

UNIVERSITÁ DI GENOVA
SISTEMI ELETTRONICI EMBEDDED (MODULO B), 16 OTTOBRE - 24 OTTOBRE 2017

BANDPASS 2^{nd} -ORDER FILTER CIRCUIT WITH COMPLEX POLES

Salvo Michele, Bruno Taverna Marco

1 Obiettivi

I.Introduction on Sallen-Key Filter:

In questa prima fase verrà introdotto il filtro Sallen-Key e il suo funzionamento [see 3.1]

II.Filter Design on PSpice and Simulation:

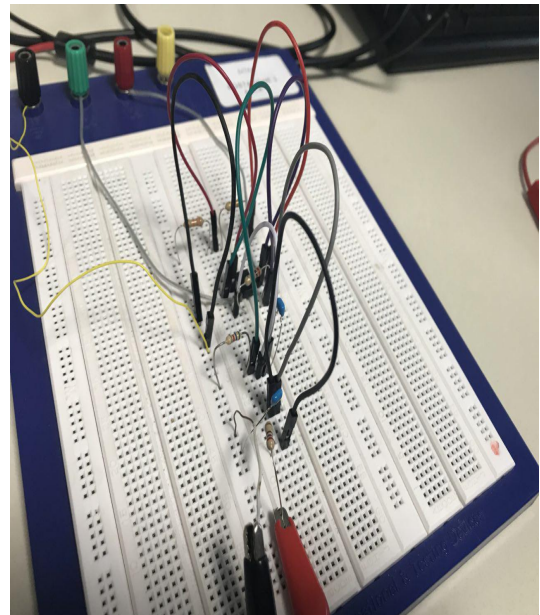
Obiettivo di questa fase è realizzare su Pspice un filtro Sallen-Key in configurazione passa-banda. Dopo aver verificato la corrispondenza tra valori matematicamente ottenuti e quelli presentati dal grafico della risposta in frequenza, si richiede di incrementare il valore del guadagno alla frequenza centrale confermando graficamente la validità dell'approssimazione 'banda-guadagno'. Successivamente, si richiede di parametrizzare correttamente il circuito in modo tale da soddisfare le condizioni di stabilità. Mostrare quindi il grafico nel tempo del circuito in regime non-lineare. [see 4.1]

III. Lab Procedure & Implementation:

Obiettivo di questo punto è implementare il circuito sulla breadboard per verificarne l'effettiva applicazione pratica. Verificare che i valori della frequenza centrale, della pulsazione d'angolo, della larghezza di banda, del guadagno alla frequenza centrale ottenuti siano concordi ai valori precedentemente calcolati e verificati tramite PSpice. [see 4.2]

2 Strumentazione

- PSpice (version number)
- Cavi di Connessione
- Resistenze
- Condensatori
- Trimmer
- 1 x Breadboard
- 1 x AD741L High Accuracy IC Op Amp
- 1 x Oscilloscopio Digitale
- 1 x Alimentatore
- 1 x Agilent 33120A Generatore di funzioni/ forme d'onda
- 1 x Agilent 34401A Multimetro Digitale



3 Introduzione

3.1 Filtro di Sallen-Key

Il filtro di Sallen-Key è un filtro attivo che fornisce una risposta a 2 poli complessi (-40 dB/decade) che può essere, sostituendo le impedenze in figura con resistori o condensatori, di tipo passa-basso, passa-alto e passa-banda. I filtri di questo tipo sono detti anche filtri VCVS (voltage-controlled voltage source) perché l'amplificatore operazionale svolge la funzione di un generatore dipendente.

La sua funzione di trasferimento è:

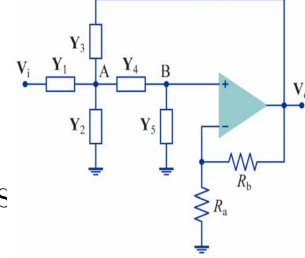


Figure 1: Filtro di Sallen Key

$$H_0 = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{Y_1 Y_4 A_v}{Y_4 [Y_1 + Y_2 + Y_3 (1 - A_v)] + Y_5 (Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_4)}$$

dove $A_v = 1 + \frac{R_a}{R_b}$ è il guadagno dell'amplificatore in configurazione non invertente.

