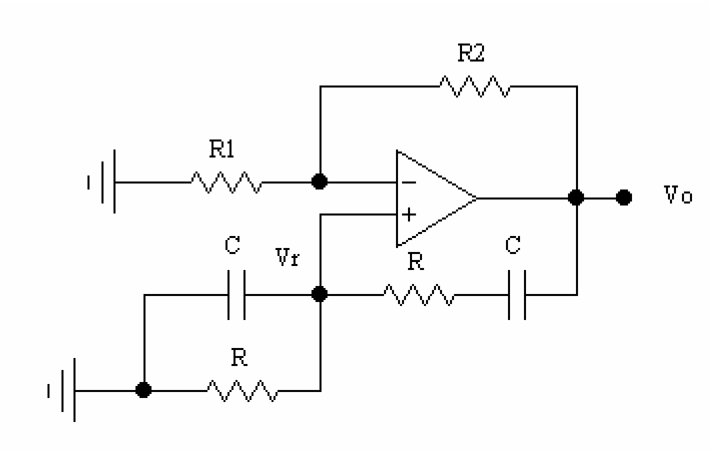
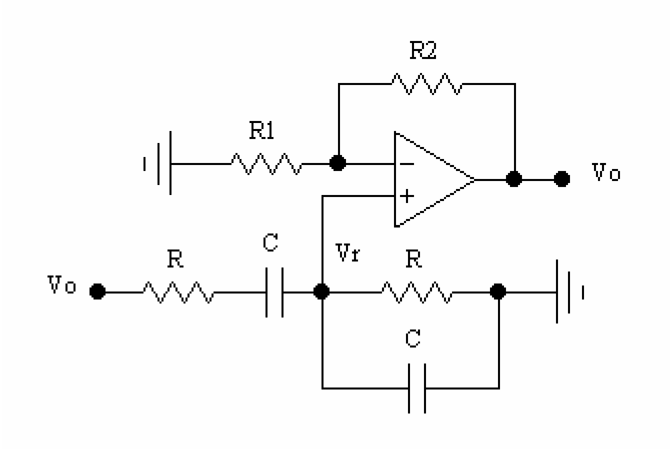
OSCILLATORE A PONTE DI WIEN



Supponendo che l'amplificatore non assorba corrente d'ingresso e sia nulla la sua resistenza d'uscita, possiamo aprire le maglie in corrispondenza dei terminali d'ingresso, senza alterare il comportamento del circuito.
Si ottiene un amplificatore in configurazione di amplificatore non invertente, come mostrato in figura.



Si calcolano le impedenze serie e parallelo:

$$\overline{Z}_P = \frac{R \cdot (-jX_C)}{R - jX_C} = \frac{-jRX_C}{R - jX_C} \qquad \qquad \overline{Z}_S = R - jX_C$$

Si calcola la funzione d'uscita:

$$\overline{V}_o = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot \frac{\overline{Z}_P}{\overline{Z}_S + \overline{Z}_P} \cdot \overline{V}_o = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot \frac{\frac{-jRX_C}{R - jX_C}}{R - jX_C + \frac{-jRX_C}{R - jX_C}} \cdot \overline{V}_o \quad \Rightarrow$$

$$\Rightarrow \quad 1 = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot \frac{\frac{-jRX_C}{R - jX_C}}{R - jX_C + \frac{-jRX_C}{R - jX_C}} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot \frac{-jRX_C}{R^2 - j2RX_C - X_C^2 - jRX_C} =$$

$$= \left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)\cdot\frac{-jRX_C}{-j3RX_C+R^2-X_C^2} = \left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)\cdot\frac{RX_C}{3RX_C+j\left(R^2-X_C^2\right)}$$

dove $A = 1+\frac{R_2}{R_1}$ è l'amplificazione, e $\beta = \frac{RX_C}{3RX_C+j\left(R^2-X_C^2\right)}$ è la rete di retroazione.

