

Oscillatore di Pierce:  
Progetto su AWR

Gianmarco Cerutti  
Ivan Matraxia  
Giovanni Valentini

## 1 Specifiche

L'oscillatore di Pierce è un oscillatore costruito con il principio della retroazione positiva, il quale prevede uno stadio amplificatore emettitore comune, retroazionato attraverso una rete di Colpitts contenente un quarzo. Elenchiamo le specifiche di progetto:

- Frequenza di oscillazione:  $f_0 = 12MHz$
- Alimentazione:  $V_{cc} = 12V$
- Resistenza di uscita:  $R_0 = 50\Omega$
- Dinamica di uscita sul collettore:  $V_{pp} = 12V$
- Transistor: *BCG92A/X*

## 2 Quarzo

Il quarzo è un componente caratterizzato da un elevato fattore di merito  $Q$ , quindi consente di ottenere oscillatori con una minore banda frazionale. Il modello del quarzo prevede una serie di componenti  $R_1$ ,  $L_1$ ,  $C_1$ , i quali stabiliscono la risonanza serie  $f_s$ . Al modello si aggiunge una capacità parallelo  $C_0$ , dovuta al package metallico contenente il quarzo; solitamente  $C_0 \gg C_1$ . I valori scelti da noi sul CAD *AWR*, sono realistici per un quarzo, ed in particolare abbiamo scelto:

$$f_s = 12MHz \quad R_1 = 10\Omega \quad C_1 = 0,01pF \quad C_0 = 7pF \quad L_1 = 1.759e4\mu H$$

## 3 Amplificatore

Per la realizzazione dell'amplificatore abbiamo scelto di utilizzare il transistor *BCG92A/X*. Leggendo il datasheet, abbiamo scelto di fissare la corrente di lavoro sul collettore  $I_Q = 3mA$ . Riportiamo in figura (1) lo schema circuitale.

Per i calcoli della polarizzazione, abbiamo considerato che il  $\beta$  del transistor sia almeno  $\beta = 100$ , quindi ne segue  $I_B = 30\mu A$ . Affinché  $I_B$  sia trascurabile, imponiamo una corrente sulla rete di polarizzazione  $R_1$ - $R_2$ , pari ad  $1mA$ . Ne risulta:

$$R_1 + R_2 = \frac{V_{cc}}{1mA} = 12K\Omega$$

Sulla base di ciò, scegliamo arbitrariamente

$$R_1 = 9200\Omega \quad R_2 = 2800\Omega$$

Per calcolare infine la resistenza di degenerazione  $R_3$ , calcoliamo

$$V_{R_3} = V_B - V_\gamma = V_{cc} \frac{R_2}{R_1 + R_2} - V_\gamma = 2.1V$$

$$R_3 = \frac{V_{R_3}}{I_Q} = 700\Omega$$

Inserendo tali valori nel CAD, abbiamo calcolato più accuratamente tale valore. Attraverso un tuning su  $R_3$ , è risultato  $R_3 = 650\Omega$ . Si è aggiunta una capacità di bypass  $C_4$  sull'emettitore (in parallelo ad  $R_3$ ), la quale deve risultare un corto alla frequenza di lavoro. Imponendo che la sua impedenza ad  $\omega_0$  sia inferiore ad  $1\Omega$ , ne abbiamo calcolato il valore minimo.

$$|X_c| < 1\Omega \quad \Rightarrow \quad \frac{1}{\omega_0 C} < 1\Omega$$

$$C > \frac{1}{2\pi f_0 \cdot 1\Omega} = 13262pF$$

Scegliamo quindi il valore  $C_4 = 15000pF$ . Concludiamo mettendo una induttanza  $L_1$  sul collettore, che staticamente si comporta come un corto, per fissare il punto di lavoro. Per ottenere una dinamica di  $12V_{pp}$  sul collettore, sarebbe necessaria una resistenza di carico

$$R_{in0} = \frac{V_p}{I_Q} = \frac{6V}{3mA} = 2000\Omega$$

Essendo la nostra resistenza d'uscita  $R_0 = 50\Omega$ , è necessario introdurre una rete di adattamento che abbia un rapporto di trasformazione

$$\frac{R_{in0}}{R_0} = 40$$

## 4 Rete di trasformazione e Rete di Colpitts

La rete di adattamento interposta tra collettore e  $R_0$ , ha il duplice scopo di trasformare il carico, e di mostrare una capacità equivalente  $C_{eq}$ . Tale capacità costituirà assieme agli elementi  $C_1$ ,  $L_Q$ , la rete di Colpitts.