3.1.1 Filtro di Sallen-Key a risposta passa-banda

Per ottenere una risposta di tipo passa-banda:

$$H(s) = \frac{K s}{\frac{s^2}{w_0^2} + 2\xi \frac{s}{w_0} + 1}$$

bisogna porre al circuito le seguenti condizioni:

$$Y_1 = \frac{1}{R_1} \quad Y_2 = sC_1 \quad Y_3 = \frac{1}{R_2} \quad Y_4 = sC_2 \quad Y_5 = \frac{1}{R_3}$$

Inoltre, una scelta conveniente dei parametri che consente di semplificare i calcoli (filtro a componenti uguali) è porre $R = R_1 = R_2$ e $C = C_1 = C_2$. Alcune formule utili per i calcoli svolti durante l'esercitazione sono le seguenti:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \frac{\sqrt{(G_1 + G_2)G_3}}{C} \quad (1)$$

$$B_w = \Delta f_{-3dB} = \frac{1}{2\pi C} \left[(G_1 + G_2) + 2G_3 - \frac{G_2}{\beta} \right] \quad (2)$$

$$H_0 = \frac{\frac{G_1}{\beta}}{\left[(G_1 + G_2) + 2G_3 - \frac{G_2}{\beta} \right]} \approx \frac{1}{2\pi C B_w} \frac{G_1}{\beta} \quad (3)$$

Equazione (1): frequenza centrale

Equazione (2): larghezza di banda

Equazione (3): guadagno alla frequenza centrale

4 Procedimento

4.1 Filter Design on PSpice and Simulation

a. Design a bandpass filter with a center frequency in the range 1.5 kHz – 2.4 kHz with a factor quality $Q = 3$ by holding $R_1 = R_2 = R$. Assume $C = 0.01\text{ }\mu\text{F}$ or $C = 0.1\text{ }\mu\text{F}$ (or a value in between). Check your design with PSpice, including the expected center frequency voltage gain. Use AC sweep analysis to plot the frequency response to find center frequency and bandwidth. Use $\pm 15\text{ V}$ supplies for the op-amp.

Scelta una $f_0 = 1.8\text{ kHz}$ calcoliamo la larghezza di banda

$$Q = \frac{f_0}{B_w} \Rightarrow B_w = \frac{Q}{f_0} = \frac{1800}{3} = 600\text{ Hz}$$

Ponendo $\beta = \frac{1}{2} = 0.5$ avremo $R_4 = R_5$ in quanto β è dato dalla formula $\beta = \frac{R_4}{R_4 + R_5}$. Possiamo quindi utilizzare una formula semplificata dell'equazione (2) vista in precedenza:

$$B_w = \frac{G_3}{\pi C} = \frac{1}{\pi R_3 C} \Rightarrow R_3 = \frac{1}{B_w \pi C} = \frac{1}{600 \cdot \pi \cdot 0.1 \cdot 10^{-6}} = 5.3\text{ K}\Omega$$

Si può notare che, come richiesto dalle specifiche, è stata scelta una $C = 0.1\text{ }\mu\text{F}$. Posto inoltre $R = R_1 = R_2$, utilizzando l'equazione (1), si può facilmente ricavare il valore di R :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \frac{\sqrt{(G_1 + G_2)G_3}}{C} \Rightarrow R = \frac{2}{R_3(2\pi f_0 C)^2} = \frac{2}{(2\pi \cdot 1800 \cdot 0.1 \cdot 10^{-6} \cdot 5300)^2} = 295\Omega$$

$R = R_1 = R_2 = 295\text{ }\Omega$	$R_3 = 5.3\text{ K}\Omega$	$R_4 = R_5 = 10\text{ K}\Omega$	$C = C_1 = C_2 = 0.1\text{ }\mu\text{F}$
-------------------------------------	----------------------------	---------------------------------	--

Una volta conclusi i calcoli, il progetto è stato implementato su PSpice con i seguenti risultati:

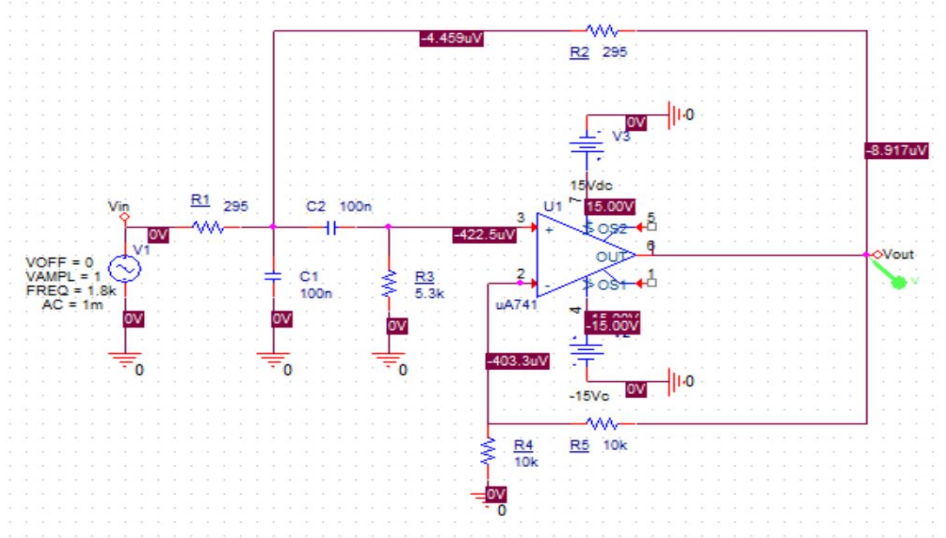


Figure 2: PSpice Circuit

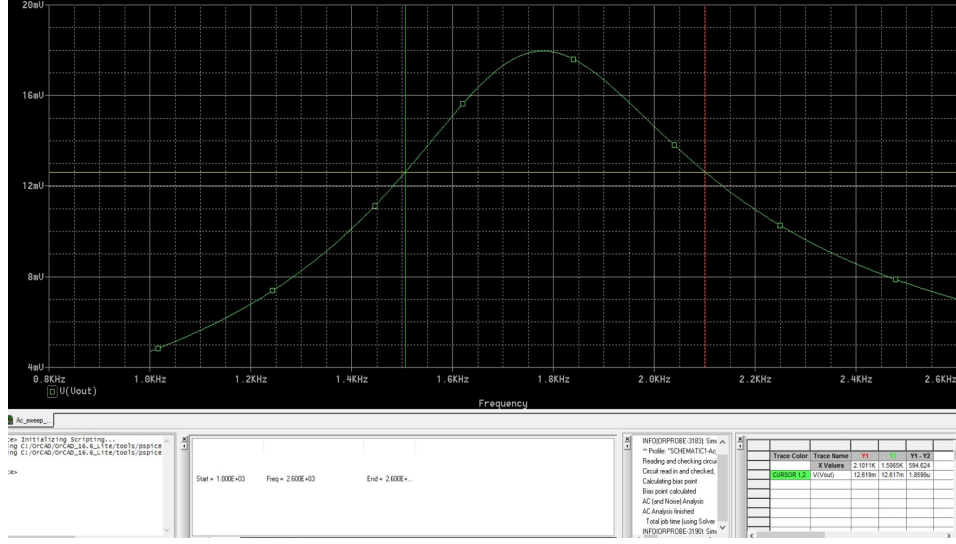


Figure 3: AC Sweep Graphic

Come si evince dalla figura 3, la frequenza centrale f_0 è situata a circa 1.8 KHz , mentre, come mostrato dai cursori, la larghezza di banda B_w risulta essere $\approx 600 \text{ Hz}$. Pertanto i dati ottenuti tramite simulazione risultano essere concordi a quelli ottenuti tramite calcoli matematici.

b. Let the voltage gain at the center frequency greater than 40. Check the validity of the “gain-bandwidth” approximation that allows the user to set a given value of Q by changing slightly the negative feedback