Il prodotto $A\beta$ è reale e positivo (ossia uguale a 1) se la parte immaginaria di β risulta nulla, e ciò si ha alla pulsazione ω_o che verifica l'equazione:

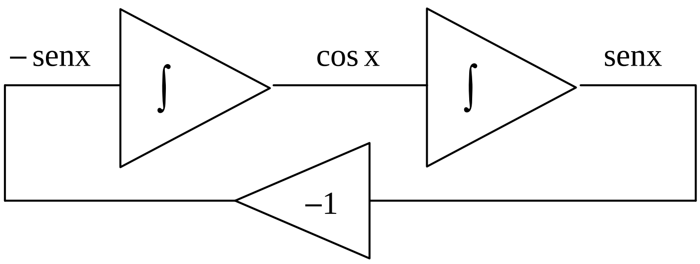
$$R^2 - X_C^2 = 0 \quad\Rightarrow\quad R^2 - \frac{1}{\omega_o^2C^2} = 0 \quad\Rightarrow\quad (\omega_o RC)^2 = 1 \quad\Rightarrow\quad \omega_o = \frac{1}{RC} \quad\Rightarrow\quad f_o = \frac{1}{2\pi RC}$$

A tale pulsazione, si ha:

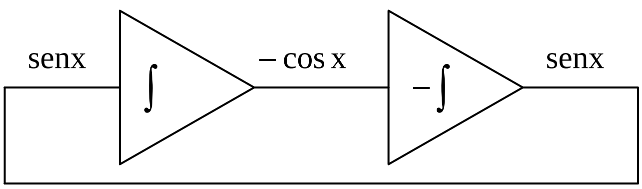
$$\beta = \frac{1}{3} \quad\Rightarrow\quad A = 1+\frac{R_2}{R_1} = \frac{1}{\beta} = 3 \quad\Rightarrow\quad \frac{R_2}{R_1} = 2 \quad\Rightarrow\quad R_2 = 2R_1$$

OSCILLATORE IN QUADRATURA

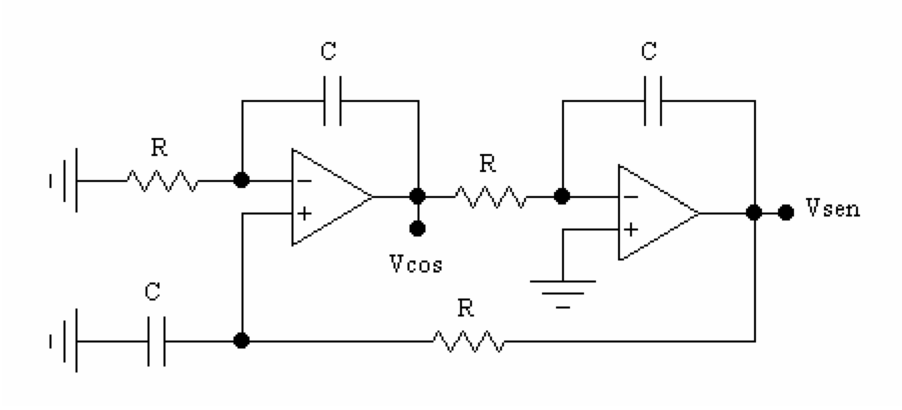
Poiché la doppia integrazione di una sinusoide fornisce una sinusoide avente la stessa frequenza, ma sfasata in ritardo di 180°, se si inverte il segnale risultante dalla doppia integrazione si può realizzare uno sfasamento complessivo di 360° e, quindi, riottenere la sinusoide di partenza, purché alla frequenza di oscillazione risulti $\overline{A}\overline{\beta} = 1$.



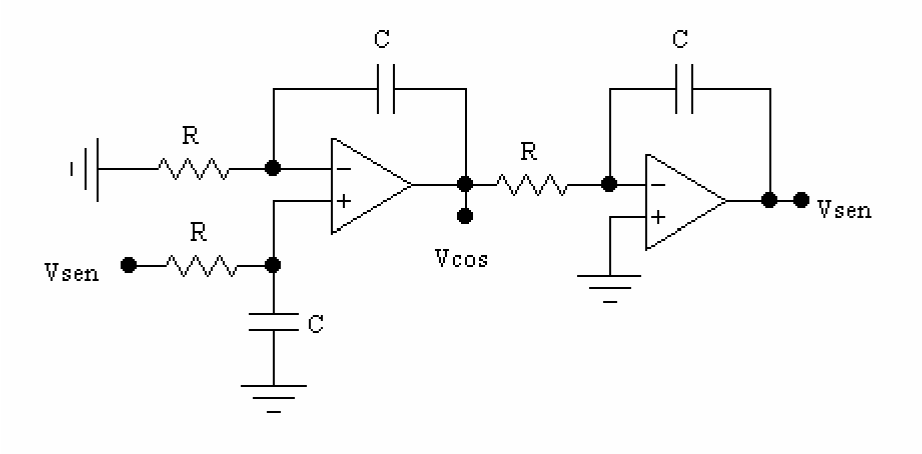
Ricordando che l'integratore nella configurazione non invertente introduce uno sfasamento di 90° in ritardo tra il segnale d'uscita e quello d'ingresso, e che l'integratore invertente introduce uno sfasamento di 90° in anticipotra il segnale alla sua uscita rispetto a quello al suo ingresso, se al posto del secondo integratore si utilizza un integratore invertente, si otterrà uno sfasamento complessivo di zero gradi, rendendo superfluo l'invertitore.



