

Es06A: Oscillatore sinusoidale a ponte di Wien con OpAmp

Gruppo 1.AC
Bernardo Tomelleri

7 dicembre 2021

Misura componenti dei circuiti

Resistenze [k Ω]	R	σR	Capacità [nF]	C	σC
R_1	9.91	0.08	C_1	10.0	0.4
R_2	9.91	0.08	C_2	10.0	0.4
R_3	9.93	0.08			
R_4	9.93	0.08			
R_5	9.95	0.08			
R	9.49	0.08			

Tabella 1: Valori di resistenza e capacità misurate per i componenti dei circuiti studiati.

Riportiamo per completezza anche i valori delle tensioni di alimentazione continue per l'op-amp misurate con il multimetro

$$V_{CC} = 4.99 \pm 0.03\text{V}$$

$$V_{EE} = -4.99 \pm 0.03\text{V}$$

Per tutto il resto della trattazione come ampiezze dei segnali si intendono misurate non “picco - picco”, a meno che non venga esplicitato altrimenti.

Nota sul metodo di fit

Per determinare i parametri ottimali e le rispettive covarianze si è implementato in `Python` un algoritmo di fit basato sui minimi quadrati mediante la funzione `curve_fit` della libreria `SciPy`.

1 Apparato di misura del guadagno ad anello chiuso

Si è montato il circuito per la misura del loop-gain $\bar{L}(j\omega) = \beta(j\omega)\bar{A}$ nel nostro generatore di onde sinusoidali come quello proposto nello schema in fig. 1

Il circuito è formato da un amplificatore non-invertente con guadagno indipendente dalla frequenza (trascurando la presenza e risposta non lineare dei diodi in parallelo a R_3 - che consideriamo dei circuiti aperti - dal momento che supponiamo di lavorare con $V_{\text{out}} \sim V_{R_3}$ vincolato ad essere in modulo minore rispetto alla tensione caratteristica del regime di conduzione in cui questi svolgono un ruolo $V_\gamma \sim 0.7\text{ V}$)

$$A = 1 + \frac{(1-p)R + R_3 + R_4}{pR + R_5} \quad (1)$$

in cui il parametro $p \in [0, 1]$ è stato introdotto per indicare la posizione del contatto strisciante in POT1, o meglio la frazione di resistenza totale R del potenziometro ideale che si trova tra il terminale centrale e la resistenza R_5 . Quindi, per costruzione, quando $p = 0$ il trimmer del potenziometro è girato tutto verso il basso (R_5), mentre per $p = 1$ è rivolto verso l'alto (R_4).

A cui si aggiunge un anello di feedback all'ingresso invertente dell'OpAmp il cui guadagno è dato dal rapporto di partizione

$$\beta(s) = \frac{Z_P}{Z_S + Z_P} = \frac{1}{Z_S/Z_P + 1} \quad (2)$$

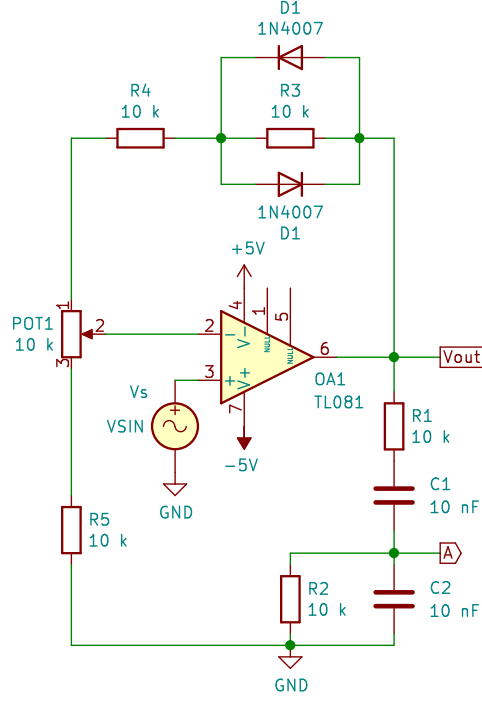


Figura 1: Schema circuitale dell'amplificatore di carica costruito.

tra un'impedenza serie RC Z_S e un'impedenza "parallelo" Z_P , ovvero sia

$$Z_S = R_1 + \frac{1}{sC_1} = R_1 \frac{s + \omega_1}{s}$$

$$Z_P = \frac{R_2}{1 + sR_2C_2} = R_2 \frac{\omega_2}{s + \omega_2}$$

dove abbiamo indicato $\omega_1 = 1/(R_1C_1)$ e con $\omega_2 = 1/(R_2C_2)$. Espandendo in termini delle singole resistenze e pulsazioni possiamo riscrivere il fattore di feedback

$$\beta(s) = \frac{1}{1 + Z_S/Z_P} = \frac{1}{1 + \frac{R_1}{R_2} \frac{(s + \omega_1)(s + \omega_2)}{s\omega_2}} = \frac{R_2}{R_1} \frac{s\omega_2}{\omega_1\omega_2 + s^2 + \left[\omega_1 + \omega_2 \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)\right] s} \quad (3)$$