Posto un guadagno ^[1] $H_0 = 60$ otterremo dall'equazione (3):

$$H_0 = \frac{\frac{G_1}{\beta}}{(G_1 + G_2) + 2G_3 - \frac{G_2}{\beta}} \quad \text{posto } x = \frac{1}{\beta}$$

$$60 = \frac{G_1 x}{(G_1 + G_2) + 2G_3 - G_2 x} \quad \text{ricordando che } R_1 = R_2 \Rightarrow G_1 = G_2 = G$$

$$120G + 80G_3 = x(G + 60G)$$

$$x = \frac{120G + 120G_3}{61G} = 2.076708939 \Rightarrow \beta = \frac{1}{x} = 0.481531129$$

Possiamo quindi ricavarci R_4 in funzione di R_5 (lasciamo fisso $R_4 = 10 \text{ K}\Omega$:

$$\beta = \frac{R_4}{R_4 + R_5} \Rightarrow R_4(1 - \beta) = \beta R_5 \Rightarrow R_4 = R_5 \frac{\beta}{1 - \beta} \Rightarrow R_4 = 0.9287561046 R_5$$

$$R_5 = \frac{R_4}{\beta} = \frac{10 \text{ K}\Omega}{0.481531129} = 20,767 \text{ K}\Omega$$

^[1] cambiando il valore del guadagno cambierà conseguentemente il β

Abbiamo quindi simulato il circuito dando in ingresso un segnale con ampiezza pari a 1 mV per controllare i nuovi parametri. Come si può notare il valore del guadagno è 60.

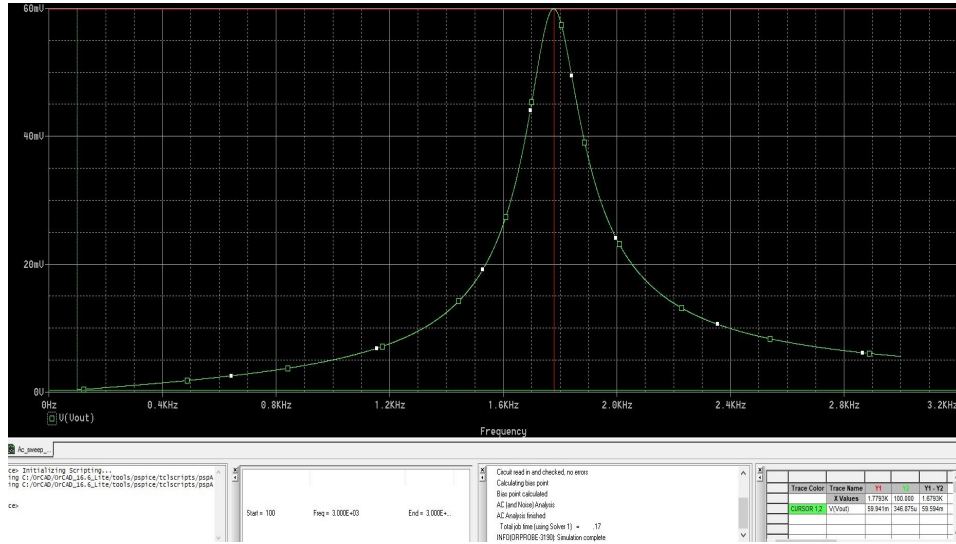


Figure 4: AC Sweep Graphic

c. By referring to the stability condition, show the beginning of output oscillations in the non-linear regime by transient analysis

Utilizzando le configurazioni precedenti abbiamo passivo il generatore di tensione sinusoidale ed abbiamo portato il valore di β alla condizione limite di stabilità, impostando la resistenza R_5 ad un valore pari al $(10\% \text{ di } R_4) + R_4$, ovvero $R_5 = 11\text{ k}\Omega$. Come si evince dalla seguente figura, il transitorio ha un'oscillazione peak-to-peak iniziale di circa 10 mV per poi assestarsi dopo circa 30 ms .