Ponendo, quindi, in cascata ad un integratore non invertente un integratore invertente, si realizza un oscillatore in grado di fornire due uscite sinusoidali sfasate tra lori di 90°, cioè in quadratura, da cui il nome di oscillatore in quadratura.
Il circuito è il seguente.



Sempre nell'ipotesi che gli ingressi degli amplificatori non assorbono corrente e che le loro resistenze d'uscita siano nulle, possiamo aprire la maglia all'uscita dell'integratore invertente senza alterare il comportamento del circuito.



$$\overline{V}_{COS} = -j\frac{1}{\omega RC}\cdot\overline{V}_{SEN} = -j\frac{1}{\omega RC}\cdot j\frac{1}{\omega RC}\cdot\overline{V}_{COS} = \frac{1}{(\omega RC)^2}\cdot\overline{V}_{COS} \quad\Rightarrow\quad \frac{1}{(\omega RC)^2} = 1$$

Tale uguaglianza è vera solo per quella frequenza ω_o alla quale $\omega_o RC = 1$, ossia

$$\omega_o = \frac{1}{RC} \quad\Rightarrow\quad f_o = \frac{1}{2\pi RC}$$

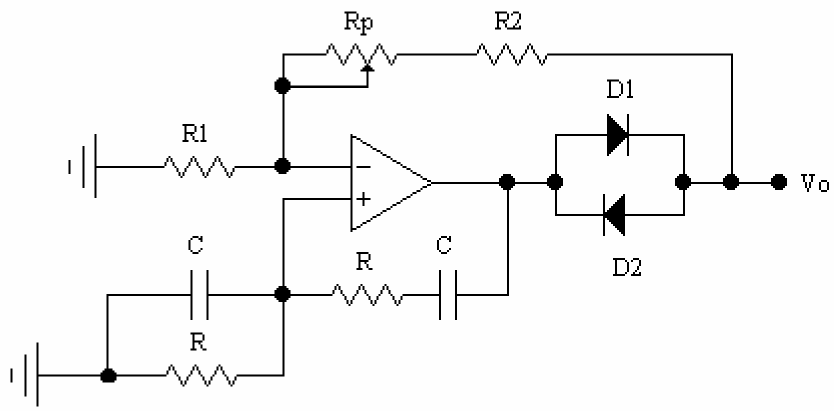
che è la frequenza a cui oscillerà il circuito. In corrispondenza di tale frequenza il guadagno di entrambi gli integratori risulterà unitario.

CRITERI DI PROGETTO

Problema fondamentale è l'innesco delle oscillazioni e, quindi, la necessità di un controllo automatico del guadagno o dell'attenuazione introdotta dalla rete di retroazione.

Oscillatore a ponte di Wien. Controllo dell'ampiezza con diodi.

Gli oscillatori a ponte di Wien generano una forma d'onda con distorsione decisamente inferiore a quella degli oscillatori a rete di sfasamento. Per ottenere un'oscillazione di ampiezza costante, è necessario un dispositivo di controllo automatico che riporti gradualmente ad 1 il guadagno d'anello ad innesco avvenuto. Per ottenere ciò, in genere, si interviene sulla rete di retroazione negativa, il cui tasso, reso variabile, cresce all'aumentare dell'ampiezza del segnale, con conseguente riduzione del guadagno dell'amplificatore.
Per essere sicuri che si inneschi l'oscillazione, dobbiamo rendere $A\beta > 1$, cosa che si realizza aumentando l'amplificazione A, cioè rendendo $R_2 > 2R_1$, per poi riportarne il valore a $R_2 = 2R_1$ una volta raggiunta la voluta ampiezza d'uscita.
Il controllo dell'ampiezza viene ottenuto inserendo sull'uscita due diodi in antiparallelo come in figura.