Per la condizione di Barkhausen consideriamo solo valori puramente immaginari di $s = j\omega$, per cui troviamo

$$\beta(j\omega) = \frac{R_2}{R_1} \frac{j\omega\omega_2}{\omega_1\omega_2 - \omega^2 + j\omega \left[\omega_1 + \omega_2 \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)\right]} > 0 \quad (4)$$

Ora, poiché A è reale, la pulsazione in cui si annulla lo sfasamento si trova imponendo che anche $\beta(j\omega) \in \mathbb{R}^+$; il che significa

$$\omega_1\omega_2 - \omega_0^2 = 0 \implies \omega_0 = \sqrt{\omega_1\omega_2} \quad (5)$$

Questo assume una forma ancora più semplice nel caso in cui supponiamo di avere (entro l'incertezza sperimentale) $R_1 = R_2 = R_0$ e $C_1 = C_2 = C_0$, da cui segue $\omega_1 = \omega_2 = \omega_0$

$$\beta(j\omega) = \frac{R_2}{R_1} \frac{1}{1 + \frac{R_2}{R_1} + \frac{\omega_1}{\omega_2}}$$

Alle frequenze equivalenti $f_i = \omega_i/2\pi$ per $i = 0, 1, 2$ il loop-gain diventa

$$\bar{L}(f_0) = A \frac{R_2}{R_1} \frac{1}{1 + \frac{R_2}{R_1} + \frac{f_1}{f_2}}$$

cioè

$$\bar{L}(\omega) = A \frac{j\omega/\omega_0}{(1 - \omega^2/\omega_0^2) + 3j\omega/\omega_0} \quad (6)$$

e la pulsazione a sfasamento nullo è $\bar{\omega} = \omega_0$ e per tale frequenza si ha più semplicemente $L(\omega_0) = |\bar{L}(\omega_0)| = A/3$.

$$\beta(\omega) = \frac{1}{2 + \frac{C_2}{C_1} + j\left(\omega R_1 C_2 - \frac{1}{\omega R_2 C_1}\right)}. \quad (7)$$

Per ottenere un generatore di onde quadre è necessario che sia soddisfatta la condizione di Barkhausen, ovvero trovare quei parametri per cui $\beta A = 1$. In questo caso la condizione si verifica per un particolare valore di p tale per cui $A(p) = 3$ e per $\beta(j\omega) = \frac{1}{3}$.

2 Misura del loop-gain βA

2.a Risposta in frequenza

Si vuole studiare la funzione di trasferimento del loop di feedback positivo $L(j\omega) = \beta(j\omega)A(j\omega)$ a partire dal rapporto $V_A/V_s = \beta\bar{A} = \bar{L}(j\omega)$, per cui si è inviato all'ingresso non-invertente dell'amplificatore un'onda sinusoidale di ampiezza fissata a $V_s = 99.9 \pm 0.8\text{mV}$

Dunque abbiamo studiato il segnale in uscita dal circuito nel punto A al variare della frequenza del segnale in ingresso $V_s(t)$ tramite lo strumento Network dell'AD2. Riportiamo in fig. 2 modulo e fase misurati per $T(\omega)$ con plot di Nyquist in dettaglio a destra.