La rete di adattamento è una rete di trasformazione a presa centrale sul ramo capacitivo. Essa è costituita dagli elementi come in figura (2). Bisogna porre la frequenza di risonanza della rete  $\omega'_0$  minore della pulsazione di lavoro dell'oscillatore  $\omega_0$  al fine di ottenere un comportamento capacitivo ad  $\omega = \omega_0$ . In particolare si è scelto

$$\omega'_0 = \frac{96}{100}\omega_0$$

Le trasformazioni equivalenti sono riportate in (12). Le equazioni di progetto che derivano dalla teoria sulla rete considerata sono:

$$\omega'_0 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C}} \quad Q = \omega_0 C R_{in0} \quad \frac{R_{in0}}{R_0} = \frac{1 + Q^2}{1 + Q_i^2}$$

Fissando un fattore  $Q = 40$  ne risulta

$$Q_i = \sqrt{\frac{1 + Q^2}{R_{in0}/R_0} - 1} = 6.25$$

Ricaviamo il valore del componente  $C_2$

$$C_2 = \frac{Q_i}{\omega_0 R_0} = 1658 pF$$

Fisso  $L = 1 \mu H$ , da cui ottengo

$$C = \frac{1}{L_1 (\omega'_0)^2} = \frac{1}{L_1 \left(\frac{96}{100} \omega_0\right)^2} = 191 pF$$

Considerando che nelle trasformazioni serie-parallelo e parallelo-serie le capacità rimangono pressoché inalterate, possiamo approssimativamente dire

$$C = \frac{C_3 C_2}{C_3 + C_2} \Rightarrow C_3 = \frac{C_2 C}{C_2 - C} = 216 pF$$

Possiamo ora valutare la  $C_{eq}$  della rete ad  $\omega = \omega_0$

$$Y = G_{in0} + j\omega_0 C + \frac{1}{j\omega_0 L_1} = G_{in0} + j\omega_0 C \left[ 1 - \frac{1}{\omega_0^2 L_1 C} \right]$$

$$Y = G_{in0} + j\omega_0 C \left[ 1 - \left(\frac{\omega'_0}{\omega_0}\right)^2 \right]$$

$$C_{eq} = C \left[ 1 - \left(\frac{\omega'_0}{\omega_0}\right)^2 \right] = 17 pF$$

Utilizziamo la condizione di Barkhausen per ricavare il valore dell'ultimo componente

$$g_m R_{in0} \frac{C_{eq}}{C_1} = 1 \Rightarrow C_1 = g_m R_{in0} C_{eq} = \frac{I_Q}{V_T} R_{in0} C_{eq} = 3923 pF$$

Ritroviamo come imposto dalla teoria della rete di Colpitts che  $C_1 \gg C_{eq}$ .

Il dimensionamento è avvenuto con successo ed ha portato i seguenti risultati:

- $C_1 = 3923 pF$
- $C_2 = 1658 pF$
- $C_3 = 216 pF$
- $L_1 = 1 \mu H$

## 5 Condizione di Barkhausen

Le condizioni di Barkhausen di un oscillatore sono, se espresse in parte reale ed immaginaria

$$\Re\{A(j\omega)f(j\omega)\} = 1 \quad \Im\{A(j\omega)f(j\omega)\} = 0$$

Per verificarle, abbiamo considerato i sottocircuiti in figura (3) (amplificatore e rete risonante) ed abbiamo utilizzato lo strumento di misura "OSC-TEST". Esso si interpone in un punto dell'anello percorso dal segnale al fine di determinarne il guadagno. Il guadagno ad anello è rappresentato dal parametro di scattering  $S_{21}$  dell'OSCTEST. Nel grafico di Barkhausen (4) abbiamo quindi riportato  $\Re\{S_{21}\}$ ,  $\Im\{S_{21}\}$ .

Attraverso un marker, individuamo l'annullamento della parte immaginaria alla frequenza di  $12.00261MHz$ , ed a tale frequenza una parte reale di circa 1,5. Ricordiamo che per l'innesco delle oscillazioni è necessario che  $\Re\{S_{21}\} > 1$ . Saranno poi le non linearità del dispositivo a portare l'involgimento delle oscillazioni ad essere costante, al prezzo di una distorsione sul segnale in uscita.