Poiché i diodi presentano una tensione di soglia di circa 0,65V, nella fase iniziale, e ogni volta che l'uscita attraversa lo zero, la rete di retroazione risulta aperta rendendo molto elevato il guadagno. Quando invece viene superata, si chiude la rete di retroazione limitando automaticamente l'ampiezza. Il trimmer R_P serve per regolare il livello del segnale d'uscita. Unica accortezza è quella di far circolare nei diodi una corrente media abbastanza alta, tale da tenere il punto di lavoro lontano dal ginocchio, ad evitare distorsioni del segnale d'uscita. Per quanto riguarda il dimensionamento dei componenti, si sfruttano le due relazioni:

$$R_2 = 2R_1 \quad \text{e} \quad f_o = \frac{1}{2\pi RC}$$

Una volta fissata la frequenza f_o e l'ampiezza V_{oM} dell'oscillazione, si procede nel seguente modo:

a. Si calcola il valore di RC $\qquad RC = \dfrac{1}{2\pi f_o}$.

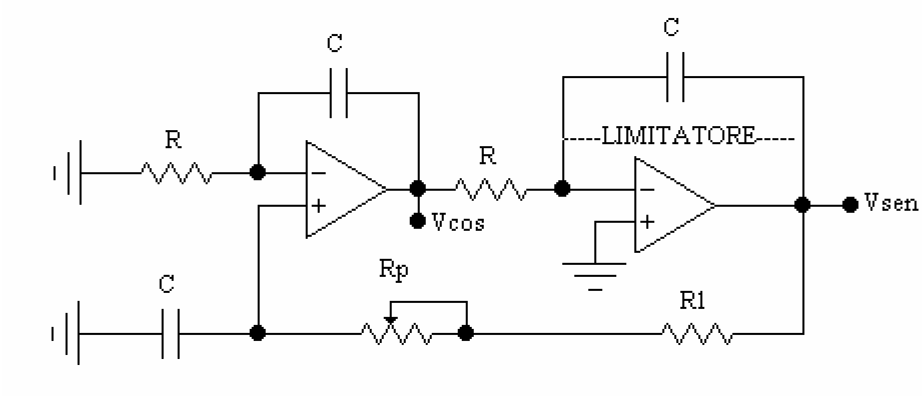
b. Si assegna un valore a C (essendo i valori commerciali di capacità in numero più limitato di quelli di resistenza) e si calcola R: $R = \frac{1}{2\pi f_o C}$ (il valore di R non deve risultare piccolo per non caricare l'uscita).

c. Si fissa un opportuno valore di R_1 e si calcola R_2 ed R_P: $R_2 + \frac{R_P}{2} = 2R_1$, in modo da poter effettuare, entro certi limiti, un controllo sull'ampiezza dell'oscillazione.

Per l'elevata stabilità, questo oscillatore viene impiegato per frequenze che vanno dagli Hz a diverse centinaia di KHz. La limitazione alle frequenze superiori è dovuta allo slew-rate dell'amplificatore operazionale usato. Un segnale sinusoidale, avente valore di picco V_{oP} in uscita, non risulta distorto se risulta: $S_r > 2\pi f V_{oP}$.

Oscillatore in quadratura. Controllo dell'ampiezza con limitatore.

Questi oscillatori vengono utilizzati in alcune applicazioni quali la modulazione SSB (single side band), a banda laterale singola) e la modulazione PSK a quattro fasi (phase shift keying, modulazione a spostamento di fase). Idealmente, l'ampiezza del segnale risulta uguale per le due uscite. Tuttavia, le inevitabili tolleranze dei componenti rendono critico il funzionamento del circuito. Altra instabilità è introdotta dalla necessità di innescare le oscillazioni.