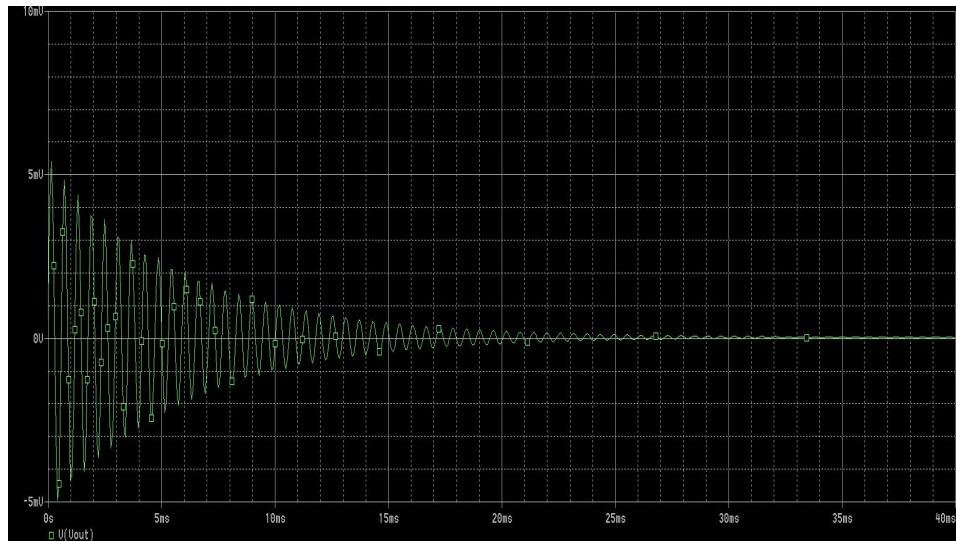


Figure 5: Time Domain - Oscillation non-linear regime

Abbiamo successivamente aumentato il valore di R_5 ponendolo uguale a $11.5\text{ k}\Omega$; si può così osservare che il circuito non riesce a stabilizzarsi iniziando, di fatto, ad oscillare fino ad arrivare in saturazione.

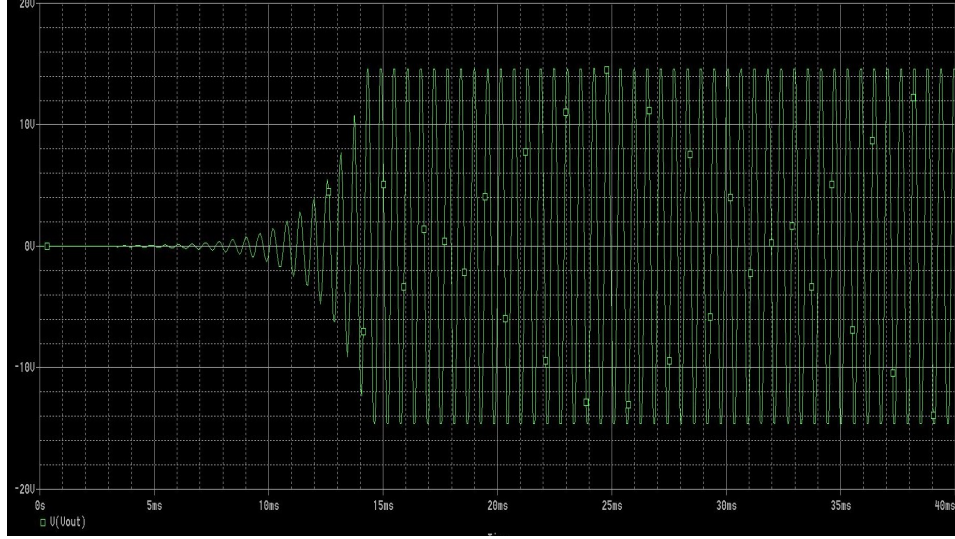


Figure 6: Time Domain - Saturation

4.2 Lab Procedure & Implementation

Per quanto concerne la parte di laboratorio, abbiamo montato la configurazione circuitale del filtro con frequenza centrale $f_0 = 1,8\text{ kHz}$ ed un'alimentazione $V_{cc} = \pm 15\text{ V}$. I valori misurati delle resistenze erano i seguenti:

- $R_1 = R_2 = 330\ \Omega$
- $R_3 = 5,6\text{ K}\Omega$
- $R_4 = 10\text{ K}\Omega$
- $R_5 = 10\text{ K}\Omega$
- $C_1 = C_2 = 100\text{ nF}$
-

La sinusoide di ingresso, generata tramite l'apposito generatore, aveva un'ampiezza pari a 20 mV_{pp} . Dato che avevamo notato troppa distorsione sull'onda di uscita abbiamo sostituito la resistenza R_5 con un trimmer da $10\text{ k}\Omega$. Abbiamo quindi visualizzato sull'oscilloscopio l'onda di uscita del circuito.