## 6 Oscillatore

Per poter studiare il nostro oscillatore, abbiamo utilizzato lo strumento di misura "OSCAPROBE", collegato sulla base del transistor, come in figura (5). L'OSCAPROBE, inietta un segnale sinusoidale di test all'oscillatore, in un range di frequenze da noi specificato; la ricerca del punto di lavoro, avviene con step di frequenza  $F_{step}$ , ciascuna a sua volta analizzata con step di tensione  $V_{step}$ . Abbiamo scelto

$$F_{step} = 1000 \quad V_{step} = 1000$$

Nel grafico (6) abbiamo inserito la misura non lineare in tensione "VHARM". La simulazione converge con successo alla frequenza  $12,0026MHz$ . La sinusoide in uscita ha  $V_p = 1,14V$ . Con dei marker abbiamo visualizzato i valori in  $dB$  delle armoniche:

- $V_{1,Harm} = +1,136dB$
- $V_{2,Harm} = -50,74dB$
- $V_{3,Harm} = -73,09dB$

Concludiamo che la distorsione di seconda armonica è di circa  $-50dB$ , mentre quella di terza armonica è di circa  $-70dB$ .

## 7 Rumore

Come ultimo passo abbiamo analizzato il nostro oscillatore dal punto di vista del rumore. Attraverso il grafico (7) si è riportato il Single Side band to Carrier Ratio (SSCR). Come si evince dai marker riportati, la pendenza risulta essere circa  $-20dB/dec$ , proprio come ci si aspetta dal rumore di tipo termico.

## 8 Realizzazione Oscillatore

Per la realizzazione del circuito è stato creato la netlist attraverso il software Spice, inserendo dei pin per l'alimentazione, per la massa e per l'uscita all'interno dello schematico. La netlist viene quindi usata come input dal programma FreePCB, con il quale è stato eseguito il routing delle piste, senza particolari cure per le dimensioni poiché le correnti in gioco sono molto piccole e quindi non è stato necessario tracciare connessioni larghe. Le piazzole invece sono state fatte il più grande possibile al fine di rendere facile la loro foratura. Il risultato è in figura (1).

Attraverso il trasferimento di toner ed attacco chimico attraverso il cloruro ferrico è stato fatto l'etching sulla vetronite ramata, dopodiché sono state forate le piazzole e saldati i componenti.

## 9 Misure

Le misure non hanno dato i risultati previsti, perché i valori di capacità, resistenza e induttanza trovati attraverso il progetto dell'oscillatore non erano tra quelli commerciali o non erano disponibili. Inoltre non è stato trovato neanche il transistor utilizzato su MWO, quindi è stato sostituito con un BC547C, un NPN con frequenza di transizione di 100MHZ, purtroppo non molto lontana dalla frequenza di oscillazione del circuito.

Fatte queste premesse si giustifica l'ampiezza della sinusoide minore (620mV circa) rispetto a quella ottenuta attraverso le simulazioni.

La frequenza di oscillazione invece è uguale a quella trovata attraverso le simulazioni, ovvero 12MHz.

Infine l'analizzatore di spettro mostra la presenza di una distorsione di seconda armonica ben peggiore rispetto a quella ottenuta con il CAD: si è infatti misurata un valore di  $-30dB$  contro i  $-50dB$  di MWO.

