frac{0.32 \cdot 1.95 V}{1 nF \cdot 100 kHz} = 6240 Ohm \rightarrow 6,2 k\Omega$$

$$R = 3.7 k\Omega \text{ per avere } f = 150 kHz \text{ con } V_c = 0 V$$



Configurazione utilizzata per lo il controllo della frequenza.

Oscillatore locale

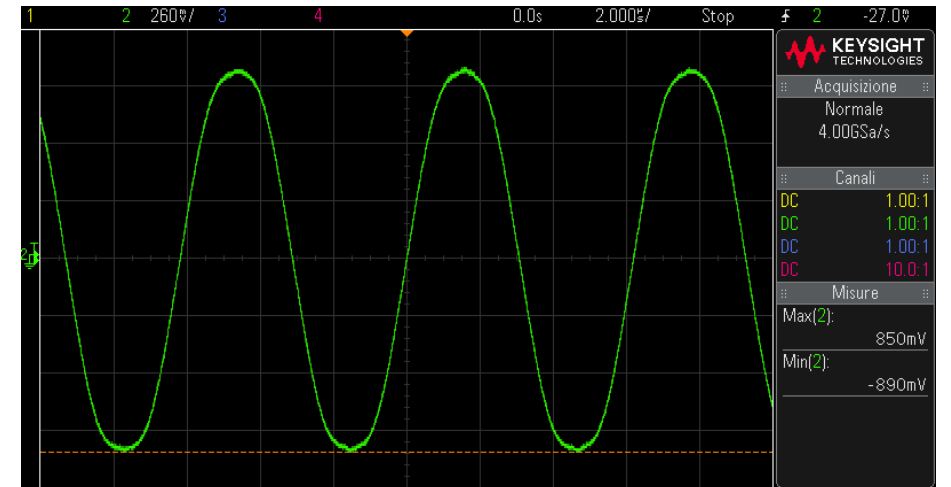
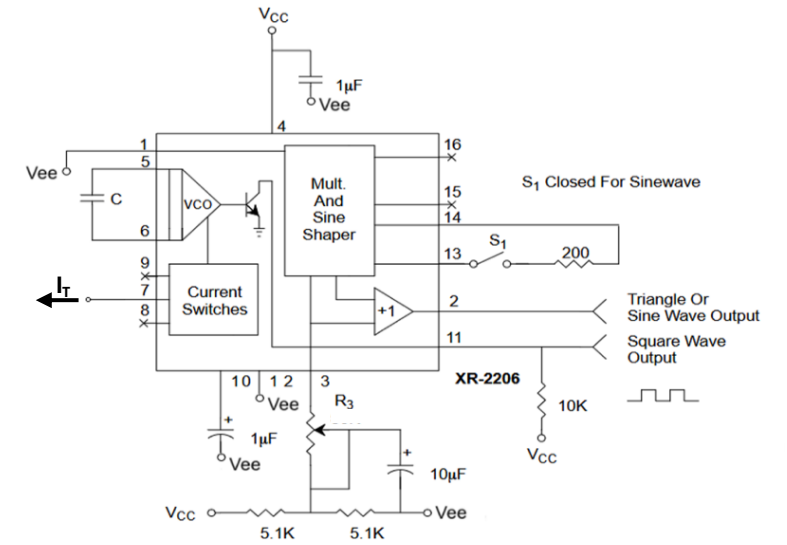


L' ampiezza d'uscita deve essere minore di 1.2 V per rispettare il parametro «Input differential clipping level» del moltiplicatore.

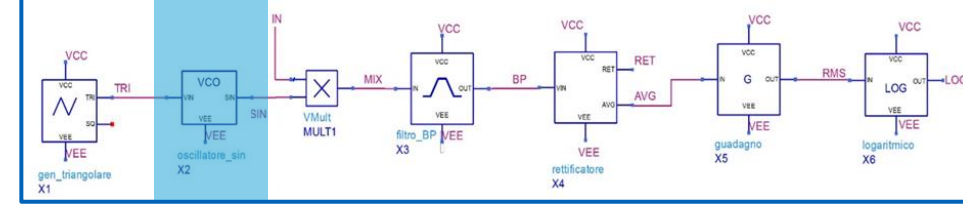
Per ottenere questo valore, si fa riferimento alla formula fornita dal datasheet per l'ampiezza di uscita.

$$A_{out} = R_3 \cdot 60 \frac{mV}{k\Omega}$$

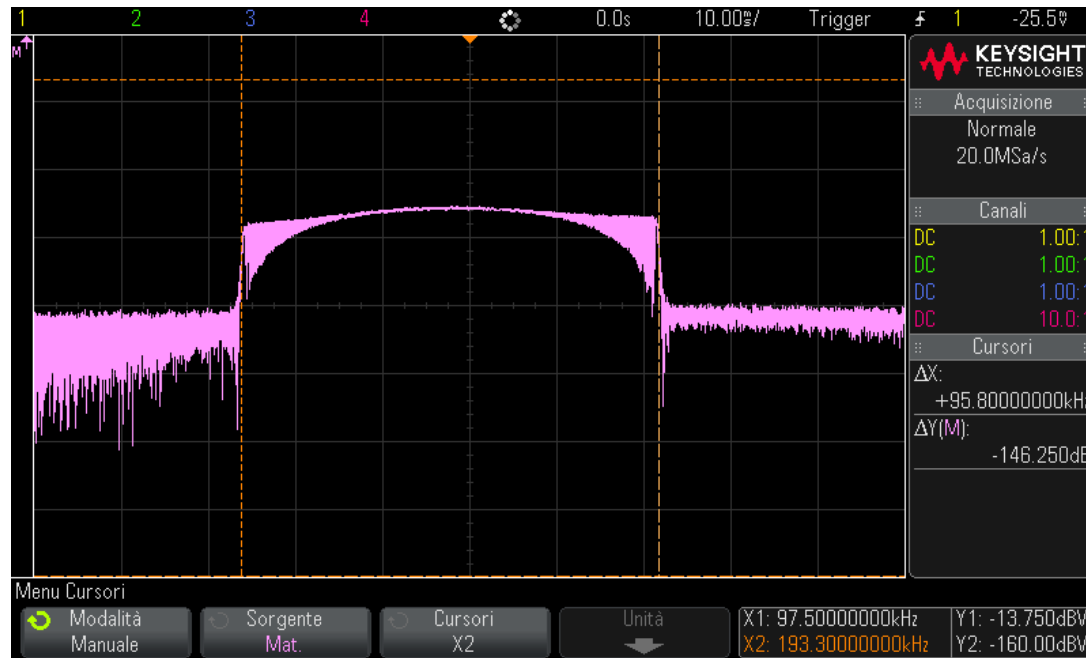
Scegliendo $R_3 = 15 k\Omega \rightarrow A = 0.9 V$



Oscillatore locale



Misura della banda e della distorsione armonica:

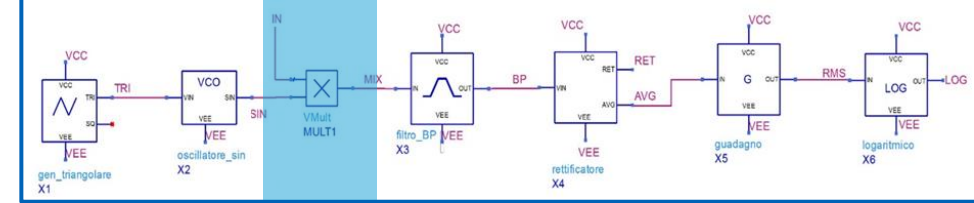


Questa immagine rappresenta lo span in frequenza VCO, che si può spostare variando il valore medio dell'onda triangolare. In fase di calibrazione l'estremo sinistro viene allineato alla frequenza centrale del filtro passabanda.



FFT dell'uscita del VCO in condizioni statiche. Con i cursori verticali sono indicati, da sinistra a destra, rispettivamente la prima e la seconda armonica. Quest'ultima può causare repliche spettrali sovrapposte in banda del filtro. Nel caso raffigurato, il suo contributo è pari a -48 dB rispetto alla fondamentale.

Moltiplicatore analogico



Si utilizza l'integrato AD835

Il valore in uscita dal moltiplicatore fa riferimento alla seguente formula fornita dal datasheet

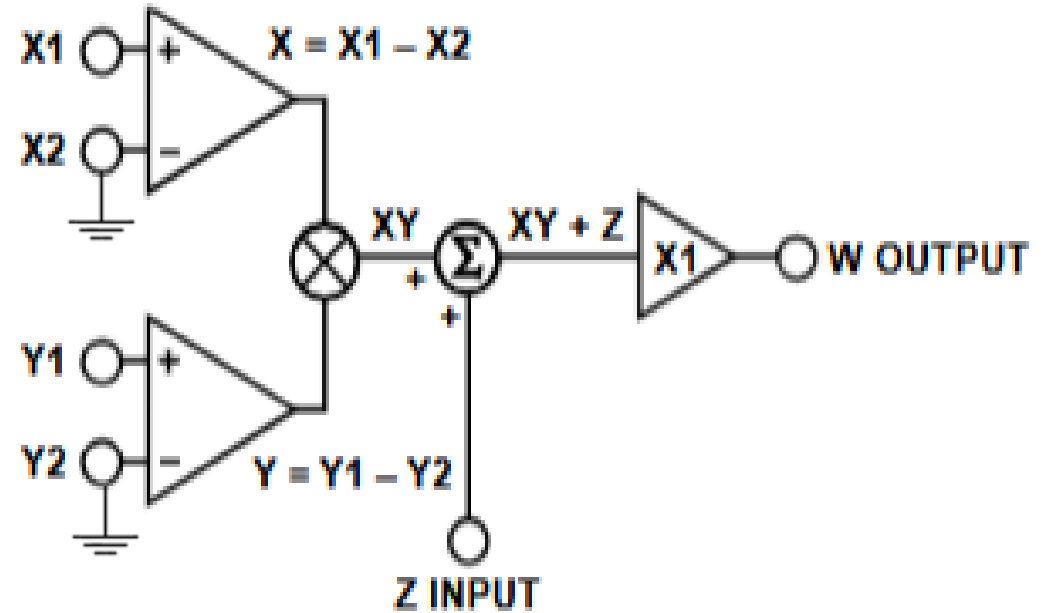
$$W = \frac{(X1 - X2)(Y1 - Y2)}{U} + Z \quad U = 1,05 V$$

X1: segnale dell'oscillatore locale

Y1: segnale da analizzare

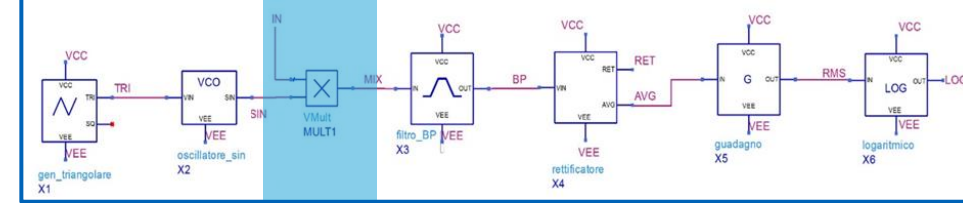
Z: ingresso di offset, collegato a GND

L'AD835 accetta in ingresso valori compresi tra $\pm 1.2 V$ (Input differential clipping level), fissando quindi l'ampiezza massima del segnale in ingresso al sistema.



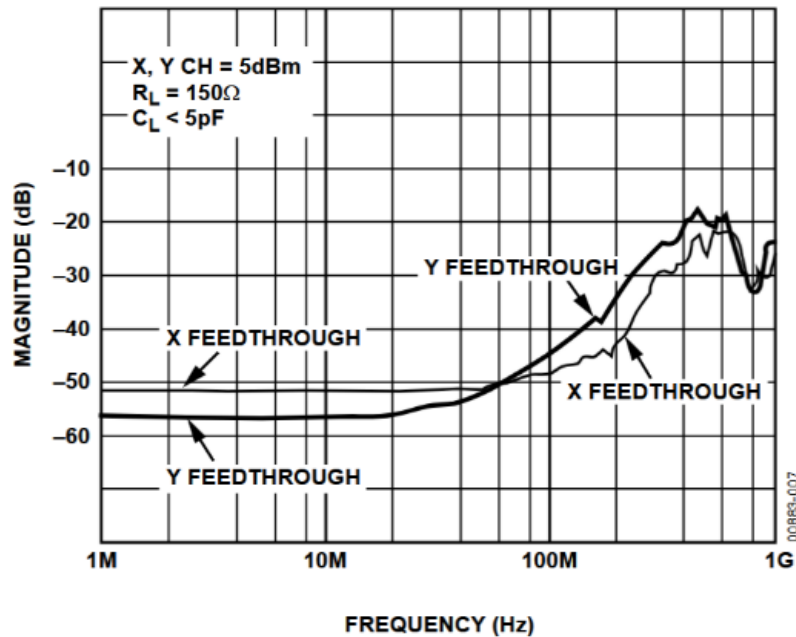
Schema a blocchi del moltiplicatore AD835, riportato dal datasheet.

Moltiplicatore analogico

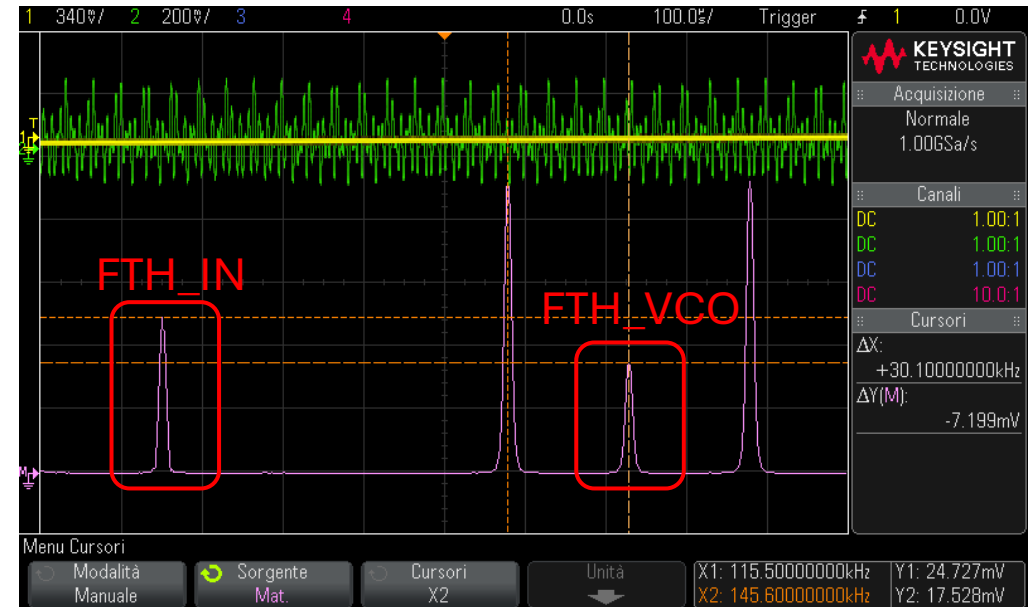


Il datasheet del dispositivo quantifica l'entità del feedthrough degli ingressi sull'uscita: alle frequenze di lavoro ci si aspetta circa -51 dB per l'ingresso X (oscillatore) e -55 dB per l'ingresso Y (segnale da analizzare).

Per verificarlo sperimentalmente è stata effettuata la FFT del segnale in uscita dal moltiplicatore con due ingressi noti.

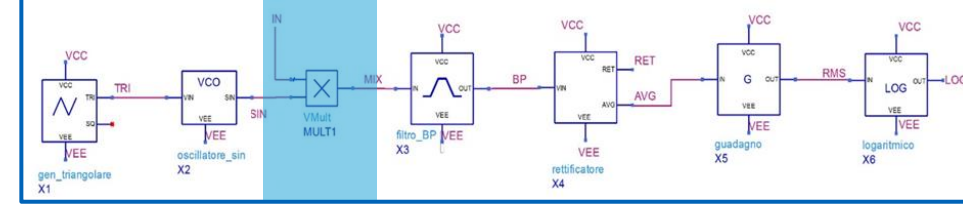


Feedthrough di X e Y al variare della frequenza, riportato dal datasheet.



FFT dell'uscita del moltiplicatore. In ingresso una sinusoide di ampiezza 1 V con frequenza 30 kHz e VCO con frequenza 145 kHz. I due picchi più alti da 47.265 mVrms sono le sinusoidi alla frequenza somma e differenza. Il picco centrale (FTH_VCO) da 17.528 mVrms e quello più a sinistra (FTH_IN) da 24.727 mVrms sono rispettivamente il feedthrough del segnale del VCO e del segnale d'ingresso.