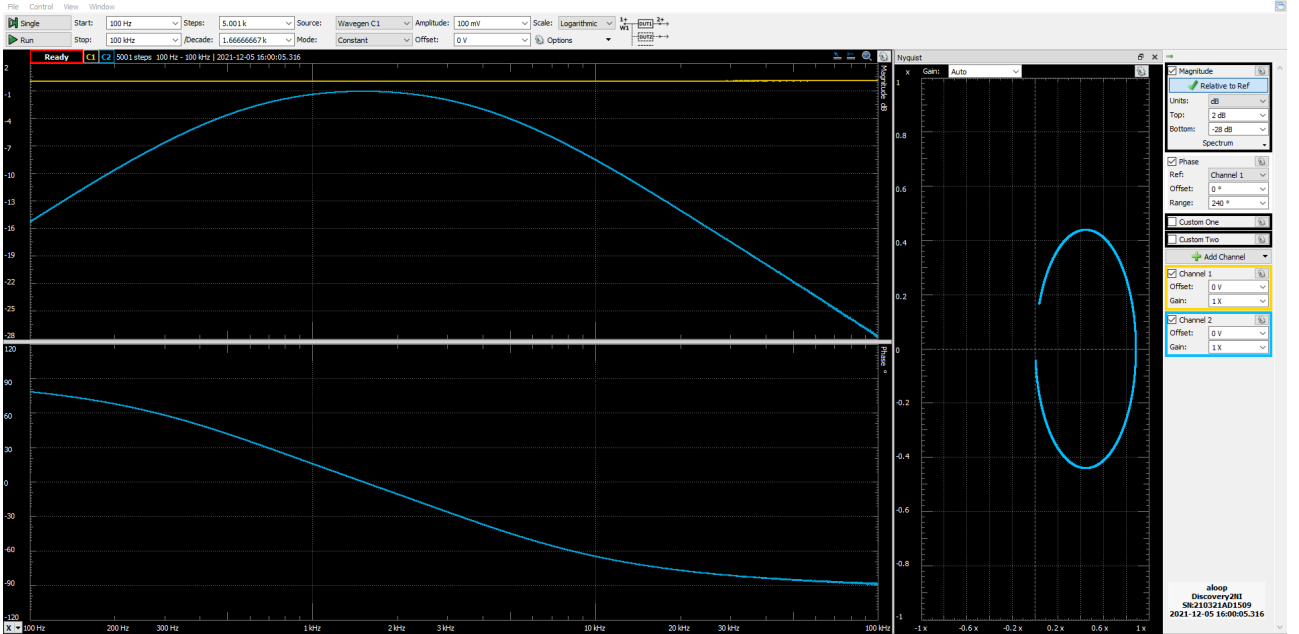


Figura 2: Plot di Bode e Nyquist ottenuto dallo scan con Network tra 100 Hz e 100 kHz con un segnale sinusoidale in ingresso all'anello di feedback invertente A , di ampiezza costante $v_{in} = 100\text{ mV}$.

Con l'aiuto dei cursori abbiamo misurato come guadagno a centro banda per il circuito amplificatore con resistenza $R_2^a = 5.1\text{ k}\Omega$ $A_M = -1.10 \pm 0.05\text{ dB} = 0.881 \pm 0.005$. Dunque abbiamo ricavato una stima delle frequenze di taglio per i due amplificatori invertenti dal punto in cui il guadagno diminuisce di -3.01 dB rispetto ad A_M e infine una misura della frequenza a sfasamento nullo

$$\begin{aligned} f_L &= 804 \pm 2\text{ Hz} \\ f_H &= 2875 \pm 8\text{ Hz} \\ f_0 &= 1522 \pm 2\text{ Hz} \end{aligned}$$

Il massimo ed il minimo guadagno al variare della posizione del trimmer

$$\begin{aligned} V_s &= 199 \pm 2\text{ mV} \\ V_{\min} &= 133.0 \pm 1.1\text{ mV} \implies A_{v,\min} = \pm \\ V_{\max} &= 260 \pm 2\text{ mV} \implies A_{v,\max} = \pm \end{aligned}$$

2.b Dipendenza del loop-gain dalla resistenza del potenziometro

2.b.1 Misure di guadagno al variare di V_s

Misurando con l'oscilloscopio l'ampiezza dei segnali in ingresso v_{in} e in uscita v_{out} dall'amplificatore possiamo ricavare una misura del guadagno del circuito dal rapporto $A = \frac{v_{out}}{v_{in}}$.

$v_{in}(\text{mV})$ (nom.)	$v_{in} \pm \sigma(v_{in})$ [mV]	$v_{out} \pm \sigma(v_{out})$ [V]	$A \pm \sigma(A)$
50	50.0 ± 0.4	256 ± 2 m	5.12 ± 0.06
100	100.0 ± 0.8	511 ± 4 m	5.11 ± 0.06
150	150.0 ± 1.2	767 ± 6	5.11 ± 0.06
200	200 ± 1.6	1022 ± 8	5.11 ± 0.06
250	250 ± 2	1278 ± 11	5.11 ± 0.06
300	300 ± 2	1534 ± 12	5.11 ± 0.05
350	349 ± 3	1790 ± 14	5.13 ± 0.06
400	399 ± 3	2046 ± 16	5.13 ± 0.06
450	449 ± 4	2302 ± 18	5.13 ± 0.06
500	499 ± 4	2.56 ± 0.02	5.13 ± 0.06
550	549 ± 4	2.82 ± 0.02	5.13 ± 0.06
600	599 ± 5	3.07 ± 0.02	5.13 ± 0.06
700	699 ± 6	3.55 ± 0.03	5.07 ± 0.06
800	799 ± 6	3.82 ± 0.03	4.78 ± 0.05
900	899 ± 7	3.86 ± 0.03	4.28 ± 0.05
1 V	999 ± 8	3.86 ± 0.03	3.86 ± 0.04
1.2 V	1199 ± 9	3.86 ± 0.03	3.22 ± 0.04
1.4 V	1399 ± 11	3.88 ± 0.03	2.78 ± 0.03
1.6 V	1599 ± 12	3.89 ± 0.03	2.43 ± 0.03
1.8 V	1799 ± 14	3.90 ± 0.03	2.17 ± 0.02
2 V	1999 ± 15	3.92 ± 0.03	1.96 ± 0.02

Tabella 2: Misure di guadagno al variare della tensione in ingresso all'amplificatore con $R_2^a = 5.1 \text{ k}\Omega$. Oltre i 600 mV di ampiezza del segnale in ingresso la forma d'onda in uscita inizia a manifestare difetti dovuti al clipping dell'op-amp al di fuori del regime lineare.