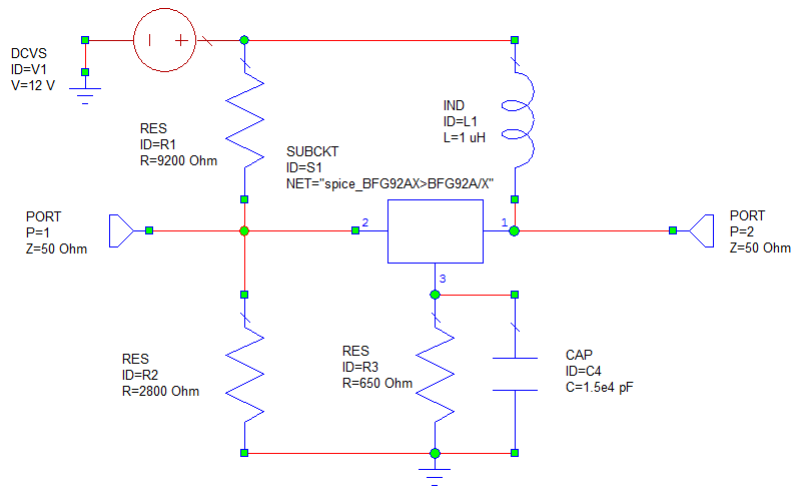


Figura 1: Amplificatore

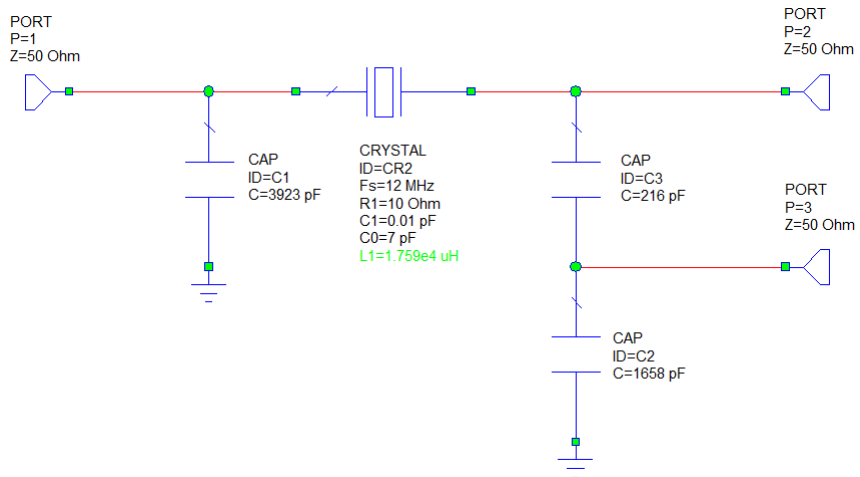


Figura 2: Rete risonante

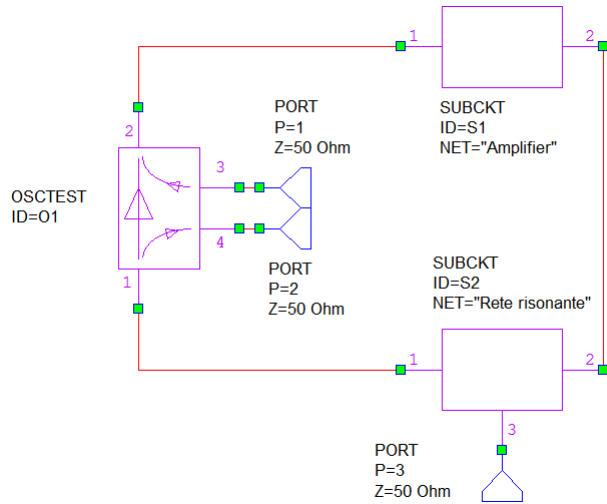


Figura 3: Misura con OSCTEST

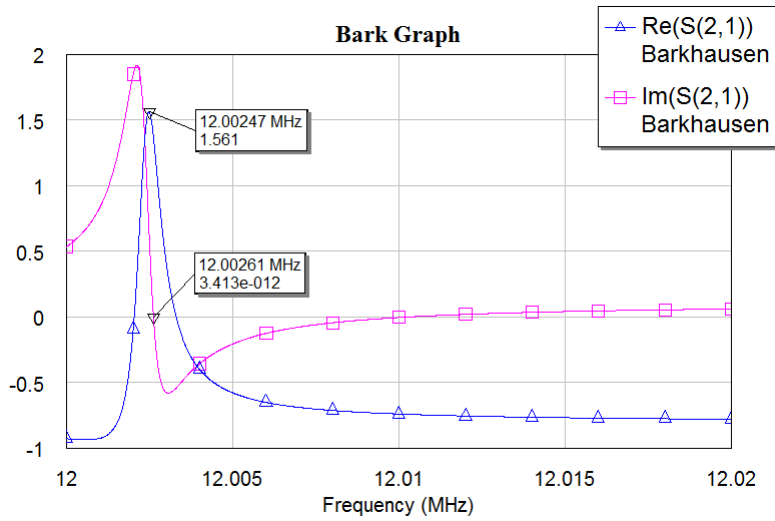


Figura 4: Plot di Barkhausen