Moltiplicatore analogico



Misura del feedthrough effettivo:

Sono stati usati due generatori di funzioni per fornire:

Segnale «VCO»: 210 mVrms @ 145 kHz

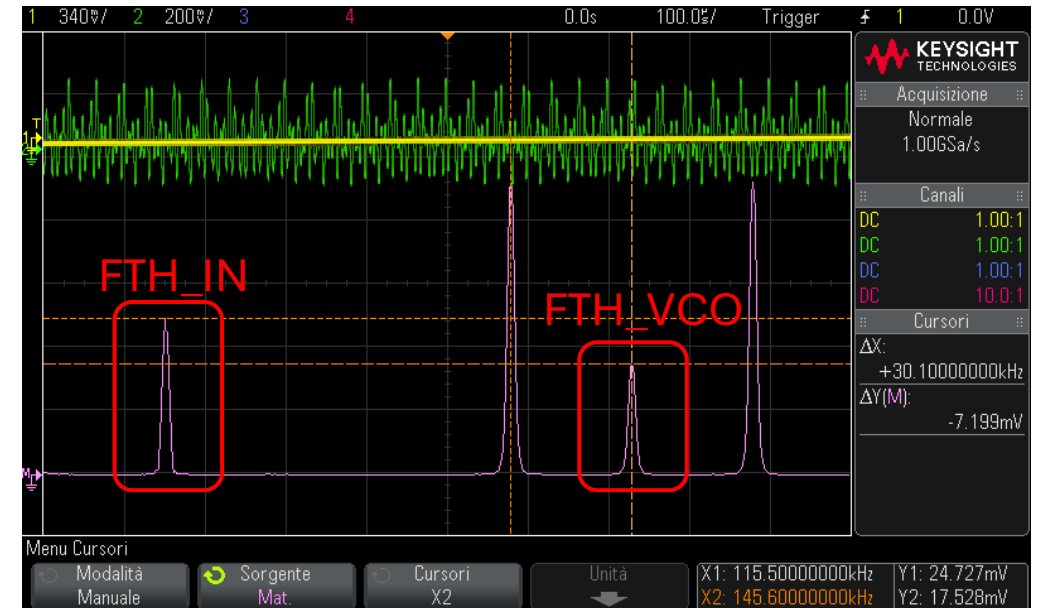
Segnale «IN»: 0.707 mVrms @ 30 kHz

Sono poi state misurate le componenti di feedthrough

$$FTH_{VCO} = 20 \log \left(\frac{17.5 \text{ mVrms}}{210 \text{ mVrms}} \right) \cong -21 \text{ dB}$$

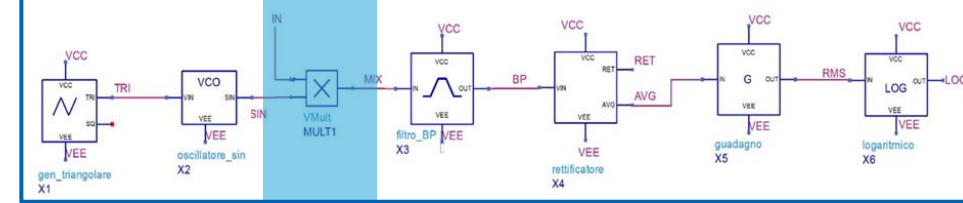
$$FTH_{IN} = 20 \log \left(\frac{24.7 \text{ mVrms}}{0.707 \text{ mVrms}} \right) \cong -30 \text{ dB}$$

Ottenendo circa +30 dB rispetto al datasheet, la causa è probabilmente l'accoppiamento capacitivo su breadboard.



FFT dell'uscita del moltiplicatore. In ingresso una sinusoide di ampiezza 1 V con frequenza 30 kHz e VCO con frequenza 145 kHz. I due picchi più alti da 47.265 mVrms sono le sinusoidi alla frequenza somma e differenza. Il picco centrale (FTH_VCO) da 17.528 mVrms e quello più a sinistra (FTH_IN) da 24.727 mVrms sono rispettivamente il feedthrough del segnale del VCO e del segnale d'ingresso.

Moltiplicatore analogico

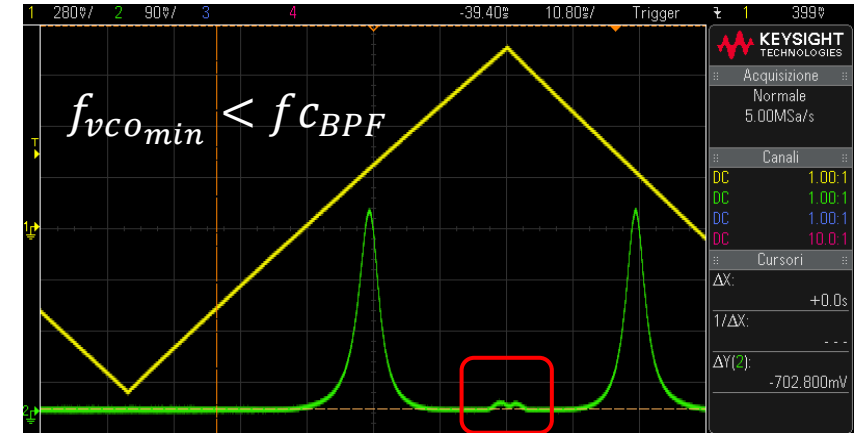


Effetti del feedthrough sulla visualizzazione:

- feedthrough del VCO visibile quando è alla frequenza minima. Scompare scegliendo

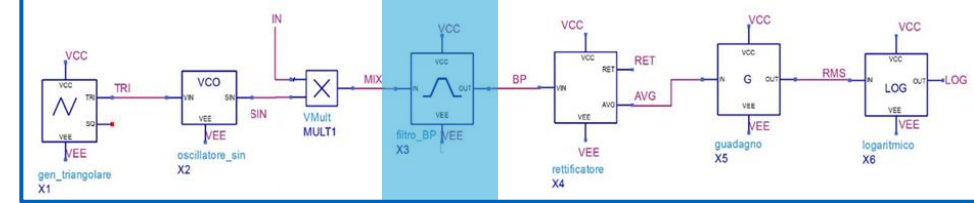
$$f_{VCO_{min}} > f_{C_{BPF}} \rightarrow f_{VCO_{min}} = 100 \text{ kHz}$$

- feedthrough del segnale in ingresso se la sua frequenza è maggiore di $f_{C_{BPF}}$ o in banda del filtro:
 - $f_{IN} = f_{C_{BPF}}$: feedthrough presente in banda indipendentemente da f_{VCO} , alza l'offset (sperimentalmente per $f_{IN} > 90 \text{ kHz}$).
 - $f_{IN} \cong f_{VCO} - f_{IN}$: La visualizzazione oscilla a causa dei battimenti



Nelle due immagini è raffigurato l'effetto del feedthrough del moltiplicatore sul segnale in uscita dal convertitore AC-RMS. In giallo è mostrata l'onda triangolare. In alto, in verde, si vede la presenza del segnale dell'oscillatore locale quando la sua frequenza minima (valore massimo di V_{tri}) è nel campo del filtro passa banda. Nell'immagine in basso, è mostrato l'effetto del feedthrough dell'ingresso con f_{in} pari a 94 kHz.

Filtro passa banda



Design del filtro con Analog Filter Wizard

- Frequenza centrale: 100kHz definita dalla frequenza massima del segnale da analizzare
- Guadagno: $2 \frac{V}{V}$ per semplificare il termine $\frac{1}{2}$ introdotto dalla moltiplicazione
- Banda passante (-3 dB): 5kHz definita dalla risoluzione spettrale

Si privilegia una risposta veloce per introdurre meno ritardo nella catena di misura

Passband
Gain: <input type="text" value="2"/> <input type="text" value="V/V"/>
<input type="text" value="-3"/> dB <input type="text" value="5k"/> Hz

Stopband
<input type="text" value="-40"/> dB <input type="text" value="65k"/> Hz

Center Frequency
<input type="text" value="100k"/> Hz

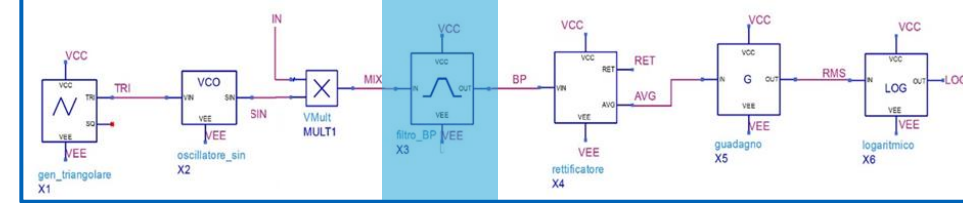
Filter Response
<input type="range" value="Fastest Settling"/>
Fewest Stages Fastest Settling
<i>4th order Bessel (2 stages)</i>

Interfaccia di progettazione del filtro passa banda nel software Analog Filter Wizard.

Filtro passa banda



Analog Filter Wizard



Stages

A **B**

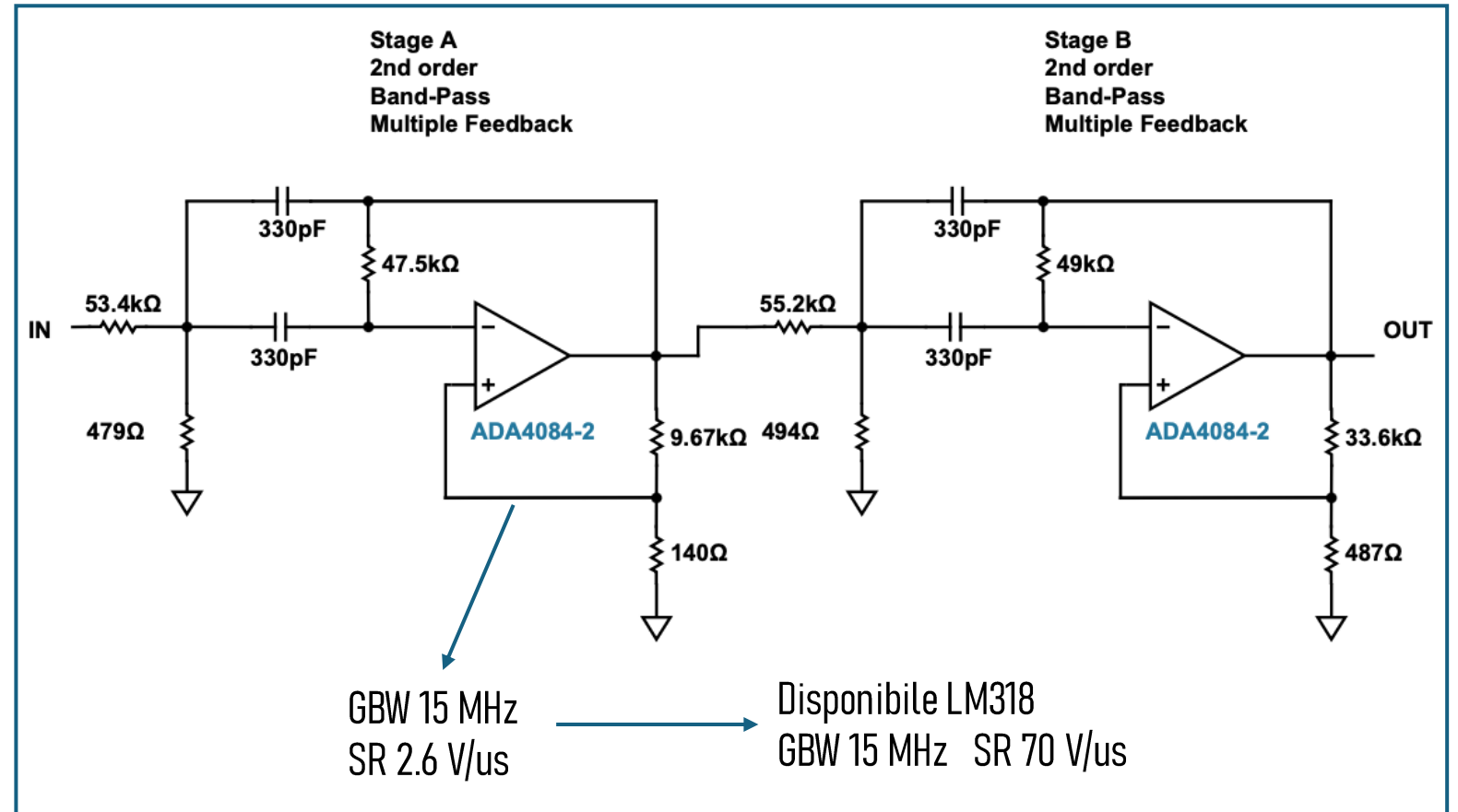
RC Sizing

Q Resistors

Op Amp: **ADA4084-2 ...**

Implementation **Multiple Feedback**

Tuning dei parametri per avvicinarsi ai valori disponibili in laboratorio



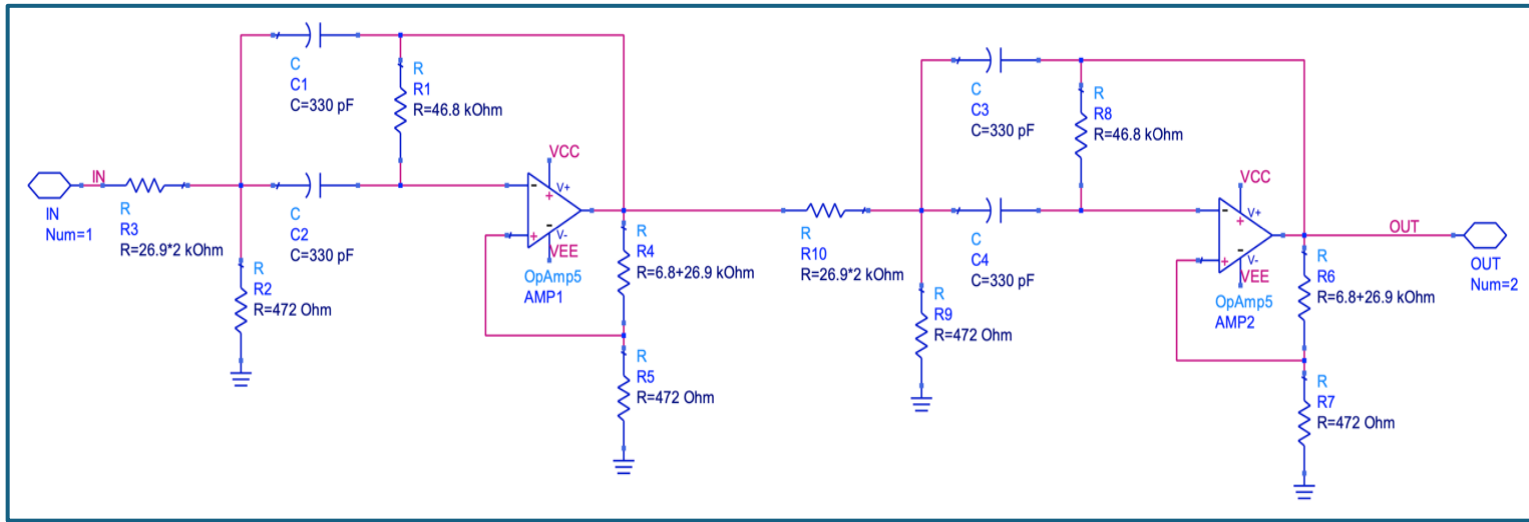
Interfaccia di progettazione del filtro passa banda nel software Analog Filter Wizard.

Schema circuitale proposto dal software per il filtro passabanda. I dispositivi proposti sono stati sostituiti con quelli disponibili in laboratorio.

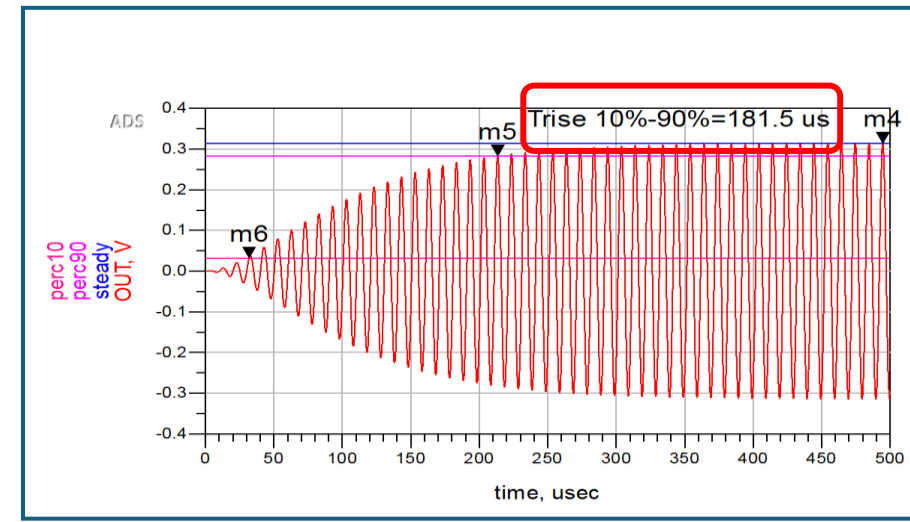
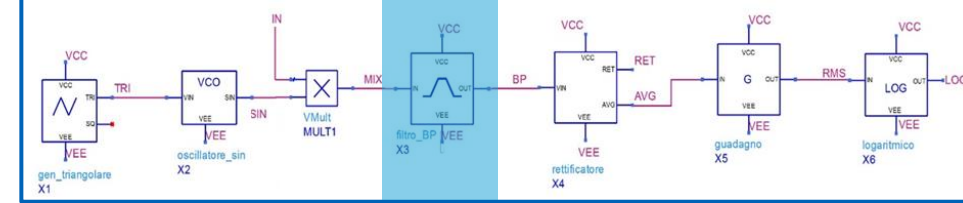
Filtro passa banda

Simulazione con ADS Keysight:

Realizzazione della topologia con i modelli dei dispositivi disponibili in laboratorio. utilizzati gli amplificatori operazionali LM318

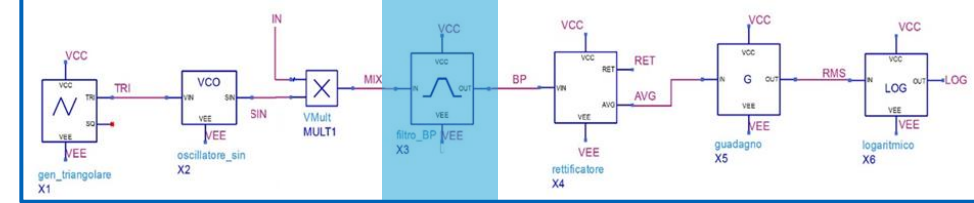


Schema circuitale utilizzato per le simulazioni in ADS Keysight.



Tempo di salita del filtro passabanda simulato.