Per questo ultimo motivo, aumentiamo il guadagno dell'integratore non invertente inserendo, nella rete di retroazione positiva, un trimmer di modo che risulti $R_1 + \frac{R_P}{2} = R$. Si tara, in fase di funzionamento, il trimmer in modo da avere l'innesco dell'oscillazione indistorta. Al fine di ottenere un controllo sull'ampiezza, bisogna inserire nell'integratore invertente un limitatore. Spesso, oltre a rendere variabile una resistenza, per innescare l'oscillazione, si rende variabile anche il limitatore per minimizzare la distorsione. Per quanto riguarda il dimensionamento dei componenti, si assumono, in genere, tutte le capacità e tutte le resistenze uguali. Una volta fissata la frequenza di oscillazione, si procede nel seguente modo:

a. Si determina il valore di RC: $RC = \frac{1}{2\pi f_o}$

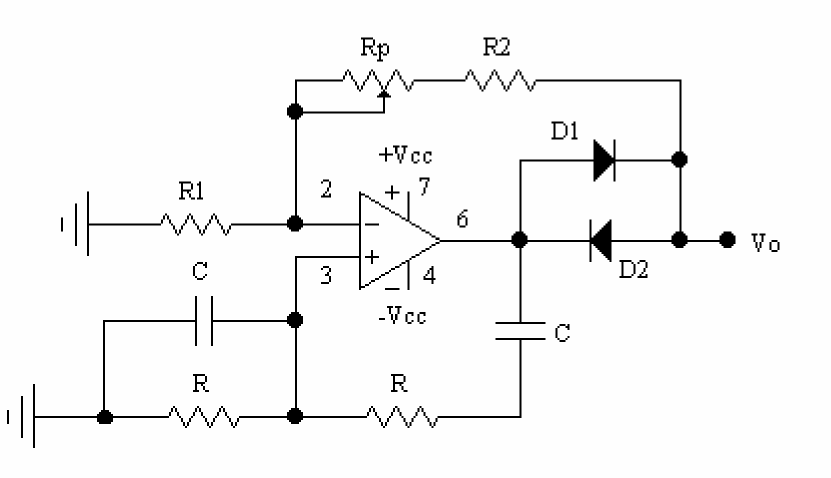
b. Si assegna un valore a C e si calcola R: $R = \dfrac{1}{2\pi f_o C}$

c. Si sceglie la resistenza da rendere variabile e si sceglie il valore del trimmer e della resistenza in modo che : $R_1 + \dfrac{R_P}{2} \cong R$ e $\dfrac{R_P}{2} \cong 25\% R$

d. Si dimensiona il limitatore.

PROGETTO E COLLAUDO DI CIRCUITI OSCILLATORI

Progetto di un oscillatore a ponte di Wien con frequenza f_o = 4KHz



Si utilizza un'alimentazione duale di ±12V. Per il controllo dell'ampiezza utilizziamo due diodi di commutazione (1N4148) in antiparallelo posti sull'uscita. Allorché la tensione d'uscita è minore o circa uguale a $V_\gamma \approx 0{,}65V$ (tensione di soglia dei diodi) l'anello di retroazione risulta aperto e il guadagno elevato. Quando l'uscita supera la tensione V_γ (o scende al di sotto della tensione V_γ), un diodo va in conduzione chiudendo l'anello di retroazione e ottenendo la limitazione del guadagno. Perché l'uscita risulti indistorta, salvo una discontinuità nell'intorno dello zero (in cui entrambi i diodi risultano interdetti), bisogna far lavorare i diodi lontano dalla zona del ginocchio delle loro curve caratteristiche.

Calcolo di R e C

Essendo 4KHz la frequenza di oscillazione, calcoliamo la costante di tempo RC:

$$\tau = RC = \frac{1}{2\pi f_o} = \frac{1}{2\pi \cdot 4 \cdot 10^3} = 39{,}79\mu s$$

Posto $C = 10\eta F$, per R si ha: $R = \frac{\tau}{C} = \frac{39{,}79 \cdot 10^{-6}}{10 \cdot 10^{-9}} = 3{,}979 K\Omega \rightarrow 3{,}9 k\Omega$,

Calcolo di R_1, R_2 e R_P

Dovendo risultare $R_2 + \frac{R_P}{2} = 2R_1$, poniamo $R_1 = 120 K\Omega$ e $R_P = 100 K\Omega$ e calcoliamo R_2:

$$R_2 = 2R_1 - \frac{R_P}{2} = 120 \cdot 10^3 - \frac{100 \cdot 10^3}{2} = 190 k\Omega \rightarrow 180 k\Omega .$$

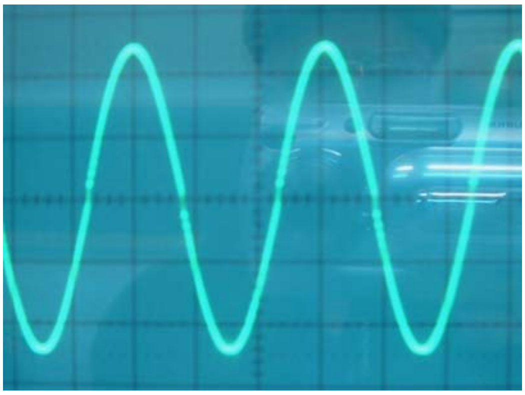
Come diodi di commutazione utilizzeremo due 1N4148.