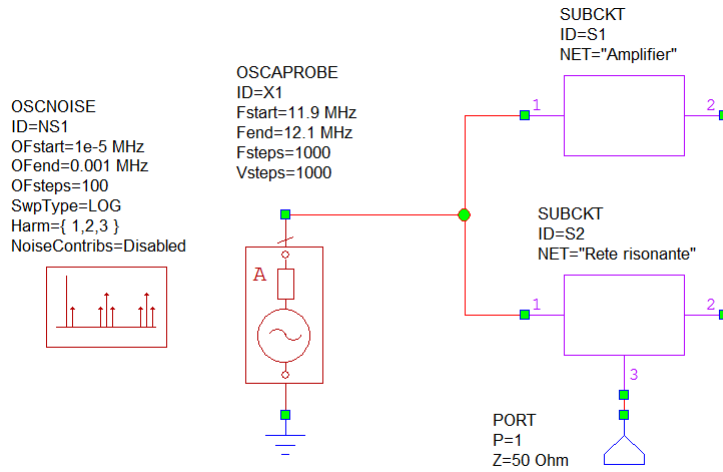


Figura 5: Misura con OSCAPROBE

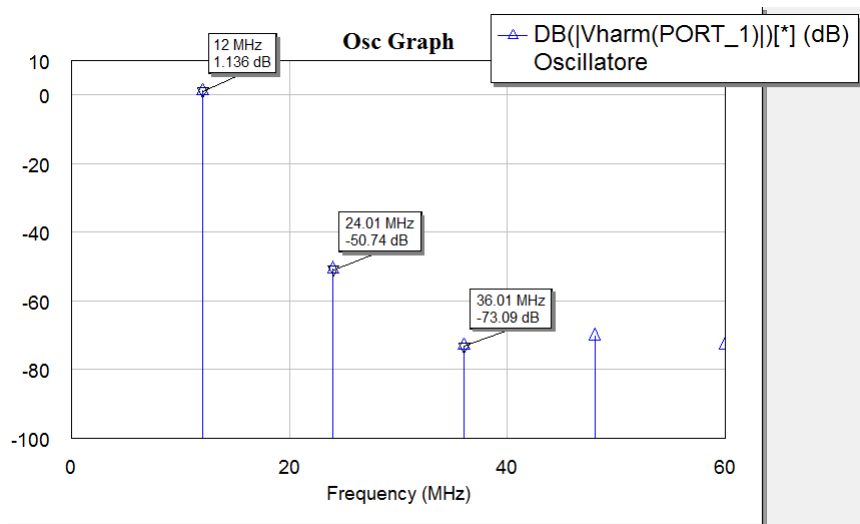


Figura 6: Analisi spettrale dell'oscillatore

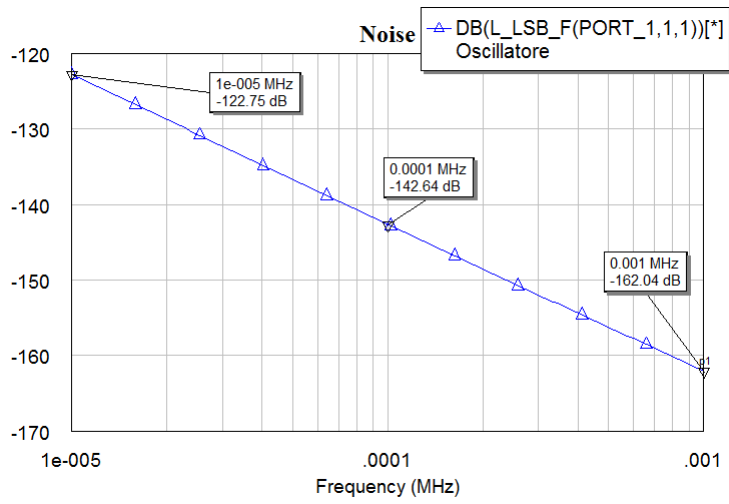


Figura 7: Single Side band to Carrier Ratio

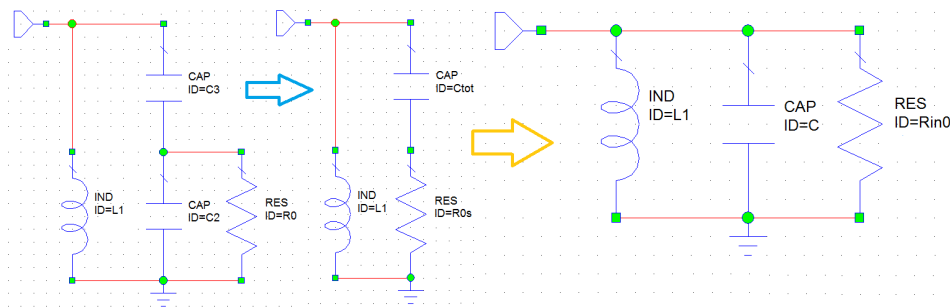


Figura 8: Trasformazioni circuitali equivalenti