Filtro passa banda



Misura della risposta in frequenza:

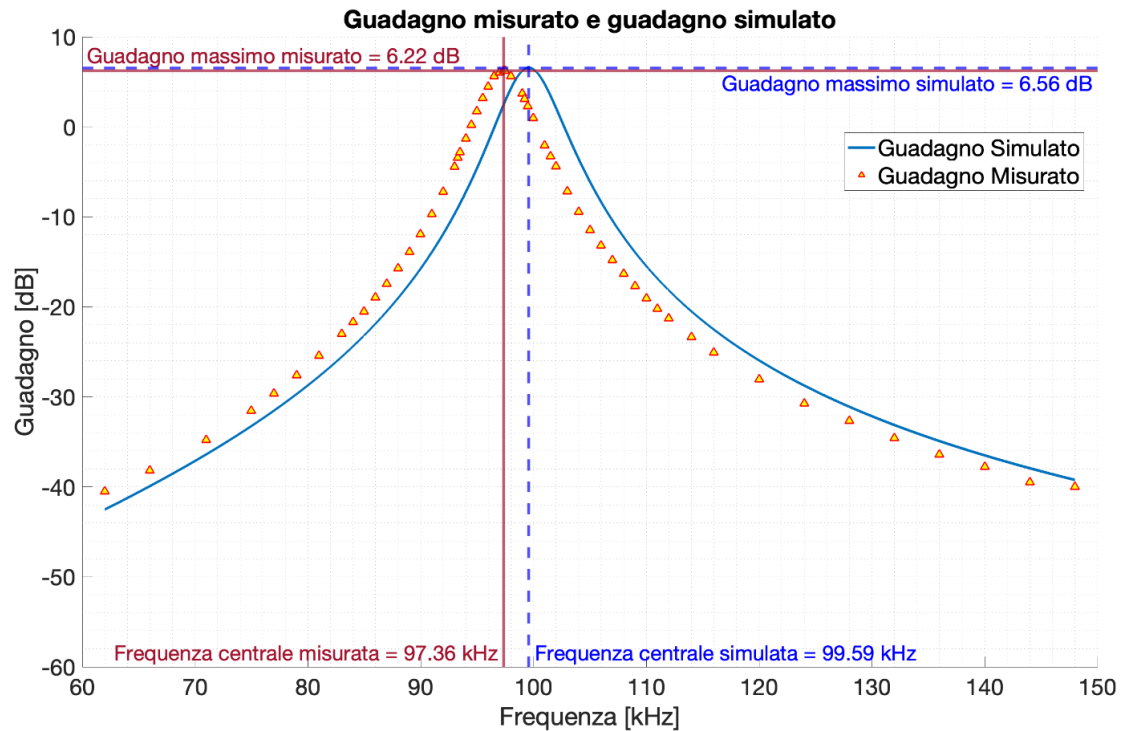


Diagramma di Bode del guadagno misurato (triangoli) e simulato (blu) del filtro passabanda.

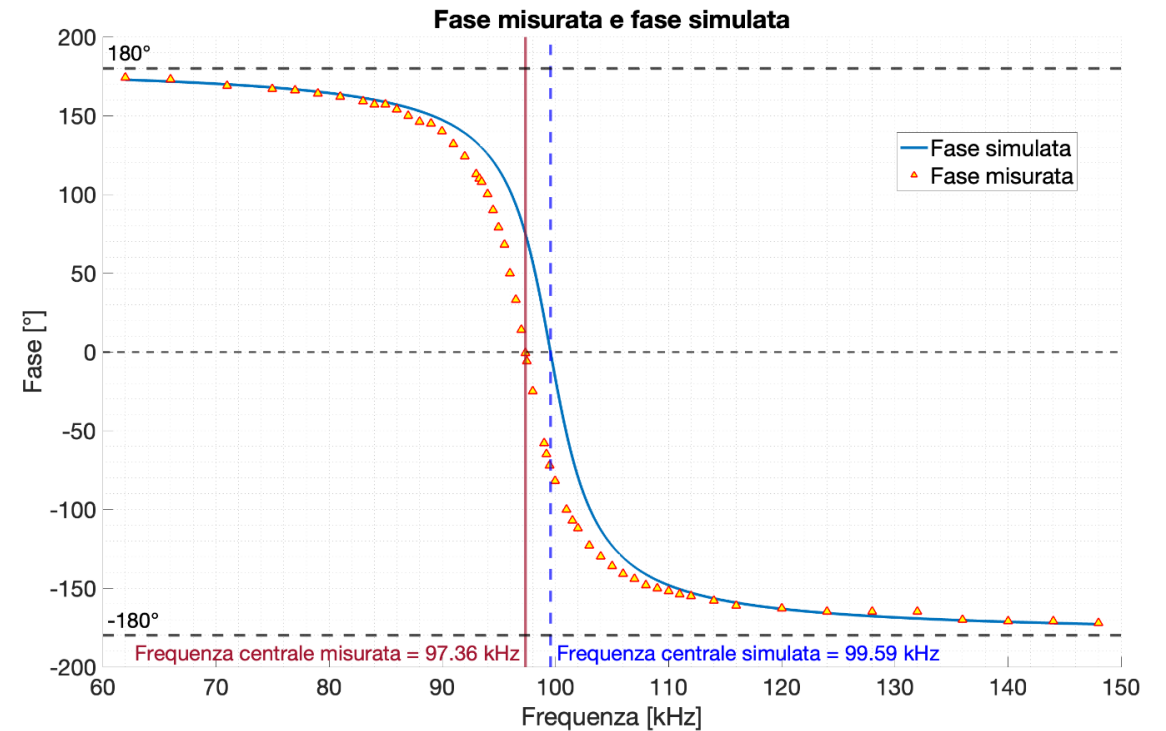
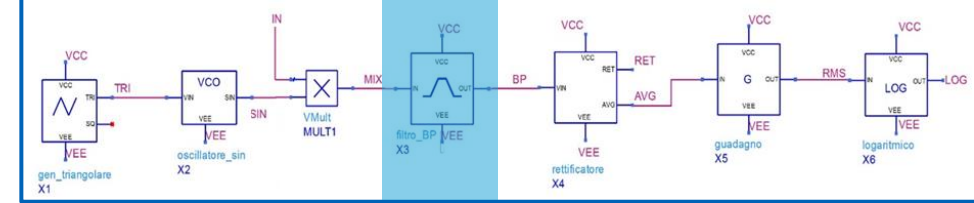


Diagramma della fase misurata (triangoli) e simulata (blu) del filtro passabanda.

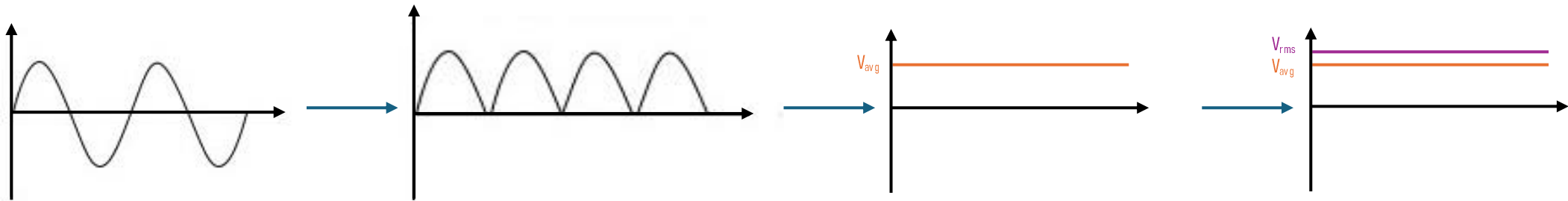
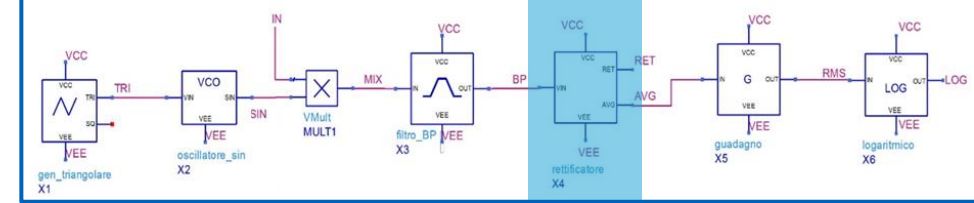
Filtro passa banda



	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 dei valori ottenuti per i parametri di interesse nei casi del filtro passabanda ideale, simulato e reale.

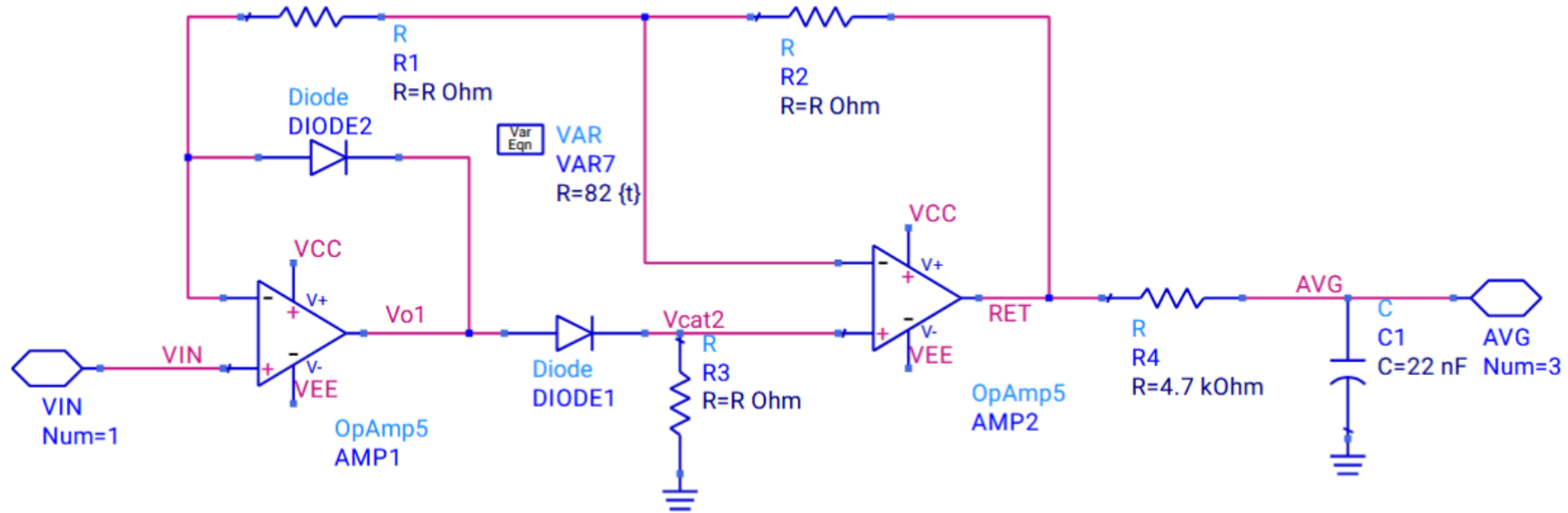
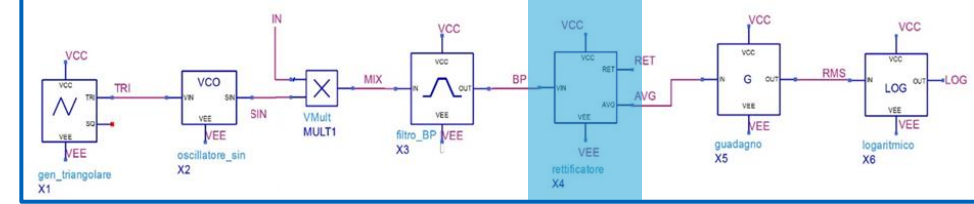
Convertitore AC-RMS



Schema a blocchi e principio di funzionamento del convertitore AC-RMS.

Convertitore AC-RMS

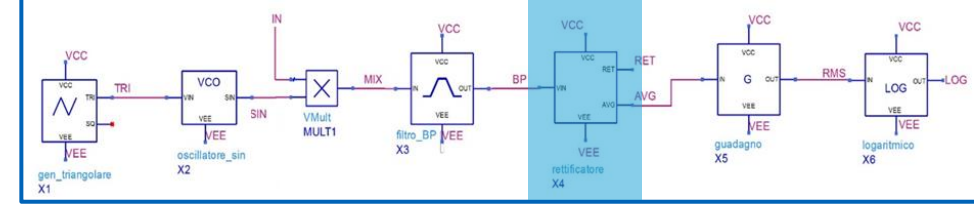
Rettificatore ad onda intera



Schema circuitale utilizzato per simulare il rettificatore in ADS Keysight.

Convertitore AC-RMS

Rettificatore ad onda intera



Dimensionamento:

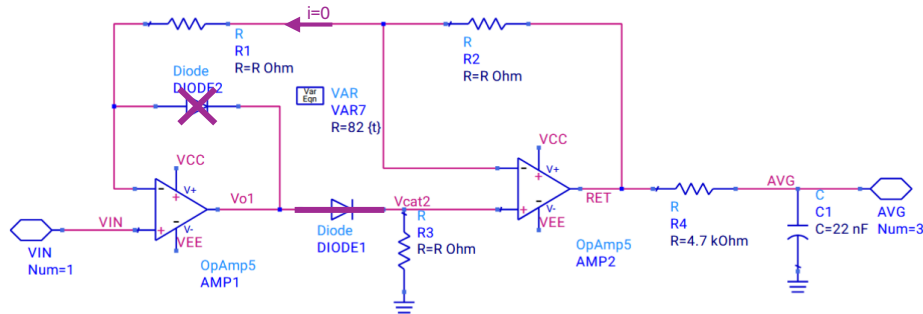
Per il dimensionamento è necessario analizzare i casi in cui $V_{in} > 0V$ e $V_{in} < 0V$

$$V_{in} > 0V$$

$$\frac{RET}{VIN} = 1$$

$$I_{DIODE1} = \frac{V_{IN}}{R_3} \longrightarrow R_3 \text{ fondamentale per la polarizzazione}$$

Scegliendo $I_{DIODE1} = 60mA$, risulta $R_3 = 83.33 \Omega$



$$V_{in} < 0V$$

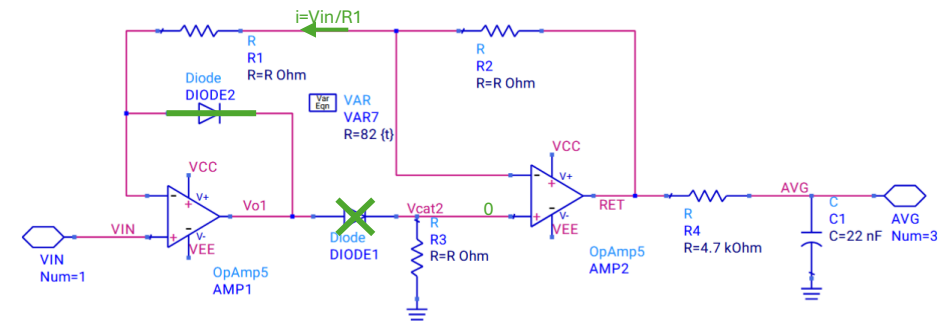
$$\frac{RET}{VIN} = -\frac{R_2}{R_1}$$

Per avere guadagno unitario è necessario che $R_1 = R_2$

La tolleranza dei resistori rende necessario l'utilizzo di un trimmer

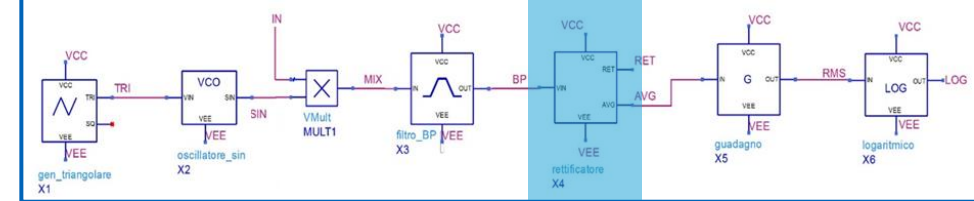
Per avere correnti simili nei diodi è stato scelto

$$R_1 = R_2 = R_3 = 83.33 \Omega$$



Convertitore AC-RMS

Rettificatore ad onda intera



Scelta dei diodi:

Sono stati confrontati i seguenti modelli di diodi disponibili

- 1N4148 : diodo a giunzione
- BAT85 : diodo Schottky

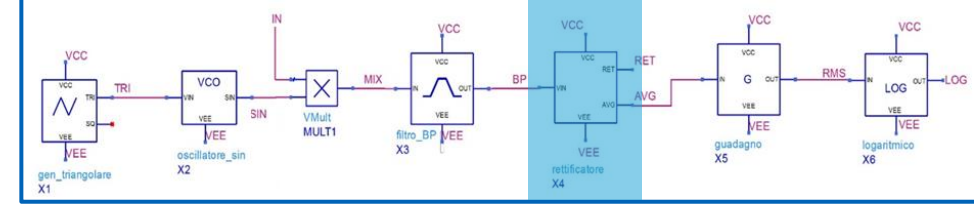
Un parametro importante da valutare: Reverse Recovery Time, che per entrambi i dispositivi è pari a 4ns

Il diodo 1N4148 è ottimizzato per lavorare ad alte frequenze, quindi ci si aspetta che le prestazioni siano comparabili al BAT85

Dato anche il prezzo più basso del 1N4148 (0,095€/pz) rispetto al BAT85 (0,171€/pz), è stato scelto di proseguire con il primo

Convertitore AC-RMS

Rettificatore ad onda intera

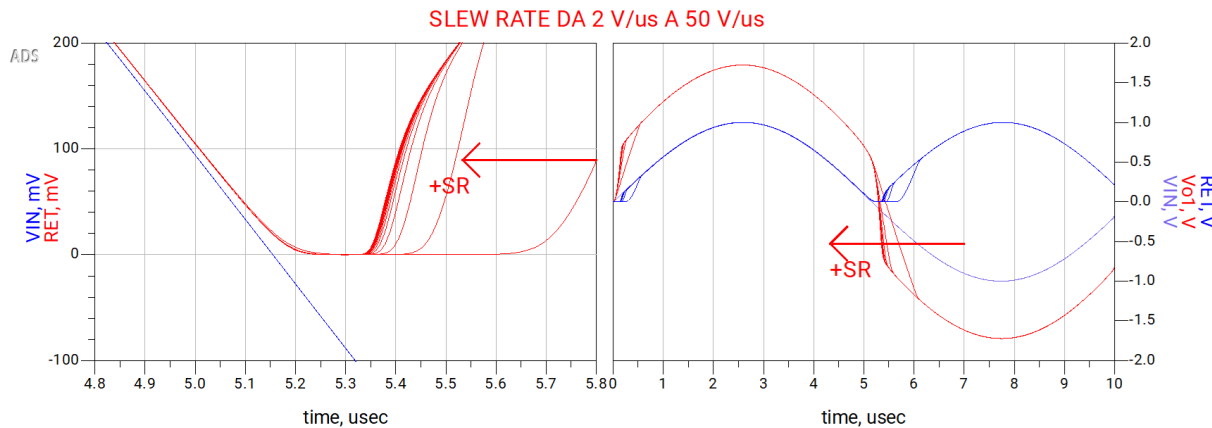


Scelta degli amplificatori operazionali:

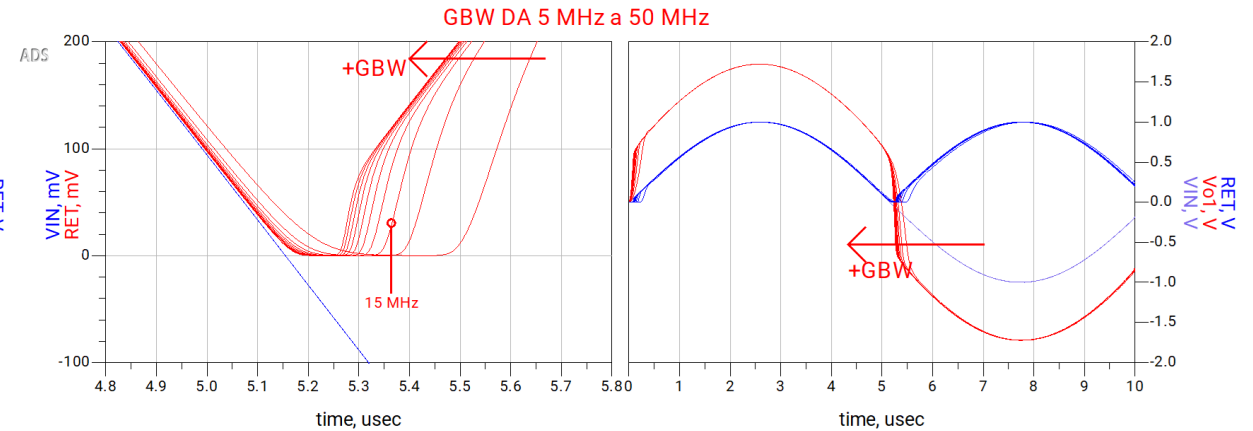
Per la valutazione delle prestazioni dinamiche necessarie occorre considerare:

L'uscita di AMP1 durante le transizioni deve fare un salto pari a 2 volte la tensione di soglia dei diodi, idealmente necessita di slew rate infinito.

Allo stesso modo anche il prodotto guadagno banda per riprodurre fedelmente i punti di angolo.



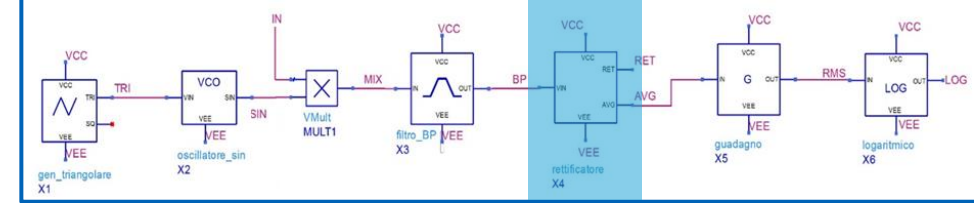
Simulazione dell'effetto di diversi slew rate, GBW pari a 15 MHz per tutte le simulazioni.



Simulazione dell'effetto di diversi GBW, Slew Rate pari a 50 V/us per tutte le simulazioni.

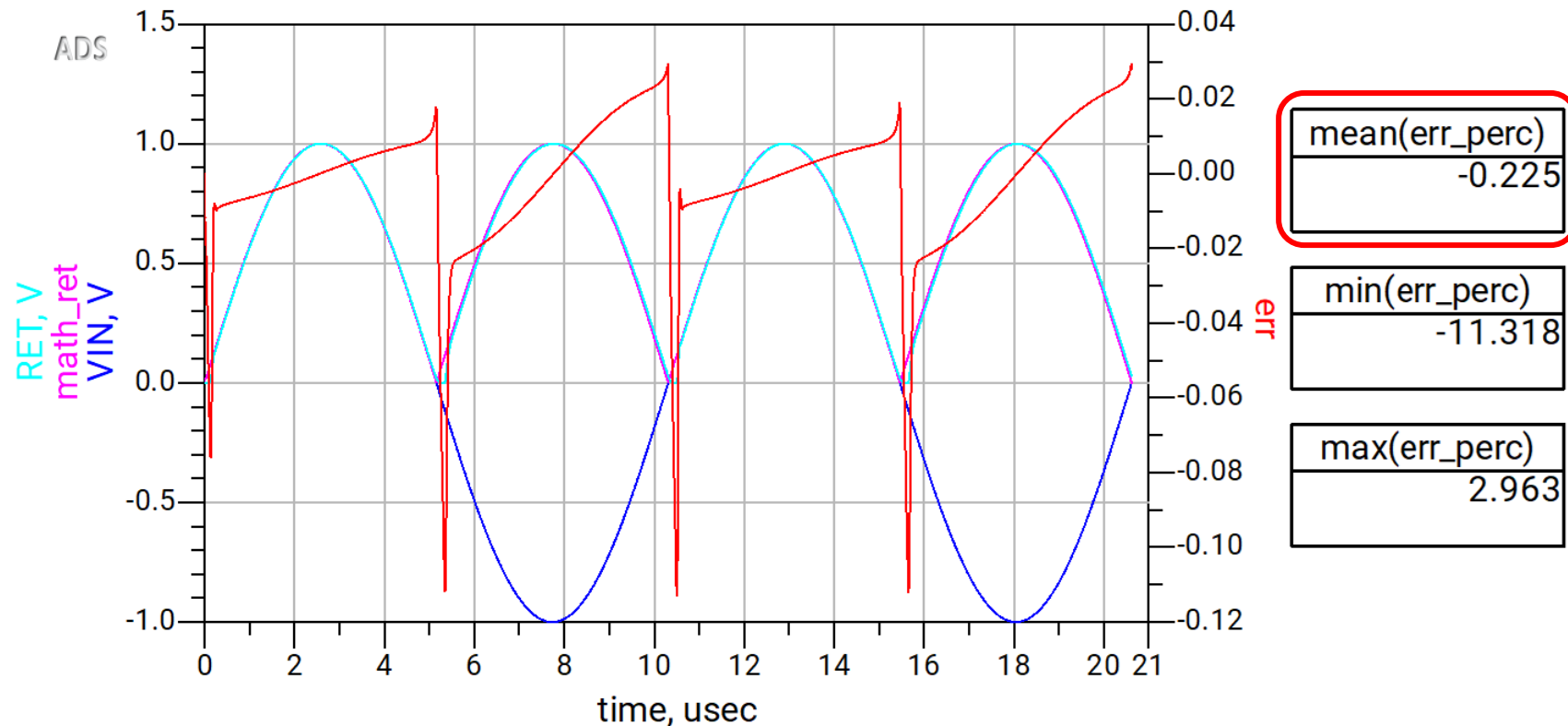
Convertitore AC-RMS

Rettificatore ad onda intera



Simulazione in ADS Keysight:

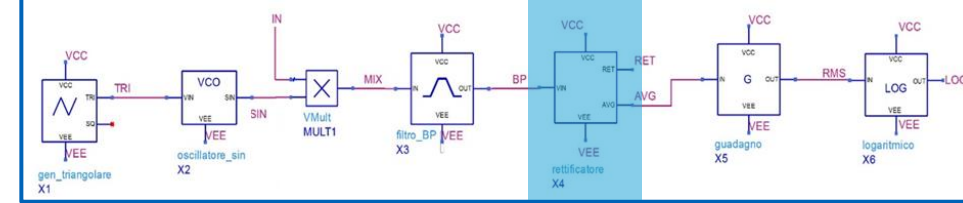
È stato simulato l'errore che introdurrebbero gli amplificatori LM318 (SR 50 V/us e GBW 15 MHz) già disponibili e utilizzati per il filtro passa banda, ottenendo una sottostima dello 0.225% del valore medio rispetto alla rettificazione matematica.



Simulazione con il modello dell' LM318, utilizzato un ingresso sinusoidale di ampiezza 1 V e frequenza 100 kHz

Convertitore AC-RMS

Rettificatore ad onda intera



Misura della caratteristica ingresso-uscita:

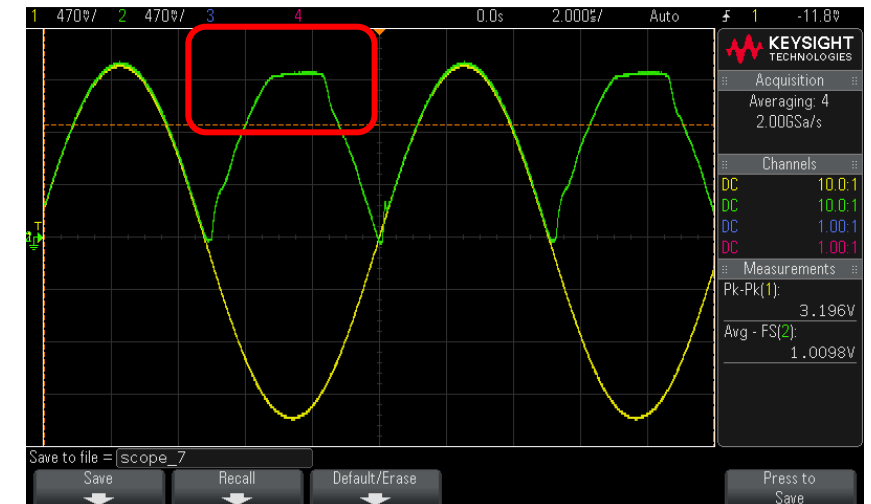
Dalla misura della caratteristica ingresso-uscita si vede come il rettificatore saturi a 1.8 V per ingressi positivi e a 1.47 V per ingressi negativi.

La causa è stata attribuita all' Output Voltage Swing degli LM318, riportato nel datasheet a 3 V in meno rispetto all'alimentazione.

NB: l'uscita di AMP1 rispetto all'ingresso è più alta di un valore pari alla soglia dei diodi.



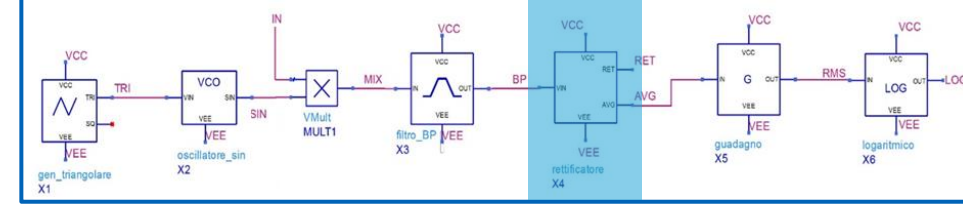
Caratteristica ingresso-uscita.



Uscita del rettificatore, effetto della saturazione su un segnale sinusoidale a 100 kHz.

Convertitore AC-RMS

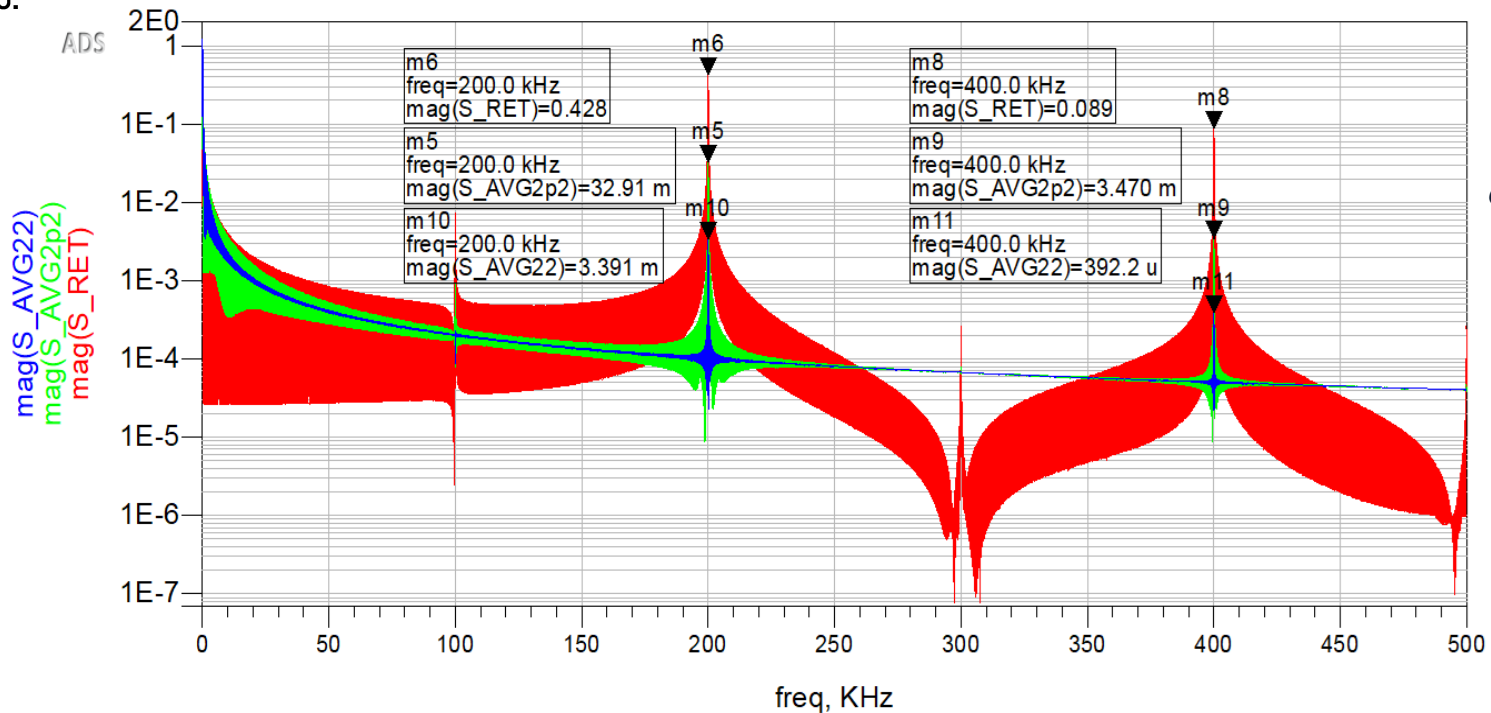
Filtro passa basso



Il segnale sinusoidale rettificato possiede una componente continua pari a $V_{DC} = \frac{2V_P}{\pi}$ e varie componenti AC a frequenza $2n \cdot f_{in}$ che si desidera rimuovere.

È stato scelto di utilizzare un filtro RC del primo ordine, la cui frequenza di taglio è definita da: $f_c = \frac{1}{2\pi RC}$

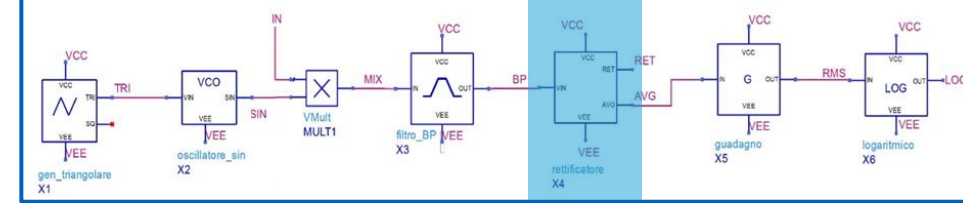
Si considera in ingresso al rettificatore un segnale sinusoidale a 100kHz e si confrontano due frequenze di taglio, rispettivamente a una e due decadi in meno.



Confronto in simulazione tra spettro del segnale rettificato (rosso), filtrato con $f_c=1.54$ kHz (blu) e con $f_c=15.4$ kHz (verde).