Con un fit lineare possiamo stimare il guadagno dell'amplificatore a partire dal grafico di $v_{out} = Av_{in}$ al variare di v_{in} . Riportiamo quanto trovato per il primo circuito: Da cui troviamo i seguenti parametri per la

Figura 3: Fit lineare per l'andamento dell'ampiezza misurata in uscita rispetto all'ampiezza del segnale in ingresso.

retta di best-fit

$$\text{intercetta} = -0.6 \pm 0.4 \text{ mV} \quad \text{pendenza} = 5.124 \pm 0.003 \quad \text{correlazione} = -0.72 \quad \chi^2 = 0.2 \quad d.o.f. = 10$$

$$\text{coefficiente angolare/senza intercetta} = 5.120 \pm 0.002 \quad \chi^2 = 0.2 \quad d.o.f. = 11$$

Il valore atteso per il guadagno dal valore dei componenti in questa configurazione del circuito è pari a

$$A_{v,\text{exp}} = -\frac{R_2}{R_1} = -5.13 \pm 0.12$$

Questo è in ottimo accordo con quanto trovato sperimentalmente dalla nostra analisi.

Mantenendo lo stesso segnale in ingresso al circuito del punto precedente (con ampiezza ben oltre la soglia $V_s \gg V_{thr}$) riportiamo il segnale visualizzato all'oscilloscopio in uscita dal discriminatore in fig. 4.

Figura 4: Acquisizione del segnale in uscita dal circuito comparatore con un'onda quadra in ingresso $V_s = 1 \text{ V}$, $f = 100 \text{ Hz}$

Risulta già chiaro dal dettaglio a destra, in corrispondenza del fronte di discesa dell'onda quadra, come il segnale in uscita non abbia né livelli basso e alto simmetrici rispetto a 0 V, né pendenza uguale (idealmente infinita) nel passaggio tra questi due, al contrario di quanto atteso dal nostro modello semplificato.

Possiamo caratterizzare il segnale $V_{\text{discr}}(t)$ trovato come un impulso di tensione con livello basso V_{OL} e livello alto V_{OH} di durata T_{OH} che si ripete periodicamente con la stessa frequenza dell'onda quadra in ingresso $V_s(t)$. Riportiamo le misure dirette effettuate con i cursori delle tensioni di saturazione del comparatore e una misura del tempo "alto" dell'impulso definita in maniera compatibile con la funzione automatica di misura "PosWidth" (cioè come il tempo in cui la tensione si trova al di sopra della metà del valore positivo dell'impulso, che quindi tenderà a dare una sovrastima per la pendenza visibilmente non ideale dei fronti d'onda).

$$\begin{aligned}V_{OH} &= 4.38 \pm 0.03 \text{ V} \\V_{OL} &= -3.53 \pm 0.02 \text{ V} \\T_{OH} &= 382 \pm 5 \text{ } \mu\text{s}\end{aligned}$$

Osserviamo quindi che i valori di saturazione alta e bassa misurati non sono compatibili con quelli attesi, ma sono entrambi inferiori (in modulo). Questo può essere dovuto al fatto che in realtà il TL081 in regime di saturazione produce al massimo tensioni entro il suo (Maximum Output) *Voltage swing* riportato come valore tipico nel datasheet $V_{OM, \text{typ}} = 13.5$, sensibilmente inferiore rispetto al valore di tensione di alimentazione tipico a cui è riferito $V_{CC, \text{typ}} = 15 \text{ V}$.

Quindi, volendo ragionare per analogia ci aspettiamo un'escursione massima tra le tensioni di saturazione (date le nostre tensioni di alimentazione a $\pm 5 \text{ V}$) $V_{OM} = 13.5 \cdot V_{CC}/V_{CC, \text{typ}} = 13.5/3 = 4.5 \text{ V}$, che risulta sicuramente più vicino a quanto abbiamo misurato.