Risultati sperimentali

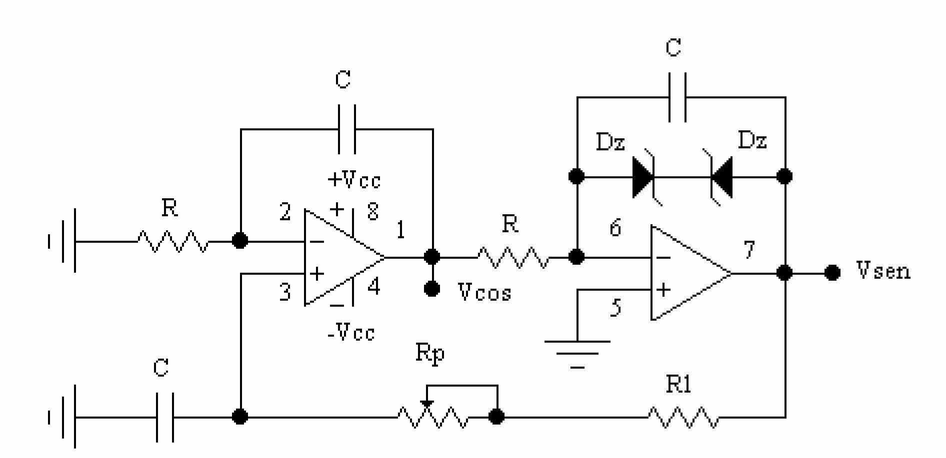
Le forme d'onda d'uscita sono state rilevate mediante oscilloscopio; la frequenza e l'ampiezza dell'oscillazione vengono misurate con l'oscilloscopio.
Si è regolato il potenziometro R_P fino ad avere in uscita un segnale indistorto.
Di tale segnale si misura l'ampiezza e il periodo:

$$V_{oM} = 5V \qquad T_o = 3ms \Rightarrow f_o = 3{,}33 kHz$$

La diversità dal valore teorico è dovuta essenzialmente alla tolleranza delle due capacità utilizzate.
La forma d'onda d'uscita risulta comunque leggermente distorta sull'asse dei tempi, tensione per la quale entrambi i diodi risultano interdetti. Viene riportato la foto dell'oscillogramma



Progetto di un oscillatore in quadratura con frequenza di 5KHz



Come limitatore si usano due diodi zener in antiserie con tensione di zener di 4,7V,

Calcolo di R e C

Essendo 5KHz la frequenza di oscillazione, possiamo ricavare la costante di tempo dei gruppi RC:

$$\tau = RC = \frac{1}{2\pi f_o} = \frac{1}{2\pi \cdot 5 \cdot 10^3} = 31{,}83\mu s$$

Posto $C = 4{,}7\eta F$, per R si ha: $R = \frac{\tau}{C} = \frac{31{,}83 \cdot 10^{-6}}{4{,}7 \cdot 10^{-9}} = 6{,}8K\Omega$.

Calcolo di R₁ e Rₚ

Dovendo risultare $R_1 + \frac{R_P}{2} = R = 6{,}8K\Omega$, poniamo $R_P = 10K\Omega$ e calcoliamo

$$R_1 = R - \frac{R_P}{2} = 6{,}8 \cdot 10^3 - \frac{10 \cdot 10^3}{2} = 1{,}8K\Omega$$

Risultati sperimentali

Si regola il potenziometro R_P in modo da innescare l'oscillazione. Si sono ottenute due uscite di ampiezza picco-picco $V_{oP} = 2{,}5V$, periodo $T_o = 168\mu s$ e frequenza $f_o = 5{,}95kHz$.

Per evidenziare la relazione di fase tra le due uscite abbiamo usato le figure di Lissajous, ottenendo un cerchio quasi perfetto, cioè i due segnali sono risultati in quadratura.