Convertitore AC-RMS

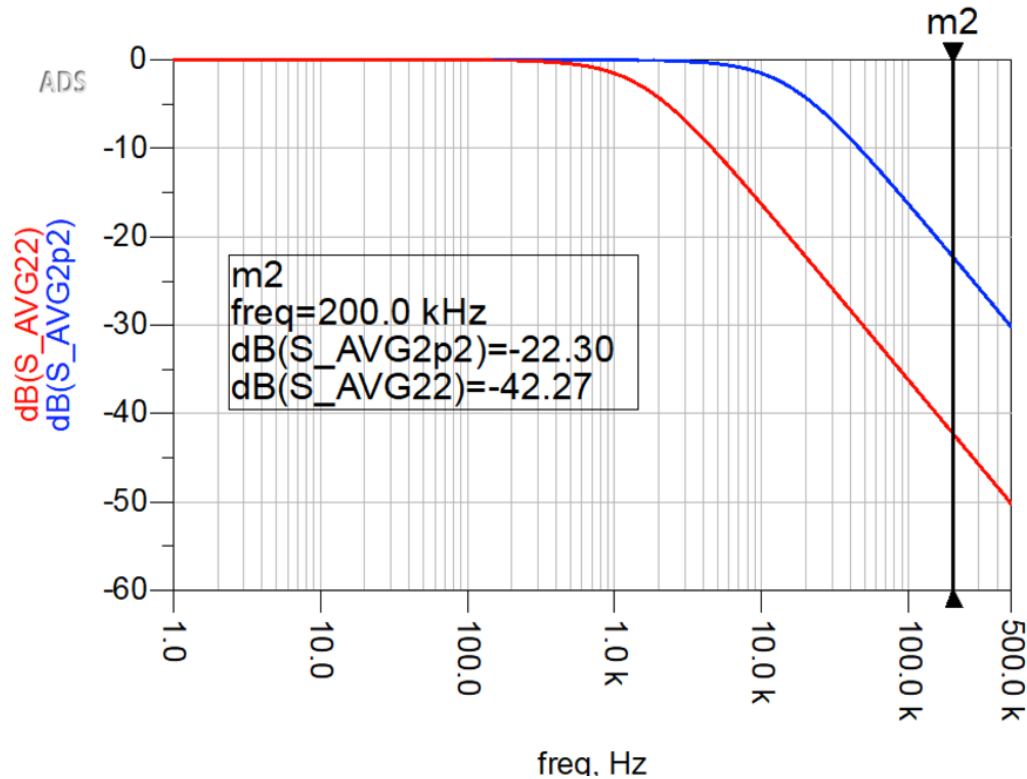
Filtro passa basso



Fissando $R = 4.7 \text{ k}\Omega$, si valutano le prestazioni di due filtri ottenuti con condensatori diversi:

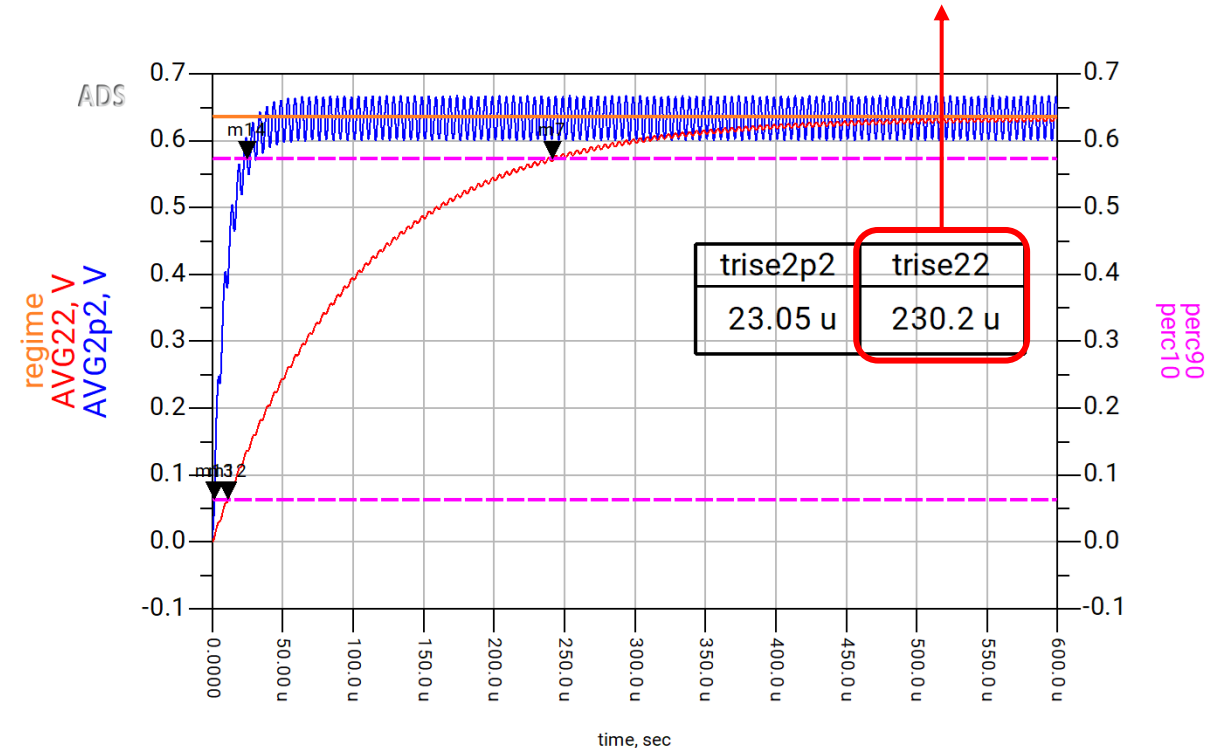
- $C_1 = 2.2 \text{ nF}$ per ottenere $f_{c_1} = 15.4 \text{ kHz}$ e $t_{r_1} = 22.85 \text{ us}$;
- $C_2 = 22 \text{ nF}$ per ottenere $f_{c_2} = 1.54 \text{ kHz}$ e $t_{r_2} = 227.48 \text{ us}$;

Dove t_{r_1} e t_{r_2} sono i tempi di salita del filtro.



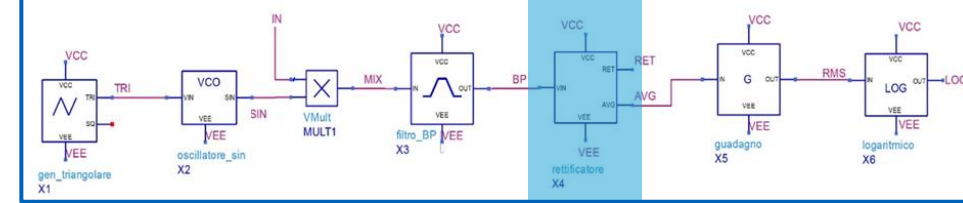
Attenuazione simulata dei due filtri alla frequenza della prima componente AC

Migliore attenuazione e tempo di salita confrontabile con quello del filtro passa banda (181 us)



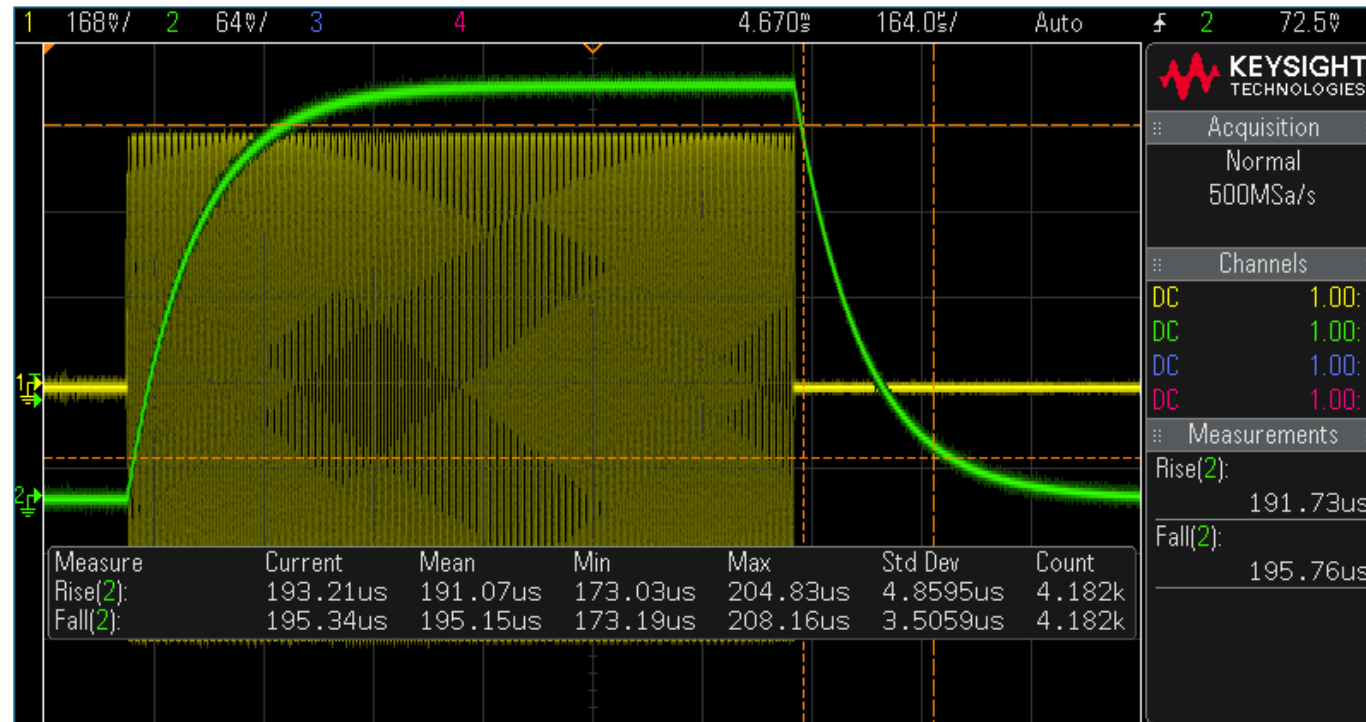
Simulazione di confronto delle uscite dei due filtri passabasso analizzati.

Convertitore AC-RMS



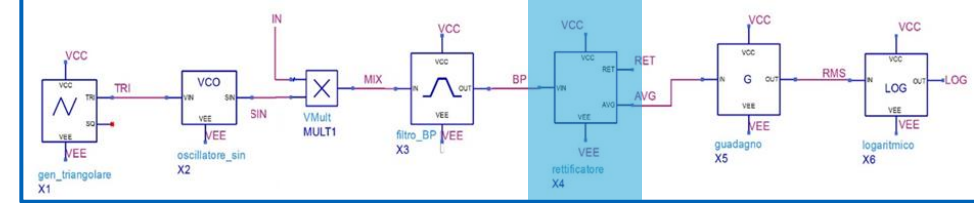
Misura del tempo di salita:

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.

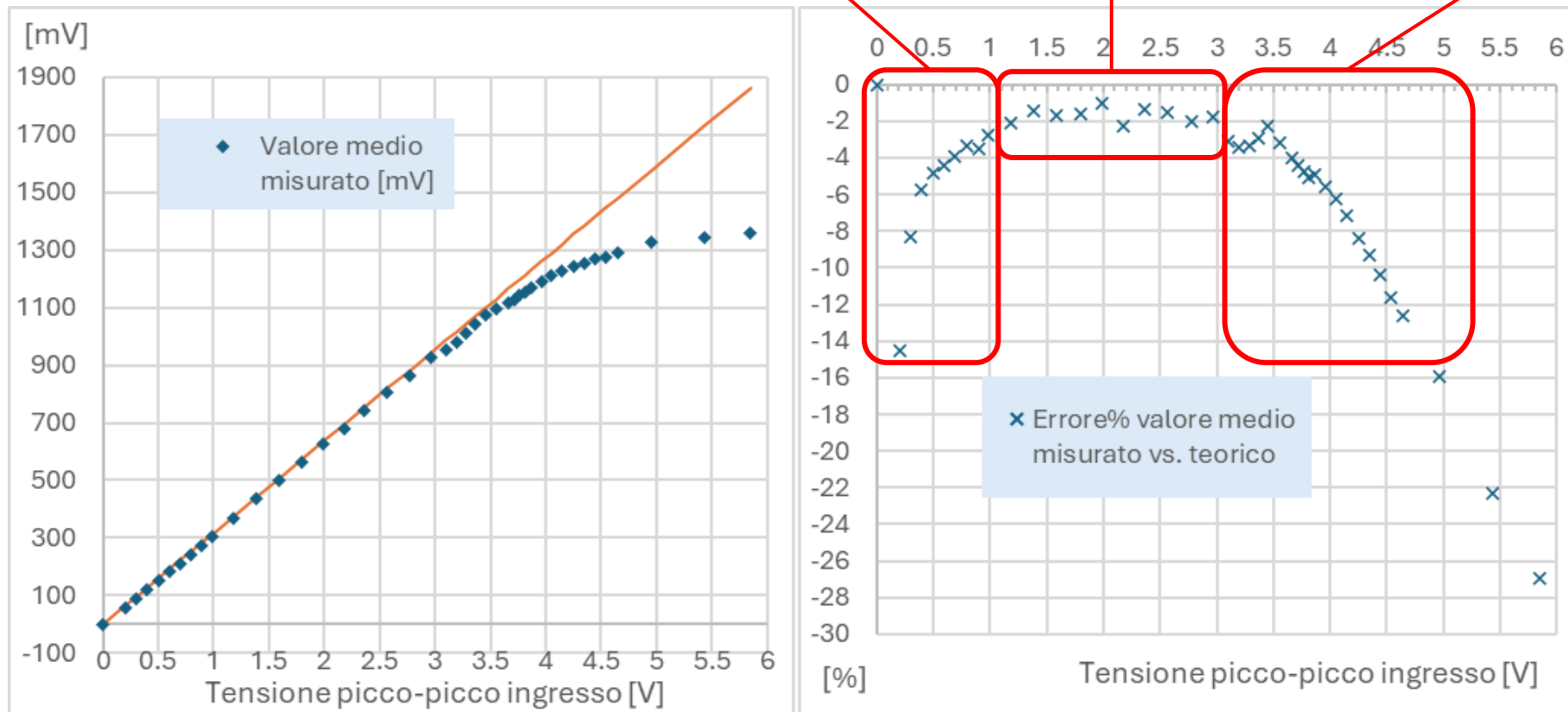


Misura del tempo di salita del circuito rettificatore+filtro realizzato.

Convertitore AC-RMS



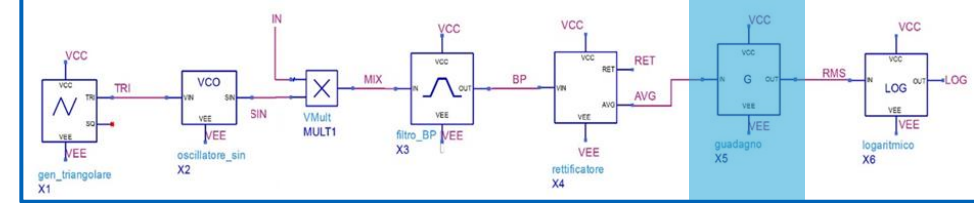
Caratterizzazione del convertitore:



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.

Convertitore AC-RMS

Blocco di guadagno

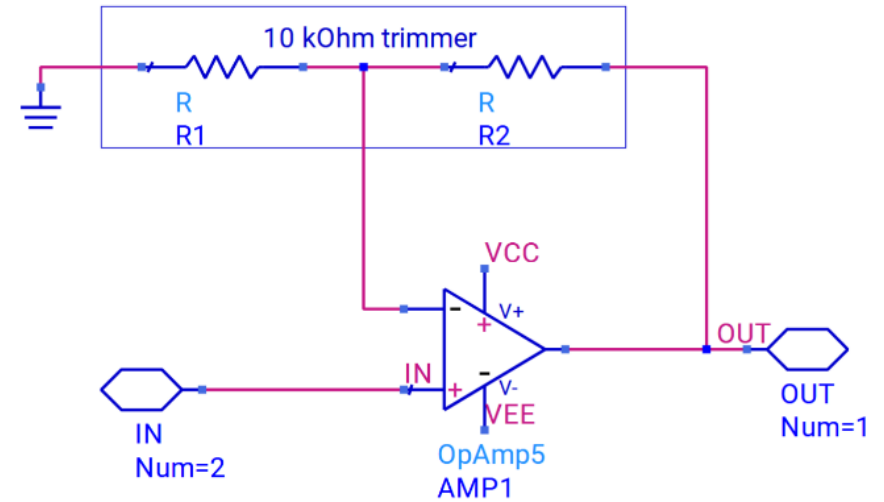


Per ottenerne il valore RMS dal valore medio della sinusoide rettificata è necessario moltiplicare per un fattore 1.11.

Il fattore di moltiplicazione deve in realtà compensare anche le alterazioni di ampiezza dovute ai blocchi precedenti:

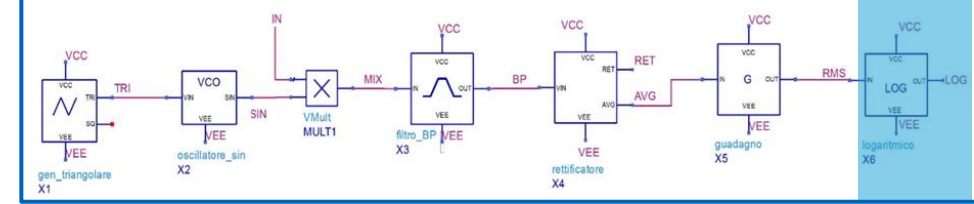
- ampiezza del segnale modulante;
- fattore di scala del moltiplicatore;
- guadagno del filtro passa banda e del rettificatore.

Per riassorbire questi effetti utilizziamo un amplificatore operazionale UA741 in configurazione non invertente, dove il guadagno è definito da un trimmer per facilitarne la calibrazione.



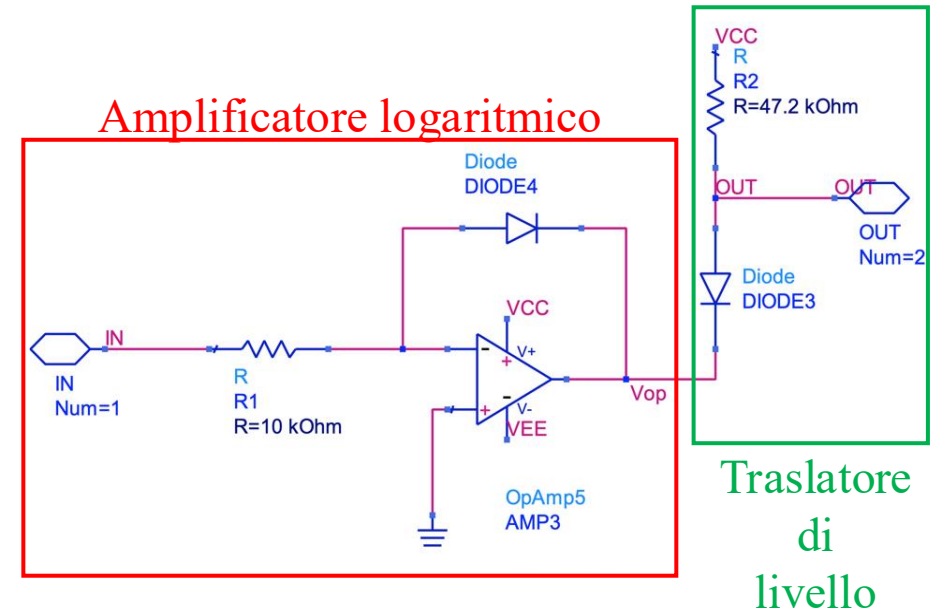
Circuito del blocco di guadagno.