3 Progettazione del circuito auto-oscillante

Si è completato il circuito oscillatore a ponte di Wien collegando l'ingresso non-invertente dell'OpAmp TL081CP al punto A, quindi chiudendo l'anello di feedback positivo, come si vede in fig. 5

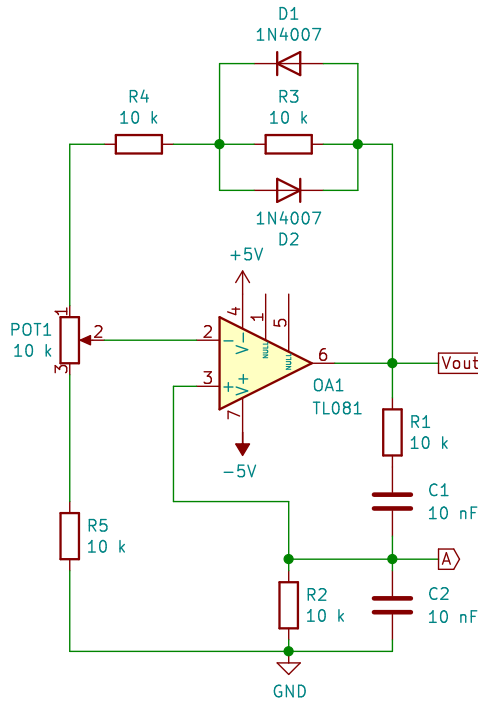


Figura 5: Schema circuitale del trigger di Schmitt costruito.

4 Frequenza generata e innesco dell'oscillazione

Il circuito in fig. 6 è costituito da un trigger di Schmitt con un filtro passa-basso RC collegato all'ingresso invertente dell' OpAmp.

Figura 6: Schema circuitale del multivibratore astabile costruito.

4.a Misura della frequenza generata dall'oscillatore

Per spiegarne il funzionamento è fondamentale studiare il comportamento del condensatore collegato all'ingresso negativo dell'OpAmp C_1 . Questo si carica fino a raggiungere la stessa d.d.p. al terminale positivo dell'operazione, a questo punto il trigger cambia rapidamente stato da alto a basso e, di conseguenza, la tensione all'ingresso non-invertente si abbassa. Dunque il condensatore comincia a scaricarsi fino a che la d.d.p. ai suoi capi non raggiunge la stessa tensione ora presente all'ingresso non invertente dell'amplificatore operazionale. Il ciclo quindi si ripete generando un'onda quadra in uscita, il cui periodo di oscillazione è proporzionale al doppio del tempo caratteristico $\tau = R_3 C_1$ in cui il condensatore è in grado di caricarsi/scaricarsi.

Più precisamente, una volta definite

$$q = \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 0.502 \pm 0.003$$

$$\tau = R_3 C_1 = 95 \pm 4 \mu\text{s}$$

Abbiamo come valori attesi per i tempi caratteristici alto t_H e basso t_L ed il periodo T dell'onda quadra generata dal multivibratore:

$$t_H = \tau \ln \left(\frac{1 - q \frac{V_{OL}}{V_{OH}}}{1 - q} \right) = 1.04 \pm 0.04 \text{ ms} \quad (8)$$

$$t_L = \tau \ln \left(\frac{1 - q \frac{V_{OH}}{V_{OL}}}{1 - q} \right) = 1.16 \pm 0.05 \text{ ms} \quad (9)$$

$$(10)$$

Conseguentemente il valore del periodo e duty-cycle atteso valgono:

$$T = t_H + t_L = 2.20 \pm 0.06 \text{ ms} \quad (11)$$

$$\text{dc} = \frac{t_H}{T} = 47 \pm 2 \% \quad (12)$$

4.b Dipendenze dalla posizione del potenziometro

Osservando il segnale in uscita $V_{\text{out}}(t)$ ci si aspetta di trovare un'onda quadra di ampiezza picco-picco $\sim 8 \text{ V}$, periodo $T = 2.15 \pm 0.03 \text{ ms}$ e duty-cycle 50%. Effettivamente come tensioni di saturazione alta V_{OH} e bassa V_{OL} dell'onda si è misurato

$$\begin{cases} V_{OH} &= 4.18 \pm 0.04 \text{ V} \\ V_{OL} &= -3.47 \pm 0.03 \text{ V} \end{cases} \implies V_{\text{out}}^{pp} = 7.65 \pm 0.05$$

Mentre come $v_+(t)$ ci aspettiamo un'onda della stessa forma di $V_{\text{out}}(t)$, ma ridotta in ampiezza di un fattore di partizione $q \approx 0.5$. Questo corrisponde all'andamento osservato di questi due segnali, che riportiamo in fig. 7

Figura 7: Fermo immagine preso dall'oscilloscopio dell'andamento nel tempo dei segnali $v_+(t)$ (CH1) e $V_{\text{out}}(t)$ (CH2).

Osservando $v_-(t)$, infine, ci si aspetta di vedere un segnale “a pinna di squalo”, caratteristico del processo di carica/scarica del condensatore e con la stessa ampiezza di $v_+(t)$, data dalle tensioni di transizione per il comparatore/trigger di Schmitt, come riportato in fig. 8.