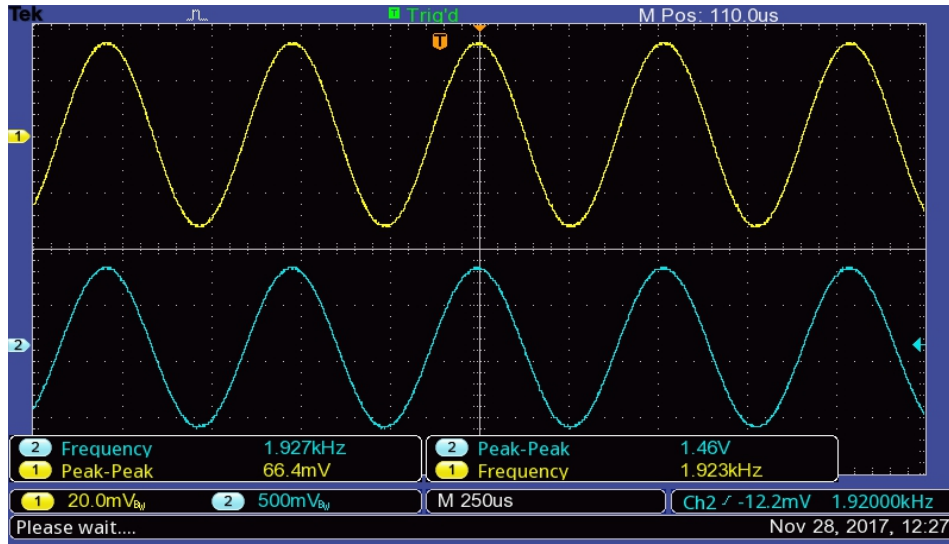


Figure 7

La frequenza centrale misurata era pari circa a $1,9 \text{ kHz}$, mentre la tensione di uscita era pari a $1,46 \text{ V}$ quindi il guadagno era pari circa a 8.

Abbiamo misurato quindi le frequenze di taglio superiore ed inferiore trovate quando l'uscita V_{out} diminuiva di -3 dB . I valori ottenuti sono i seguenti:

- Frequenza di taglio inferiore = $1,69 \text{ kHz}$
- Frequenza di taglio superiore = $2,15 \text{ kHz}$

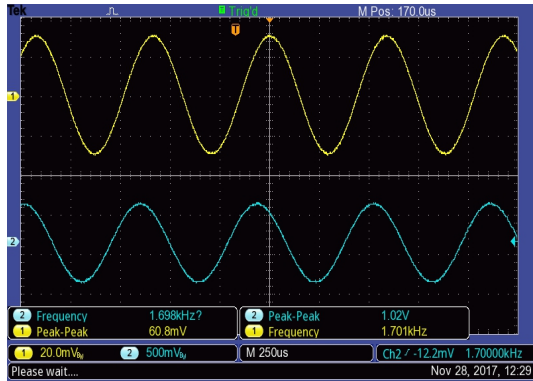


Figure 8: Frequenza di taglio inferiore

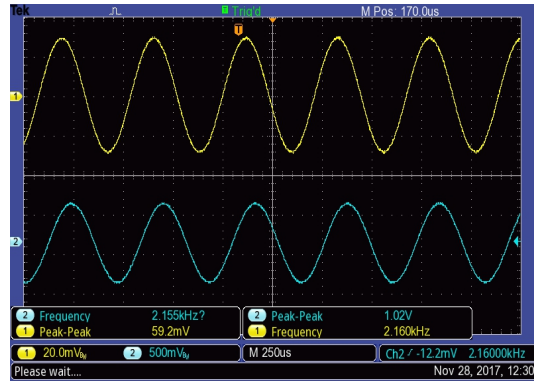


Figure 9: Frequenza di taglio superiore

Dopodichè, analogamente a quanto fatto su PSPice, abbiamo usato un trimmer di $10 \text{ k}\Omega$ per intervenire sul valore di R_5 e di conseguenza aumentare il guadagno fino a circa 40. Come si vede in figura la frequenza centrale è rimasta nella posizione iniziale mentre è cresciuto il guadagno.