Amplificatore logaritmico



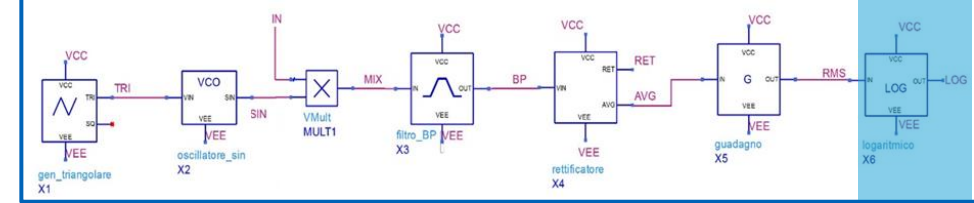
Per rappresentare una vasta dinamica di valori RMS, è utile una **conversione logaritmica**.

È stato scelto di utilizzare la topologia in figura, basata su UA741, con l'aggiunta di un **traslatore di livello** per una visualizzazione più comoda sull'oscilloscopio.



Schema circuitale dell'amplificatore logaritmico, seguito dal traslatore di livello.

Amplificatore logaritmico



Considerando la corrente nel diodo

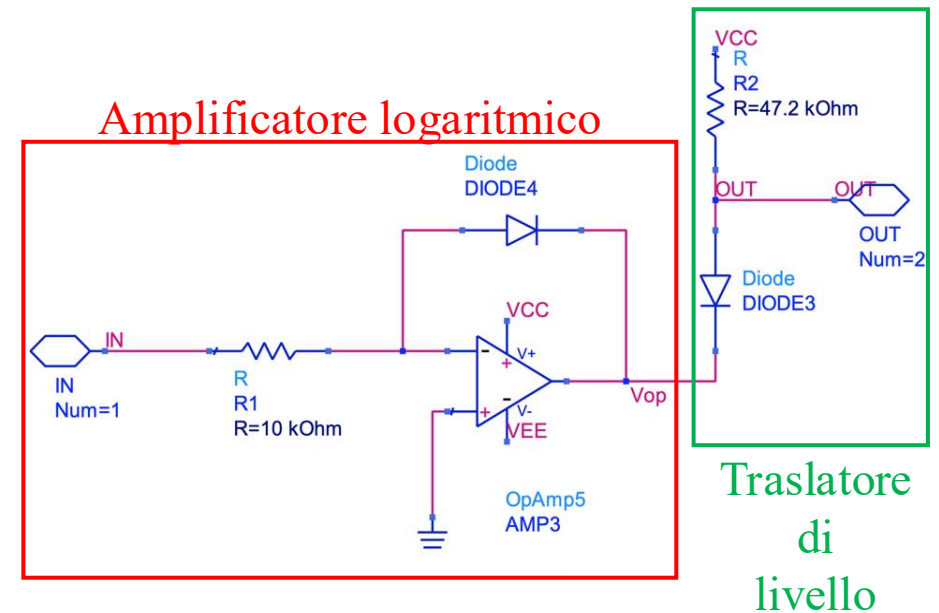
$$I_D = \frac{I_N}{R_1}$$

Si manipola la legge del diodo

$$I_D = I_S \left(e^{\frac{V_D}{V_T}} - 1 \right) \cong I_S e^{\frac{V_D}{V_T}}$$

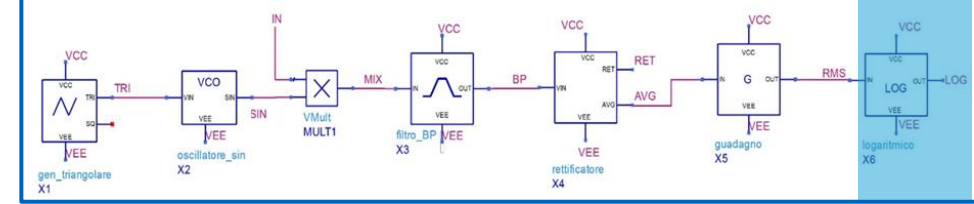
si ottiene

$$V_{op} \cong -V_T \ln \left(\frac{I_D}{I_S} \right) = -V_T \ln \left(\frac{I_N}{R_1 \cdot I_S} \right)$$



Schema circuitale dell'amplificatore logaritmico, seguito dal traslatore di livello.

Amplificatore logaritmico



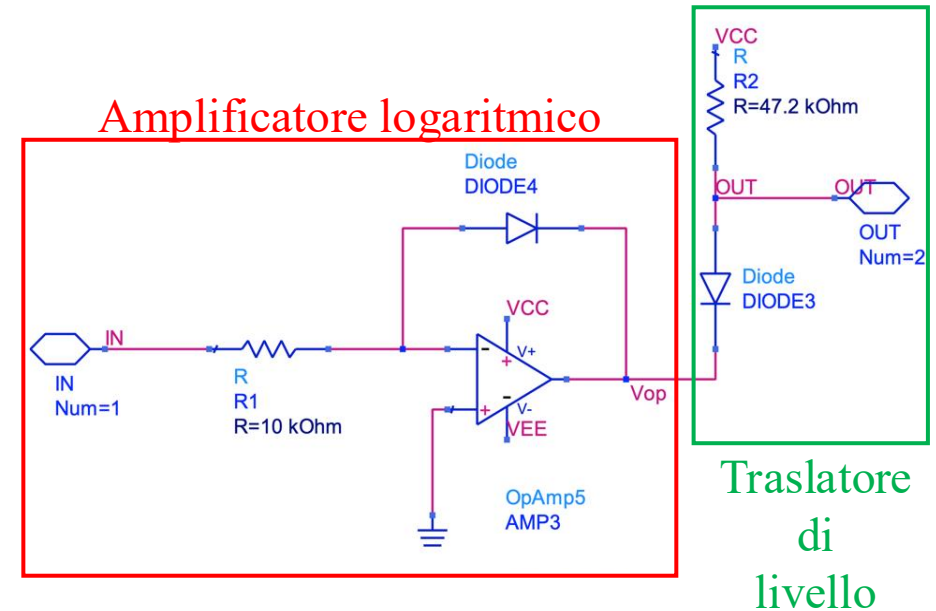
Dimensionamento:

Si considera il valore massimo che può arrivare in ingresso pari alla tensione di alimentazione (5 V).

La corrente che scorre in DIODE4 è definita da

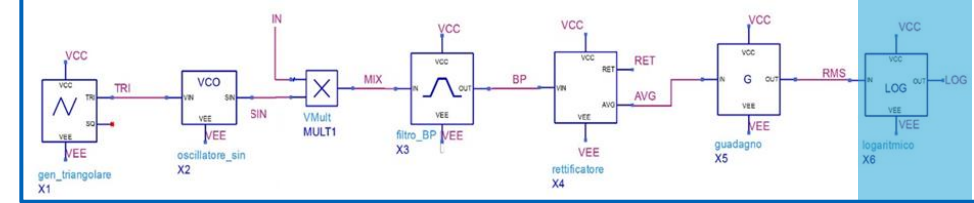
$$I_{\text{DIODE4}} = \frac{I_N}{R_1}$$

Scegliendo una corrente massima $I_{\text{DIODE4}} = 0.5 \text{ mA}$ si ottiene $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$.



Schema circuitale dell'amplificatore logaritmico, seguito dal traslatore di livello.

Amplificatore logaritmico



Influenza della temperatura su V_T :

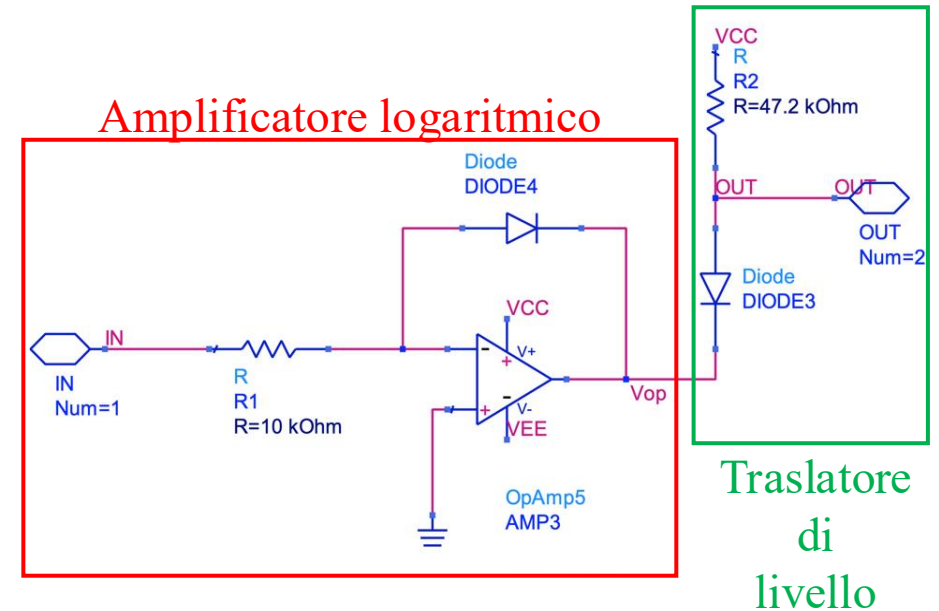
Lavorando a temperature comprese tra 20 °C e 30 °C, si può considerare che la variazione di V_T rispetto ai 25 °C sia

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

Corrispondenti a

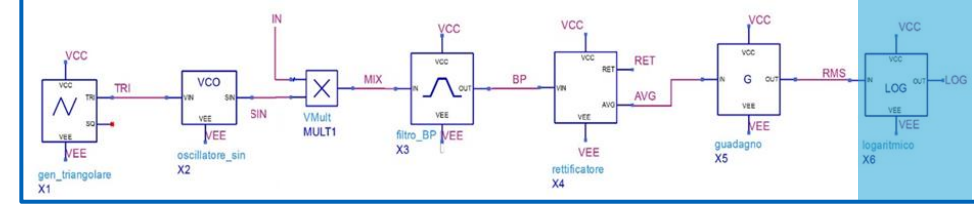
$$\frac{\Delta V_{T_{30^{\circ}\text{C}-25^{\circ}\text{C}}}}{V_{T_{25^{\circ}\text{C}}}} \cdot 100 = 1,67\%$$

È stato quindi scelto di proseguire senza compensazione in temperatura.



Schema circuitale dell'amplificatore logaritmico, seguito dal traslatore di livello.

Amplificatore logaritmico



Traslatore di livello:

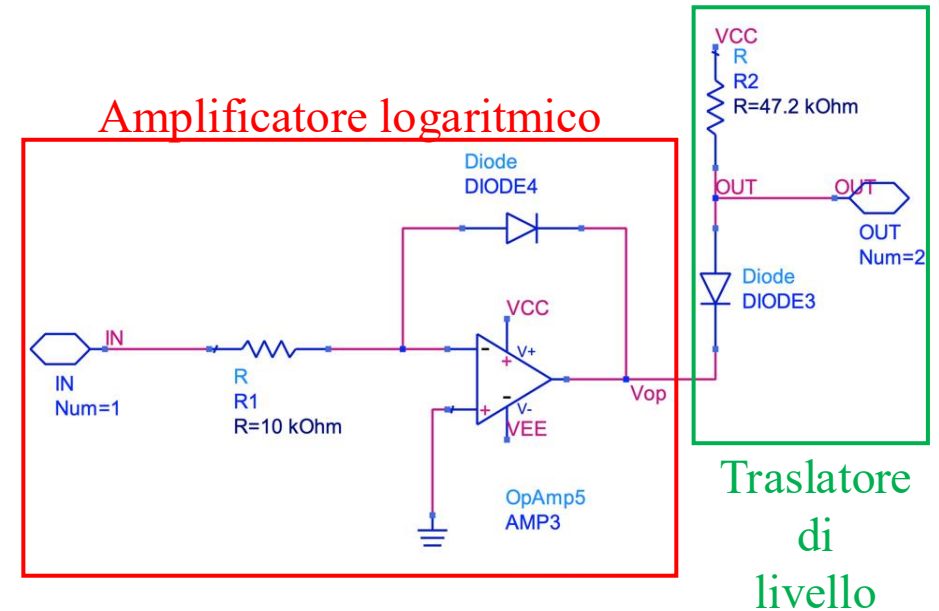
Partendo dalla formula dell'uscita dell'amplificatore logaritmico

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

e sfruttando le proprietà dei logaritmi si ottiene il valore dell'offset:

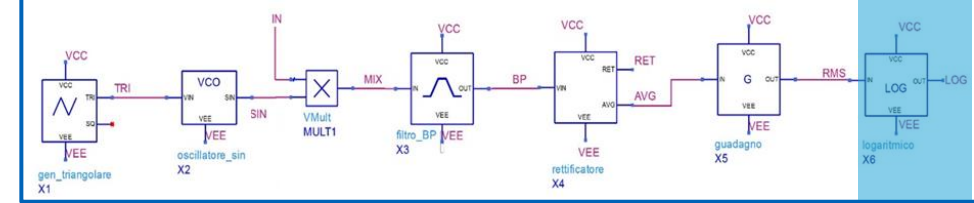
$$V_{op} \cong -V_T \ln(IN) - V_T \ln\left(\frac{1}{R1 \cdot I_S}\right)$$

Da compensare con il traslatore.



Schema circuitale dell'amplificatore logaritmico, seguito dal traslatore di livello.

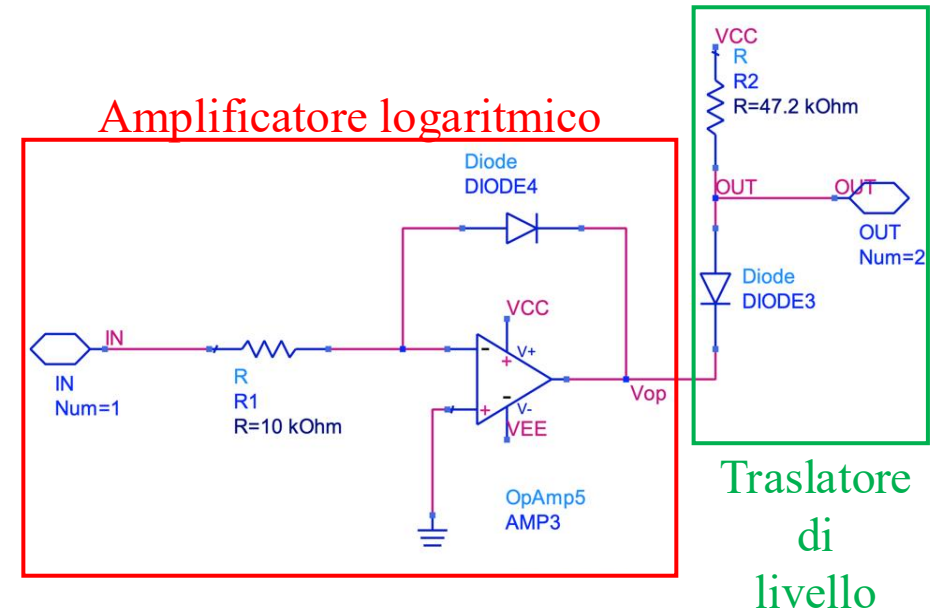
Amplificatore logaritmico



Traslatore di livello:

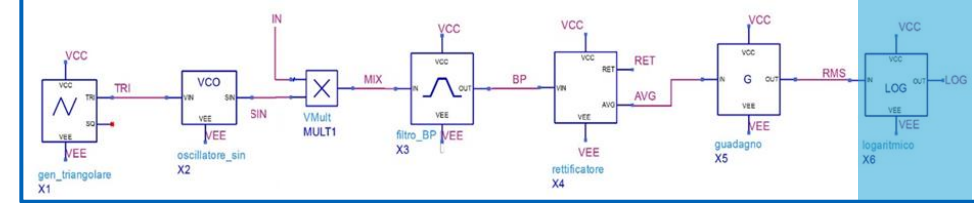
La caduta di tensione ai capi del diodo è determinata dalla sua polarizzazione, che dipende sia dal valore di $R2$ che dal valore di V_{op} .

Il valore di $R2$ è stato ottenuto sfruttando la funzione di tuning del simulatore ADS, modificandolo fino ad ottenere su DIODE3 la caduta di tensione desiderata su un ampio intervallo di V_{in} .



Schema circuitale dell'amplificatore logaritmico, seguito dal traslatore di livello.