Figura 8: Fermo immagine preso dall'oscilloscopio dell'andamento nel tempo dei segnali $v_-(t)$ (CH1) e V_{out} (CH2).

4.c Innesco dell'auto-oscillazione

Per misurare il periodo dell'onda quadra $V_{\text{out}}(t)$ e la durata dei tempi in cui è in saturazione positiva t_H (e negativa t_L) si è fatto uso dei cursori sull'asse X:

$$\begin{array}{ll} t_H = 1.03 \pm 0.02 \text{ ms} & t_H = 1.00 \pm 0.02 \text{ ms} \\ t_L = 1.12 \pm 0.02 \text{ ms} & t_L = 1.08 \pm 0.02 \text{ ms} \\ T = 2.14 \pm 0.01 \text{ ms} & T = 2.09 \pm 0.16 \text{ ms} \end{array}$$

Da queste abbiamo ricavato la nostra miglior stima del duty-cycle dell'onda quadra generata dal multivibratore

$$\begin{aligned} \text{dc} &= \frac{t_H}{T} = 47.9 \pm 1.0 \% \\ \text{dc} &= \frac{t_H}{T} = 48.2 \pm 0.9 \% \end{aligned}$$

Le misure dei tempi in saturazione positiva, negativa e del periodo dei segnali studiati risultano compatibili con i loro valori attesi, per cui lo è anche il duty cycle.

4.d Limite massimo in frequenza del generatore

Secondo il nostro modello il periodo dell'onda quadra generata è direttamente proporzionale a (e anche dello stesso ordine di) $\tau = R_3 C_1$, per cui se ne vogliamo aumentare la frequenza sarà sufficiente ridurre il valore della resistenza R_3 o della capacità C_1 . Effettivamente abbiamo osservato un aumento di un fattore 10 nella frequenza del treno d'impulsi generato, a seguito di una riduzione di C_1 ed R_3 dello stesso fattore, in accordo con quanto ci si aspetta di vedere per una decimazione del tempo caratteristico di carica/scarica τ .

L'aumento della massima frequenza generabile non è però l'unico effetto che si osserva per via della modifica di τ : l'onda quadra in uscita risulta distorta, specialmente intorno ai fronti di salita e discesa che sono visibilmente limitati in pendenza, come si vede in fig. 9.

Figura 9: Fermo immagine preso dall'oscilloscopio dell'andamento nel tempo dei segnali $v_-(t)$ (CH1) e $V_{\text{out}}(t)$ (CH2) quando il periodo dell'onda generata $T \sim \tau \approx 36 \mu\text{s}$ è ridotto di un fattore di circa 10 rispetto alla configurazione originale del circuito.

In piena analogia con quanto visto nella ??, quando il semi-periodo dell'uscita si avvicina all'ordine dei μs , cioè il tempo minimo che l'OpAmp reale impiega per le transizioni di stato dell'onda quadra di ampiezza picco-picco $V_{\text{out}}^{pp} \sim 8 \text{ V}$, il segnale in uscita presenta fronti di salita e discesa limitati dallo slew-rate dell'OpAmp, che non riesce a passare abbastanza rapidamente da uno stato all'altro.

Per verificare che l'effetto di distorsione predominante sia dovuto allo slew-rate dell'OpAmp, come per il trigger di Schmitt abbiamo misurato (con i cursori) dalla pendenza dei fronti di salita dell'onda in uscita $\text{SR} = 11.2 \pm 0.3 \text{ V/s}$. Questo è compatibile con l'intervallo di valori tipici riportato nel datasheet ($\text{SR}_{\text{min}} = 8 \text{ V}/\mu\text{s} - \text{SR}_{\text{typ}} = 13 \text{ V}/\mu\text{s}$) in particolare ci aspettiamo che l'onda quadra generata inizi ad essere distorta per valori del periodo dell'onda prossimi a $T_{\text{min}} \approx 1.4 \mu\text{s}$, compatibilmente con quanto abbiamo osservato.

Riducendo ulteriormente i valori di resistenza e capacità ($R_3 \approx 220 \Omega$, $C_1 \approx 1 \text{ nF}$) si osservano deviazioni ancora più pronunciate dall'onda quadra attesa in uscita, che possono essere dovute al fatto che il TL081 ha guadagno finito e dipendente dalla frequenza di lavoro, a differenza di quanto presuppone il nostro modello.

Figura 10: Fermo immagine preso dall'oscilloscopio dell'andamento nel tempo dei segnali $v_-(t)$ (CH1) e $V_{\text{out}}(t)$ (CH2) quando il periodo dell'onda generata $T \approx 4 \mu\text{s}$ è prossimo ai limiti possibili per il circuito.