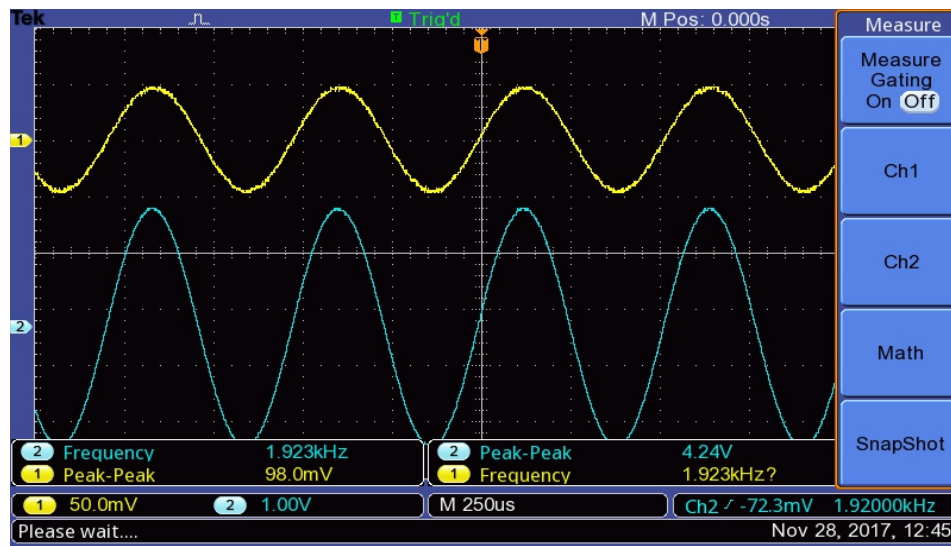


Figure 10: Onda di uscita in saturazione

Si può notare come aumentando il valore del trimmer oltre una certa soglia, l'onda di uscita andasse in saturazione.

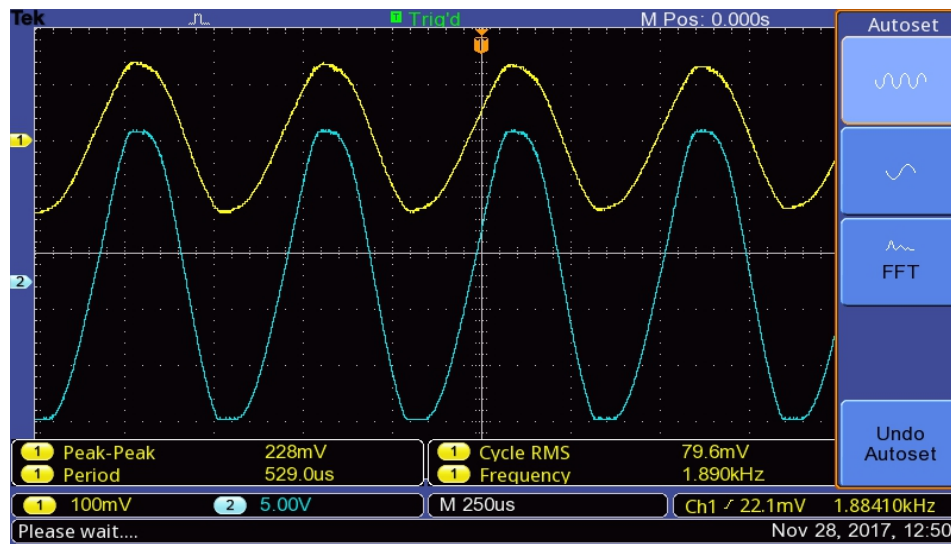


Figure 11: Onda di uscita in saturazione