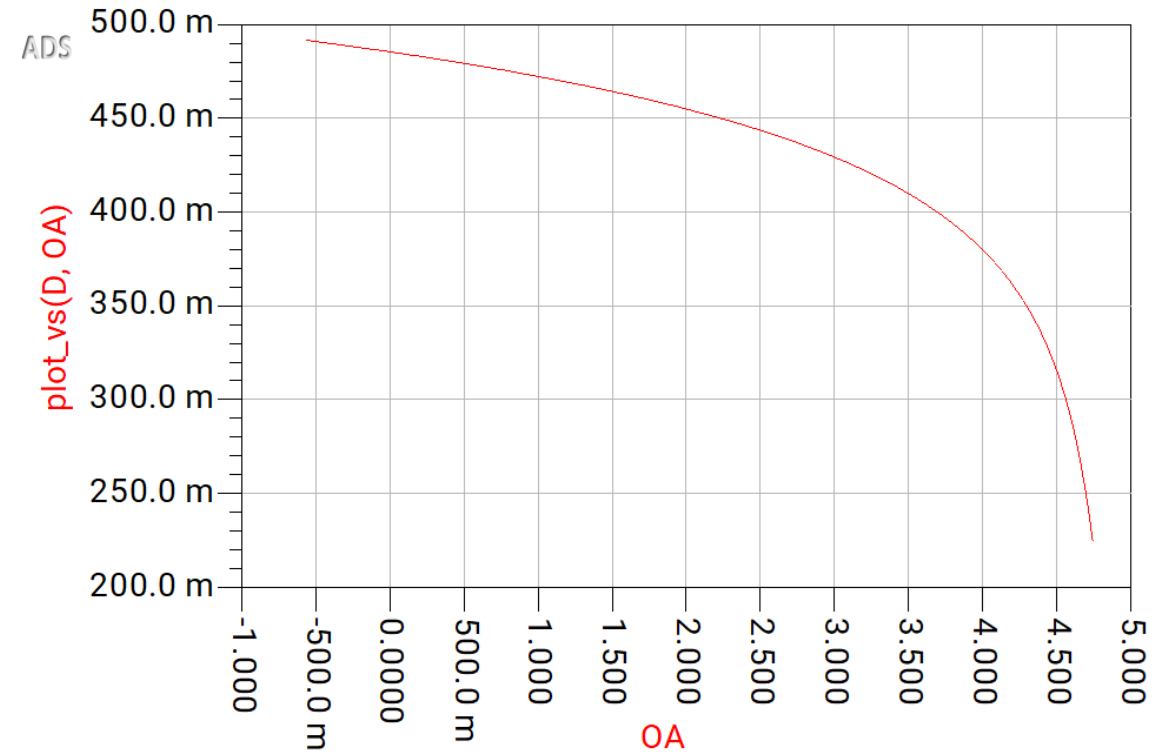
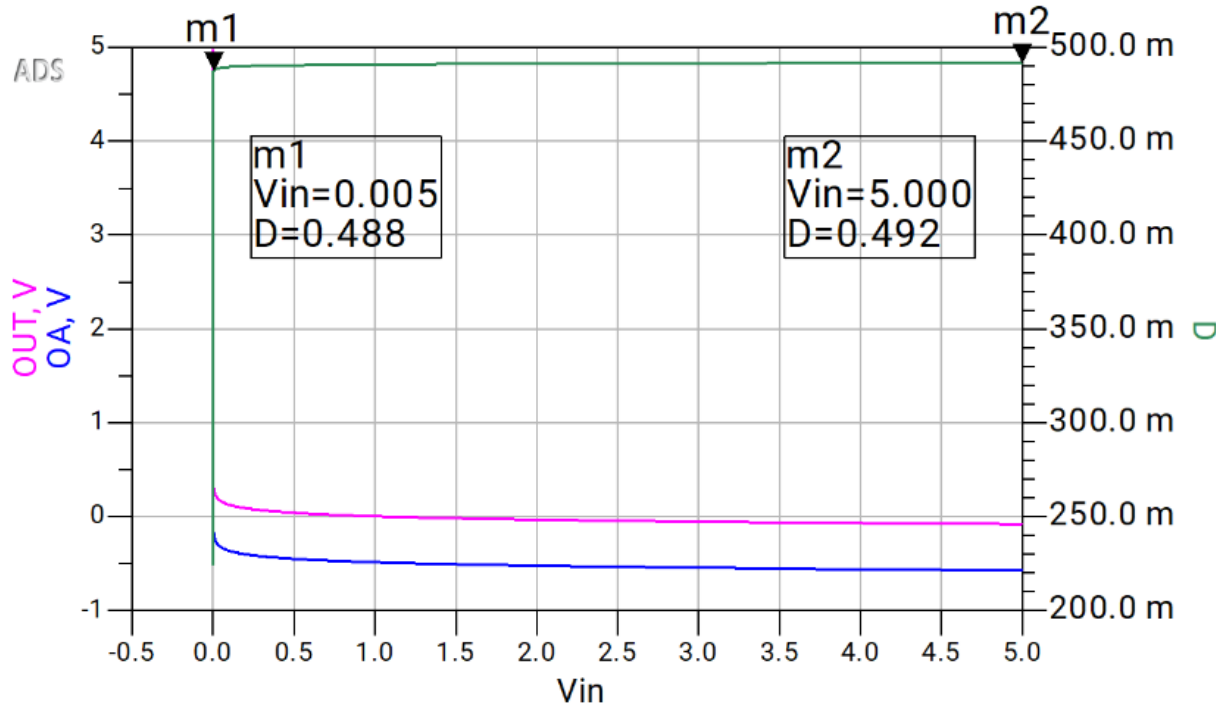
Amplificatore logaritmico



Simulazioni in ADS Keysight:

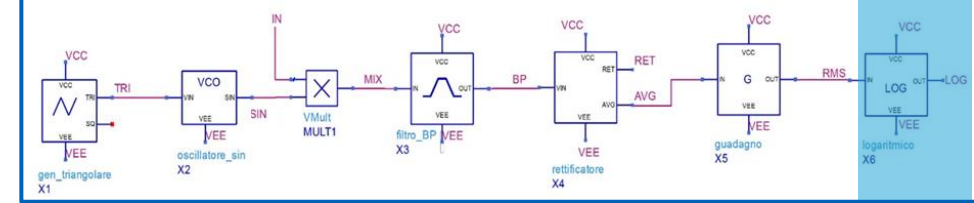
OA: uscita dell'OpAmp OUT: uscita traslata da DIODE3

D: valore della traslazione

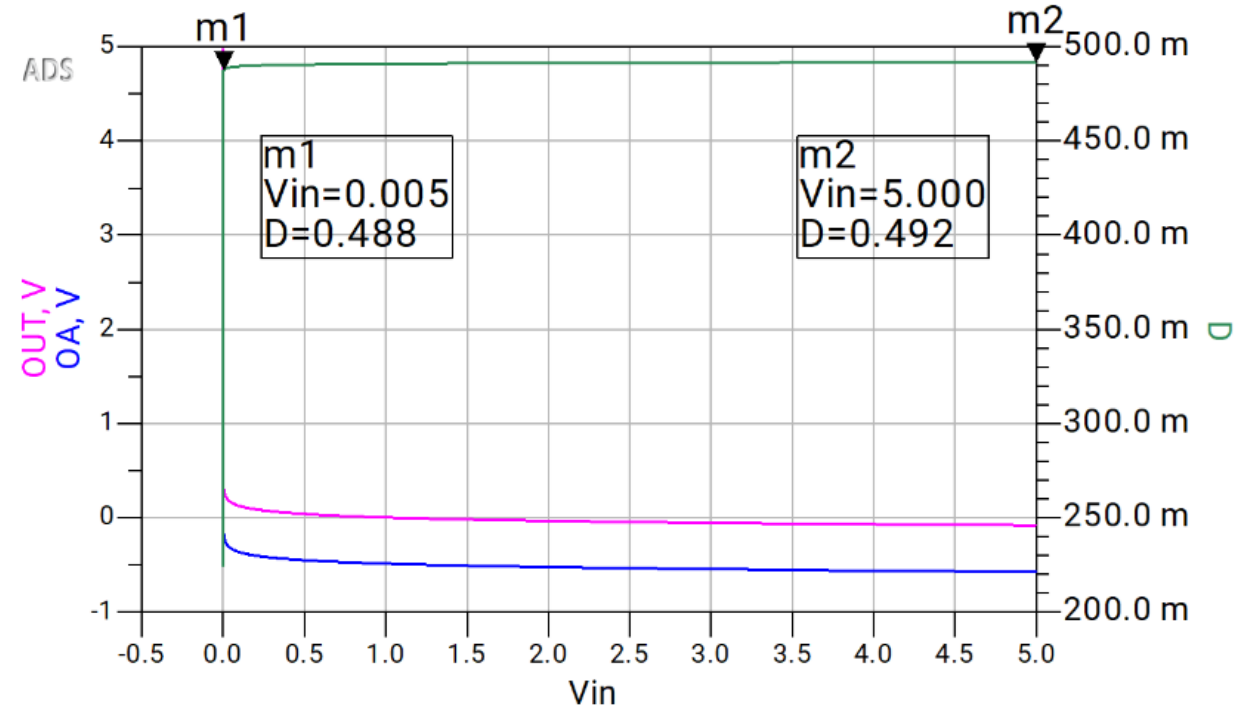
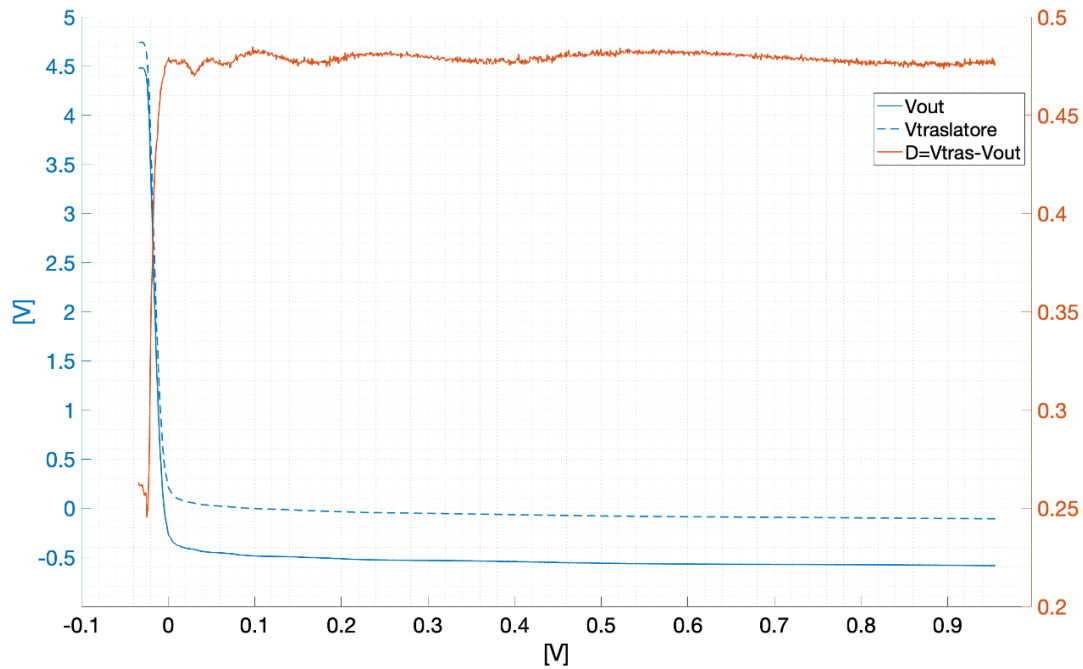


Simulazione del comportamento dell'amplificatore logaritmico con traslatore di livello. A sinistra la caratteristica ingresso uscita. A destra è evidenziata la variabilità di D rispetto a OA.

Amplificatore logaritmico



Caratteristica misurata:

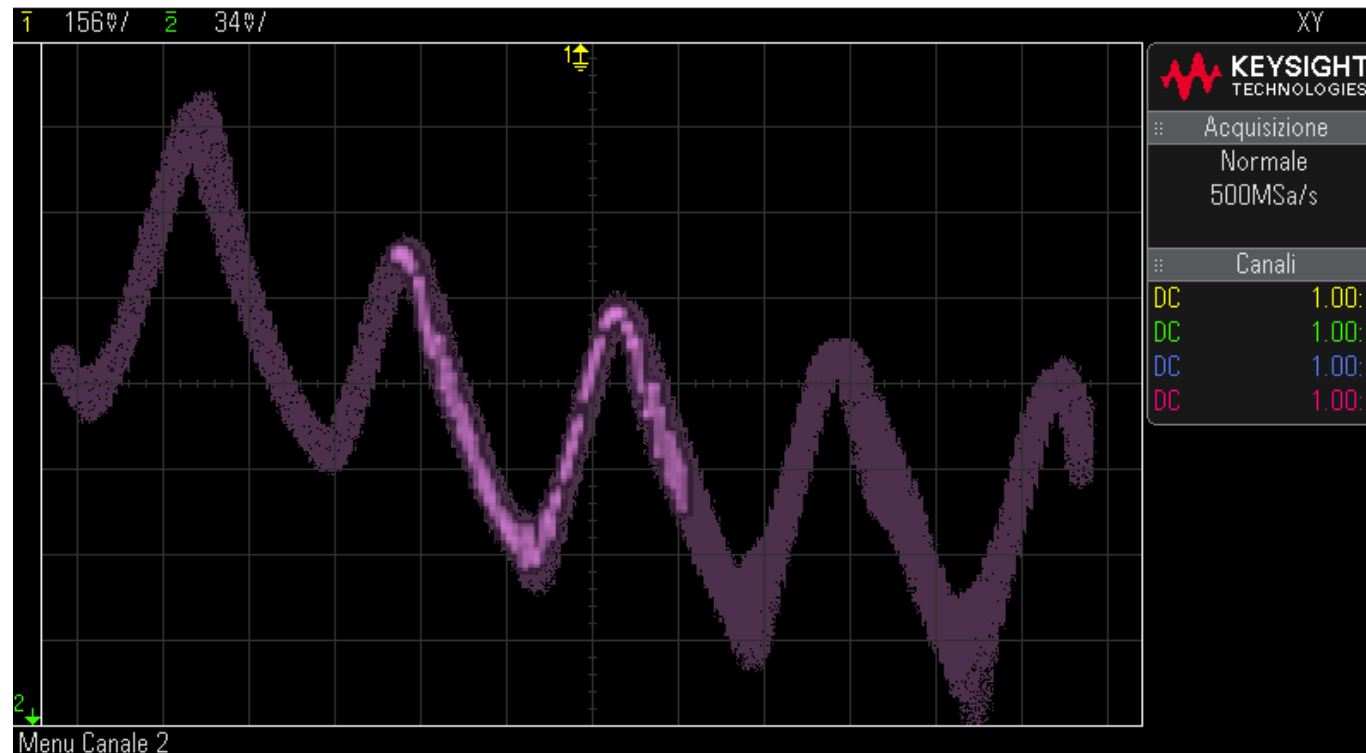


Confronto tra caratteristica ingresso-uscita misurata (sinistra) e simulata (destra) dell'amplificatore logaritmico.

Visualizzazione in scala logaritmica

Il valore nell'ordine dei millivolt di V_t causa una riduzione del segnale di uscita tale da richiedere un'ulteriore amplificazione elevata, che amplificherebbe anche il rumore introdotto dall'amplificatore logaritmico influenzando negativamente la misura.

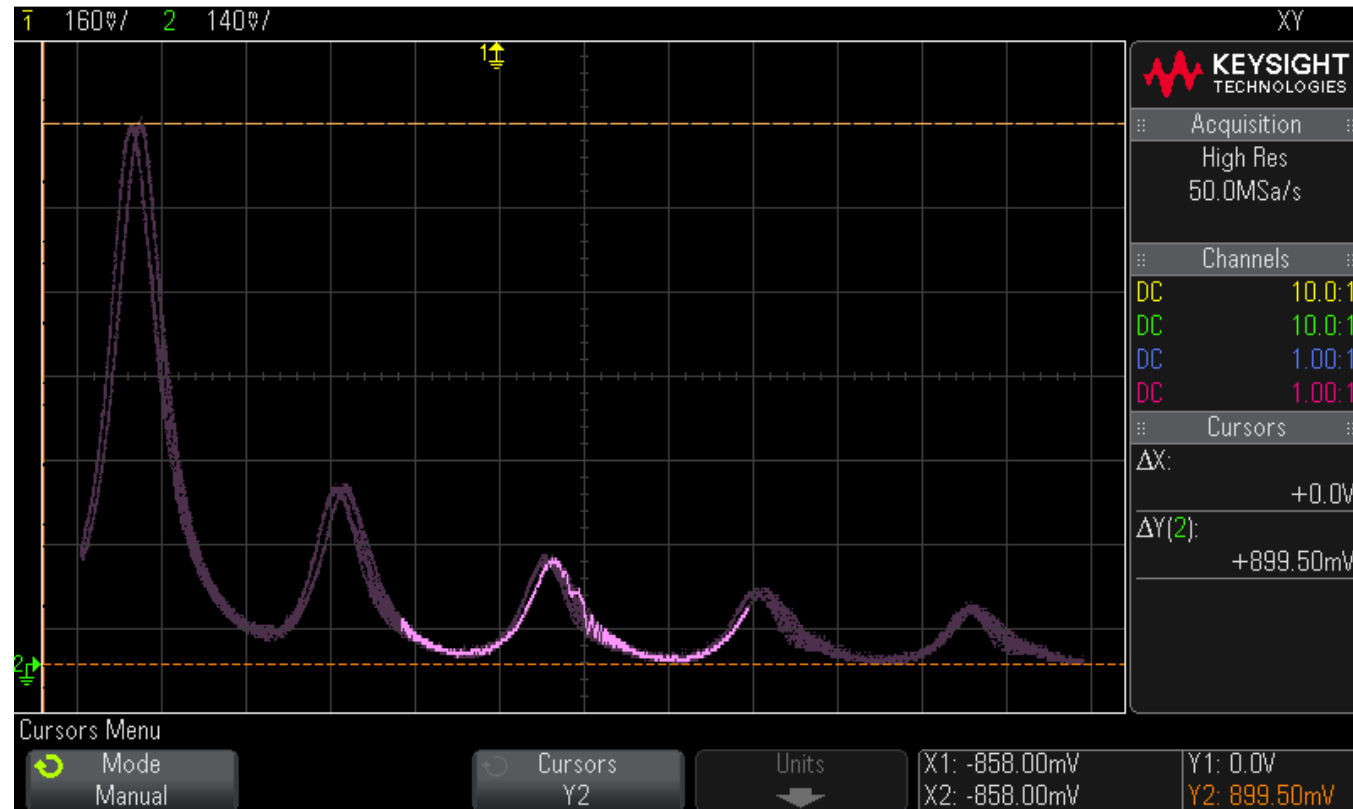
Per questo motivo la visualizzazione in scala logaritmica è stata resa opzionale, escludendola quindi dalla caratterizzazione e valutazione delle prestazioni del sistema completo



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

Visualizzazione in scala lineare

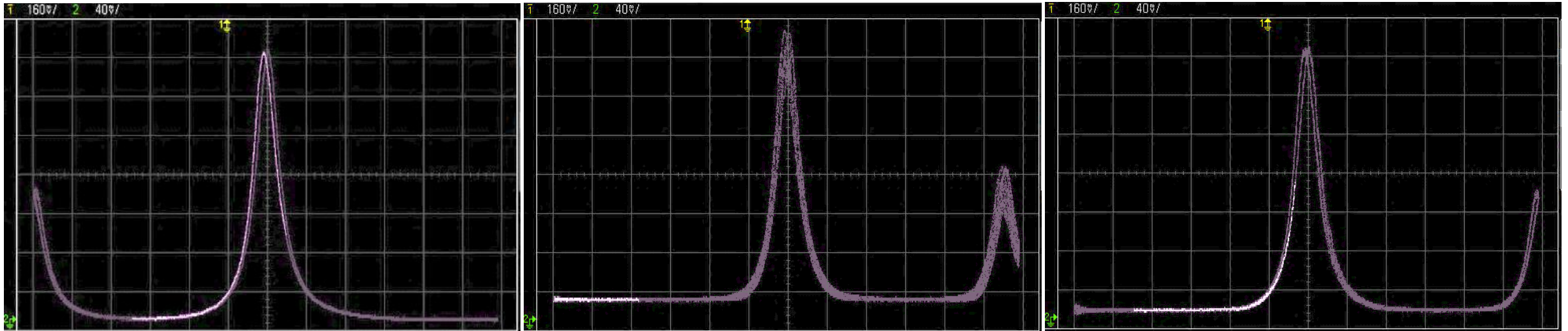
Per la visualizzazione è stata utilizzata la modalità XY dell'oscilloscopio. Al canale X è stato collegato il generatore di segnale triangolare, mentre il canale Y all'uscita del blocco di guadagno.