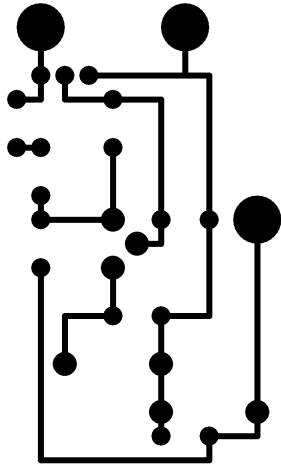


Figura 9: File Gerber

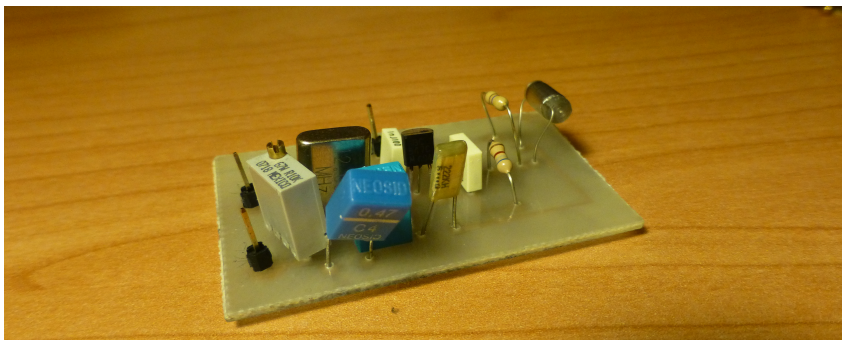


Figura 10: Circuito Ottenuto

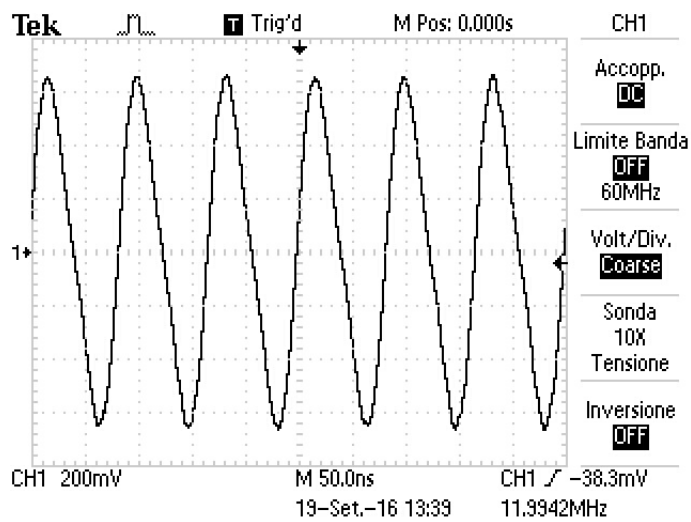


Figura 11: Oscilloscopio

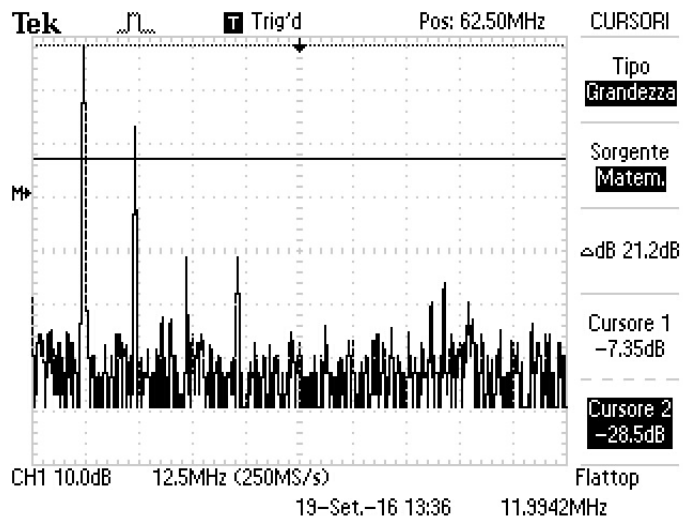


Figura 12: Analizzatore Di Spettro