5 Funzione dei diodi in parallelo

Il multivibratore monostabile riportato in fig. 11 è simile al circuito precedente, ma ha uno stato stabile (quello alto) e uno instabile, per cui viene utilizzato come generatore di impulsi. In effetti si è costruito il circuito a partire dallo stesso trigger di Schmitt invertente, aggiungendo però un sotto-circuito di trigger all'ingresso positivo dell'OpAmp e il diodo D_1 in parallelo al condensatore C_1 del filtro passa-basso.

Figura 11: Schema circuitale del multivibratore monostabile costruito.

5.a Studio dei segnali in ingresso e uscita

La presenza del diodo in parallelo al condensatore C_1 limita la tensione ai suoi capi $V_C = v_-$, per cui ci aspettiamo di avere $V_C \leq V_\gamma \approx 0.7$ V, come si trova effettivamente in fig. 12.

Figura 12: Acquisizione all'oscilloscopio dell'andamento nel tempo dei segnali $v_-(t)$ (CH1) e $V_{\text{out}}(t)$ (CH2).

È per questo che lo stato con l'uscita a livello alto è stabile, cioè da quest'ultimo il sistema non passa spontaneamente allo stato instabile; quello con uscita a livello basso. Dunque per innescare la transizione di stato $V_{\text{out}} = V_{OH} \mapsto V_{OL}$ è necessario un circuito di trigger, che faccia abbassare v_+ al di sotto di $v_- \sim V_\gamma$.

In assenza di V_{trig} , come per il multivibratore astabile, all'ingresso non-invertente dell'OpAmp ci aspettiamo di trovare come segnale $v_+(t)$ la stessa forma d'onda presente all'uscita, ma ridotta in ampiezza di un fattore di partizione $q = \frac{R_2}{R_2 + R_1} \approx 0.5$. Ora però a questa si sovrappongono i picchi di differenza di potenziale che portano il circuito nello stato instabile sopra descritto; dopo un tempo caratteristico (proporzionale a $\tau = R_3 C_1$) il multivibratore torna nella configurazione stabile, generando così un treno di impulsi negativi/un'onda quadra con duty-cycle prossimo a uno. Questo è in linea con quanto si vede in fig. 13.

Figura 13: Acquisizione all'oscilloscopio dell'andamento nel tempo dei segnali $v_+(t)$ (CH1) e $V_{\text{out}}(t)$ (CH2).

5.b Durata dell'impulso generato

Si è inviata all'ingresso del circuito di trigger un'onda quadra di ampiezza $V_{\text{trig}} = 1.99 \pm 0.02$ V e frequenza 100 ± 1.6 Hz.

Dunque abbiamo misurato coi cursori le tensioni di saturazione dell'uscita e V_γ dal livello di tensione costante a cui si trova v_- quando il circuito è nello stato stabile:

$$\begin{array}{ll} V_{OH} = 4.12 \pm 0.04 \text{ V} & V_{OH} = 4.14 \pm 0.04 \text{ V} \\ V_{OL} = -3.56 \pm 0.03 \text{ V} & V_{OL} = -3.49 \pm 0.03 \text{ V} \\ V_\gamma = 547 \pm 6 \text{ mV} & V_\gamma = 549 \pm 6 \text{ mV} \end{array}$$

E sempre con i cursori si sono misurati i tempi per cui il segnale V_{out} rimane “basso” in ciascun circuito:

$$\begin{aligned} t_L &= 767 \pm 10 \text{ } \mu\text{s} \\ t_L &= 784 \pm 10 \text{ } \mu\text{s} \implies \text{dc} = 1 - \frac{t_L}{T} = 92.2 \pm 1.5\% \end{aligned}$$

Il valore atteso per la durata dell'impulso nello stato instabile è legato al tempo caratteristico in cui si scarica il condensatore C_1 dalla

$$t_{L,\text{exp}} = \tau \ln \left(\frac{1 - V_\gamma/V_{OL}}{1 - q} \right) = 0.80 \pm 0.03 \text{ } \mu\text{s} \quad (13)$$

Questo risulta compatibile entro l'incertezza con la durata dell'impulso misurata in uscita dal multivibratore.

5.c Analisi del funzionamento del circuito

Se il condensatore C_1 è inizialmente scarico e $V_{\text{out}} = V_{OH}$, allora il condensatore in parallelo a D_1 si carica fino a quando la d.d.p. tra le sue armature $V_C \approx V_\gamma$. Quindi, poiché $v_- \approx V_\gamma$ e $v_+ = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{\text{out}} \approx 2$ V, l'uscita rimane a livello “alto”.

Se il condensatore è inizialmente carico (con tensione massima $v_- \leq V_\gamma$) e se $V_{\text{out}} = V_{OL}$, allora si scarica fintanto che vale $v_- \geq v_+ \approx -1.7$ V. Una volta scarico alla fine dell'impulso, poiché l'OpAmp è in regime non-lineare, l'uscita commuta rapidamente (entro i limiti imposti dallo slew-rate) a $V_{\text{out}} = V_{OH}$; il condensatore torna a caricarsi e il circuito ritorna alla configurazione stabile ($v_- \approx V_\gamma$) concludendo il ciclo.