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

Validazione del campo di misura

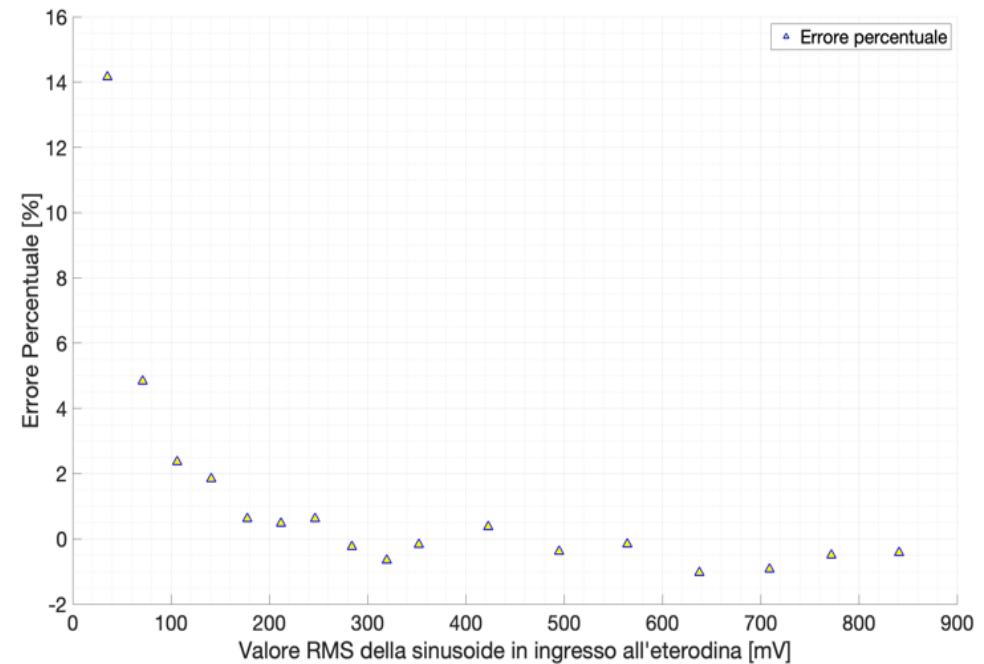
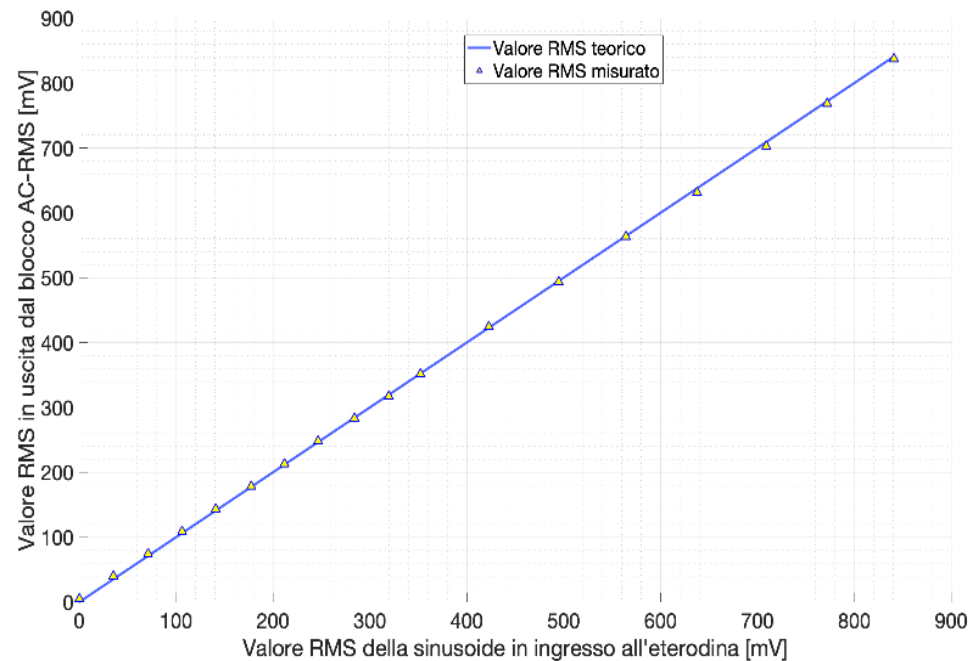
Il sistema permette di analizzare segnali in ingresso con frequenze comprese tra 4 kHz e 101 kHz



Validazione del campo di misura, visualizzazione dell'uscita uscita dell'eterodina con ingressi: 4 kHz + 53 kHz (sinistra), 97.36 kHz + 53 kHz (centro), 101 kHz + 53 kHz (destra).

Curva di trasferimento complessiva

Il moltiplicatore accetta in ingresso valori compresi tra $-1.2 \div 1.2$ V, quindi sono stati utilizzati in ingresso segnali sinusoidali con tensioni picco-picco tra 0V e 2.4V, che corrispondono a valori RMS nell'intervallo $0 \div 848$ mV, alla frequenza fissa di 53 kHz.



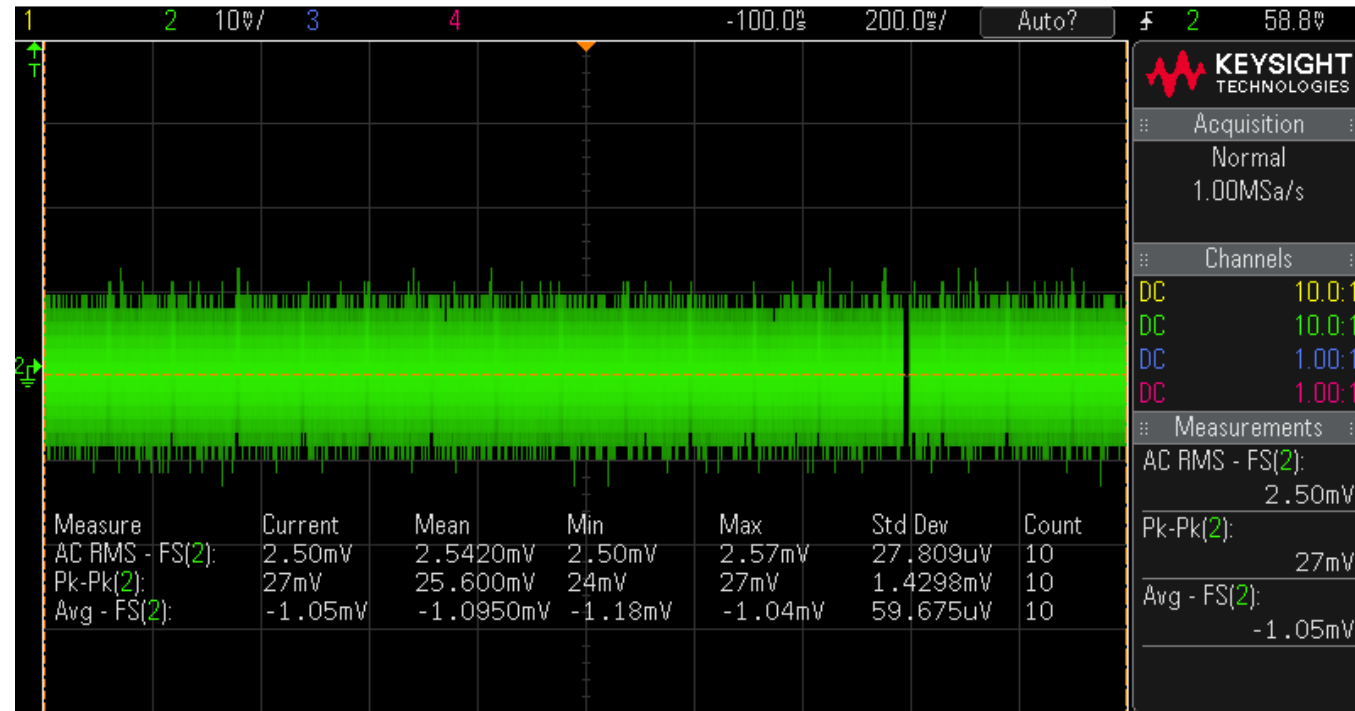
A sinistra la curva di trasferimento del sistema, a destra l'errore percentuale rispetto al valore RMS in ingresso.

Tramite regressione lineare ai minimi quadrati dei punti sperimentali si ottiene la retta

$$\text{RMS}_{\text{out}} = 0.988 * \text{RMS}_{\text{in}} + 4.011 \text{ mV con errore standard di linearizzazione } u_{\text{lin}} = 1.649 \text{ mV}$$

Misura nel noise floor

Il noise floor è stato misurato ponendo a massa l'ingresso del sistema. L'uscita ha valore medio pari a -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.



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

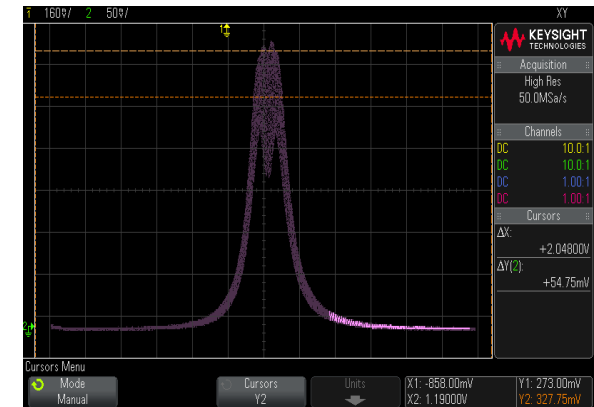
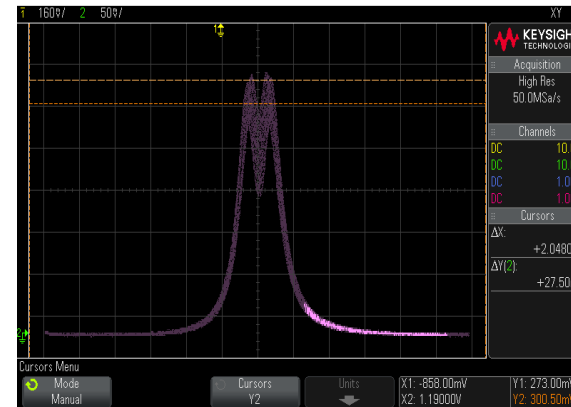
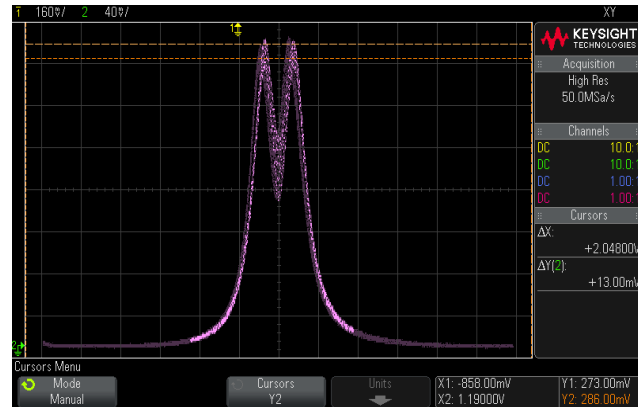
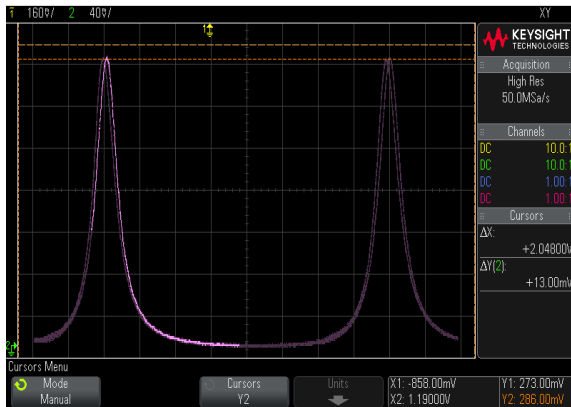
Risoluzione in frequenza

Definiamo la 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.

Misurando una risoluzione pari a 6 kHz.

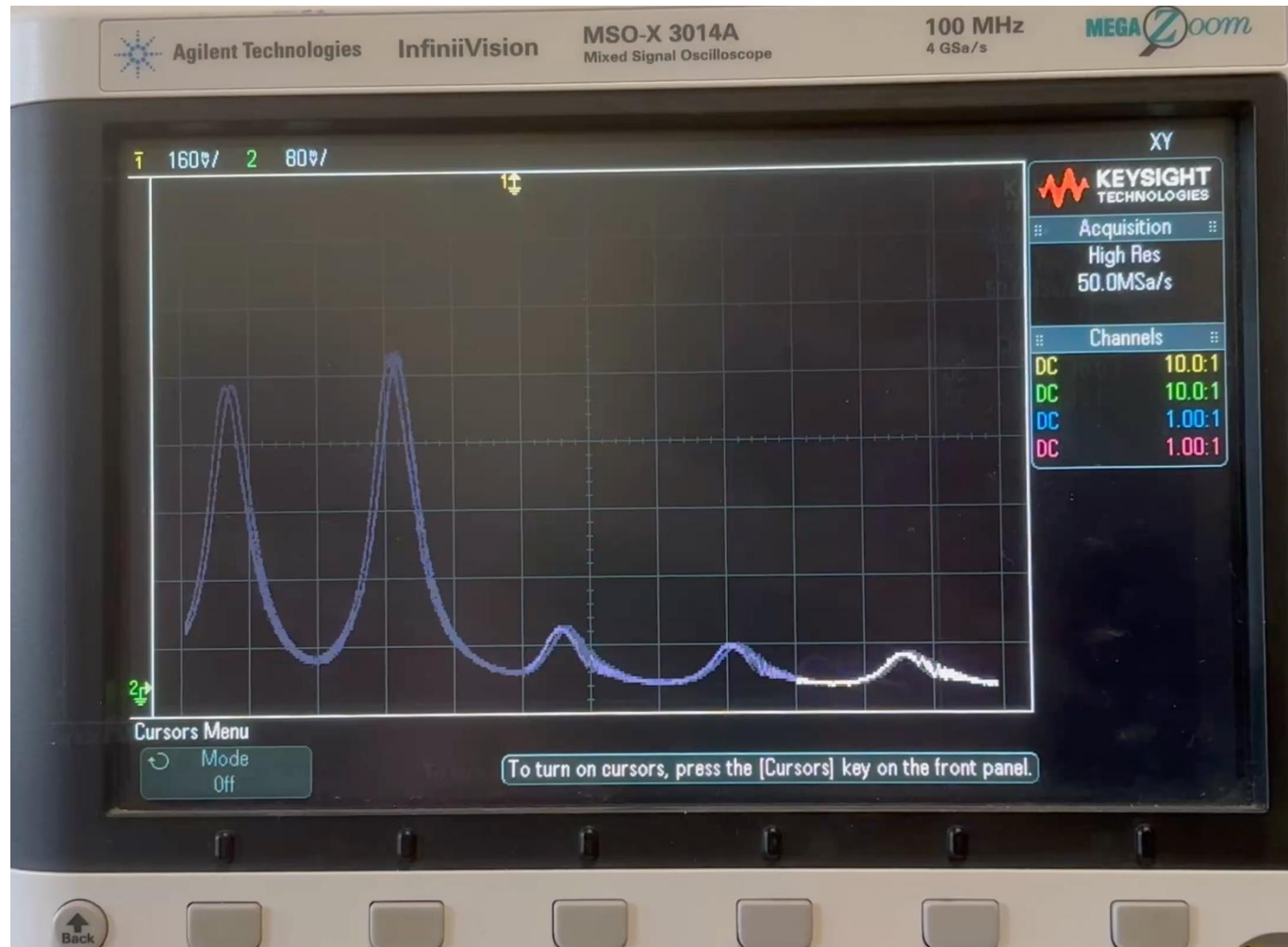
Lo stesso procedimento è stato eseguito per determinare la risoluzione definita con soglie diverse:

- 4.7 kHz di risoluzione con una differenza di ampiezza del 10%
- 3.6 kHz di risoluzione con una differenza di ampiezza del 20%



Processo di misura all'oscilloscopio della risoluzione del sistema. Due sinusoidi distanti, parzialmente sovrapposte con ampiezza al 5% (50 kHz e 56 kHz), 10% (56 kHz e 51.3 kHz), 20% (56 kHz e 52.4 kHz)

Esempio di visualizzazione



Per ottenere il segnale visibile nell'oscilloscopio, sono stati sommati i segnali provenienti da due generatori di segnale. Il primo è un segnale rettangolare, di cui si vedono le armoniche. Il secondo è una sinusoide che viene fatta scorrere in frequenza mostrando i fenomeni di interferenza con le armoniche del primo segnale.