Il sotto-circuito di trigger, formato dal passa-alto $R_4 + C_2$ con il diodo D_2 in cascata, invia all'ingresso non-invertente dell'OpAmp dei picchi di differenza di potenziale. Questi sono generati grazie al condensatore C_2 , che elimina la componente continua dell'onda quadra $V_{\text{trig}}(t)$, di cui ci interessano solamente i fronti ripidi in

Figura 14: Acquisizione all'oscilloscopio dell'andamento nel tempo dei segnali $V_{\text{trig}}(t)$ (CH1) e $v_+(t)$ (CH2).

discesa (e meno in salita). Infatti è la discesa di V_{trig} a generare l'impulso negativo in uscita dal multivibratore, mentre il fronte di salita è responsabile per i picchi di tensione positiva che osserviamo in fig. 14

La risalita del treno d'impulsi in $V_{\text{out}}(t)$ deve avvenire mentre $V_{\text{trig}}(t)$ è ancora costante nel semi-periodo negativo, prima che torni "alto". Poiché questa risalita si verifica nel momento in cui $v_-(t)$ assume il suo valore minimo $v_- \approx \frac{1}{2}V_{OL}$ che fa "scattare" il comparatore, C_1 deve avere il tempo necessario di caricarsi prima che possa partire una nuova scarica, dunque un nuovo impulso negativo.

Si è quindi tenuta fissa l'ampiezza di V_{trig} e se ne è variata la frequenza. Si osserva che la durata dell'impulso in V_{out} rimane (entro le incertezze di misura) indipendente dalla frequenza del segnale di trigger, fino a quando la durata dell'impulso è minore del semi-periodo di V_{trig} . Al di sopra di questa frequenza critica (sperimentalmente abbiamo trovato $f_{\text{crit}} \approx 1$ kHz) il circuito smette di funzionare correttamente per durate dell'impulso superiori a $\frac{1}{2}T_{\text{trig}} \approx 0.5$ ms per via dei tempi di carica del condensatore C_1 , come si può vedere in fig. 15.

Figura 15: Acquisizione all'oscilloscopio dell'andamento nel tempo dei segnali $v_-(t)$ (CH1) e $V_{\text{out}}(t)$ (CH2) alla frequenza limite per cui è possibile pilotare il multivibratore monostabile.

Si è variato il duty-cycle dell'onda $V_{\text{trig}}(t)$ tenendo fissate frequenza ed ampiezza. Non abbiamo riscontrato una apprezzabile dipendenza della durata dell'impulso in $V_{\text{out}}(t)$ dal duty cycle per il range esplorato tra l'1% e il 99%, come era ragionevole aspettarsi, visto che utilizziamo solamente i fronti di transizione dell'onda quadra.

Infine abbiamo mantenuto costanti frequenza e duty-cycle di $V_{\text{trig}}(t)$ e ne abbiamo variato l'ampiezza. La durata dell'impulso in $V_{\text{out}}(t)$ risulta (entro le incertezze sperimentali) indipendente dall'ampiezza del segnale di trigger per valori di V_{trig} maggiori di una certa soglia. Si è misurato con i cursori l'ampiezza minima al di sotto della quale il multivibratore non riesce a compiere la transizione alto-basso, che risulta

$$V_{\text{trig}}^{\text{min}} = 768 \pm 6 \text{ mV}$$

In effetti, se V_{trig} è minore di questa soglia ci aspettiamo che $v_+(t)$, quindi gli impulsi prodotti dal trigger sovrapposti al segnale in uscita dal partitore, non siano abbastanza grandi da rendere $v_d = v_+ - v_- < 0$ V e quindi far commutare il discriminatore; perciò V_{out} rimane fisso alla tensione di saturazione alta, che corrisponde a quanto si è osservato dall'esperimento.

6 Misure di guadagno dell'oscillatore

Conclusioni e commenti finali

Si è riusciti a costruire e studiare alcuni dei circuiti più semplici e noti che fanno uso di amplificatori operazionali in regime non lineare, tra cui: un amplificatore di carica, un trigger di Schmitt e due multivibratori; uno astabile e uno monostabile.

In particolare siamo riusciti a descrivere e verificare sperimentalmente il funzionamento dei circuiti e a caratterizzarne tempi e frequenze caratteristici; dunque anche i limiti fisici in frequenza, ampiezza e duty-cycle sia per i segnali in ingresso che nella risposta all'uscita.

Dichiarazione

I firmatari di questa relazione dichiarano che il contenuto della relazione è originale, con misure effettuate dai membri del gruppo, e che tutti i firmatari hanno contribuito alla elaborazione della relazione stessa.