



UNIVERSITÀ  
DEGLI STUDI  
DI PADOVA



## **UNIVERSITÀ DEGLI STUDI DI PADOVA**

---

DIPARTIMENTO DI INGEGNERIA DELL'INFORMAZIONE  
CORSO DI LAUREA IN INGEGNERIA ELETTRONICA

# **PROGETTO DI UN SINTETIZZATORE MUSICALE CONTROLLATO IN TENSIONE**

**Relatore: Prof. Matteo Meneghini**

**Laureando: Filippo Gottardo**  
**Matricola: 1220991**



# Indice

<b>Introduzione e Specifiche di Progetto</b>	<b>5</b>
<b>1 Generazione dei Segnali Principali</b>	<b>8</b>
1.1 Rampa . . . . .	8
1.2 Triangolo . . . . .	11
1.3 Adattamento dei Segnali di Clock e Pilotaggio . . . . .	14
<b>2 Convertitore Tensione-Frequenza</b>	<b>17</b>
<b>3 Condizionamento dell'Ingresso</b>	<b>22</b>
3.1 Convertitore Lineare-Esponenziale . . . . .	22
3.2 Somma di più Ingressi . . . . .	27
3.3 Clipper . . . . .	27
<b>4 Modalità di Funzionamento</b>	<b>28</b>
<b>5 Generazione dei Segnali Secondari</b>	<b>29</b>
5.1 Onda Quadra . . . . .	29
5.2 Dente di Sega . . . . .	29
5.3 Sinusoide . . . . .	29
5.4 Impulso . . . . .	29
<b>6 Stadi di Uscita</b>	<b>30</b>
<b>7 Protezione del Circuito</b>	<b>31</b>
<b>8 Composizione delle Schede</b>	<b>32</b>
<b>Considerazioni Finali e Conclusioni</b>	<b>33</b>
<b>Bibliografia</b>	<b>35</b>



# Introduzione e Specifiche di Progetto

In questa tesi viene discussa la progettazione di un sintetizzatore musicale compatibile con lo standard modulare più diffuso al giorno d'oggi, ovvero Eurorack [1]. Più precisamente si vuole realizzare un generatore di segnali che offra la possibilità di essere controllato in tensione (Voltage Controlled Oscillator, o VCO in breve). In questo modo, applicando dei segnali variabili nel tempo in ingresso al modulo, si è in grado di variare dinamicamente la frequenza dei segnali in uscita.

Il range scelto per tale variazione comprende la fascia di frequenze dello spettro audio, quindi da poche decine di  $Hz$  a circa  $7\text{ kHz}$ . Si desidera inoltre la possibilità di convertire a piacere il funzionamento del modulo in oscillatore a bassa frequenza (Low Frequency Oscillator, o LFO), spostando quindi il range di frequenze disponibili da frazioni di  $Hz$  a qualche decina di  $Hz$ .

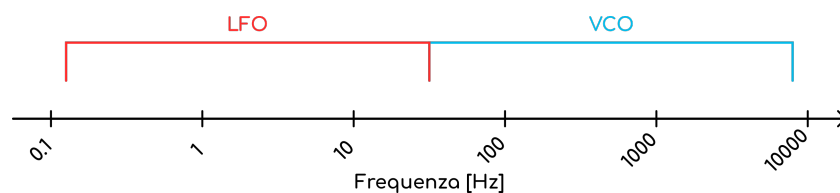


Figura 1: Range di funzionamento approssimato, in scala logaritmica

In modalità VCO quindi, il modulo produrrà dei segnali che attraverso un adeguato sistema potranno essere ascoltati, mentre in modalità LFO il circuito produrrà dei segnali lentamente variabili nel tempo, utili per la modulazione e il controllo di diversi parametri in altri moduli eventualmente presenti nel sistema.

Le forme d'onda desiderate sono quelle base, ovvero:

- Sinusoide;
- Onda Quadra;
- Triangolo;
- Rampa;

- Dente di sega (sebbene nel range VCO non risulti particolarmente differente dalla rampa in termini di suono, per quanto riguarda il funzionamento LFO la differenza è radicale, poichè il segnale viene solitamente utilizzato come modulante);

inoltre, come verrà illustrato più avanti, risulta piuttosto semplice anche estrarre un segnale a impulso, ancora una volta utile per il controllo di altri moduli o parametri.

Per quanto riguarda le specifiche sui livelli di tensione, si vogliono imporre i seguenti intervalli di valori:

- Segnali audio (le 5 forme d'onda elencate poco sopra):  $\pm 5\text{ V}$ ;
- Segnali logici (impulso):  $(0\text{ V} \div +5\text{ V})$ ;
- Segnali di controllo (ingresso):  $(0\text{ V} \div +8\text{ V})$  in modalità  $1\text{ V/Octave}$ , ovvero facendo in modo che ad un incremento di  $1\text{ V}$  in ingresso corrisponda un raddoppio di frequenza in uscita, cioè un'ottava;
- Alimentazioni:  $\pm 12\text{ V}$  e  $+5\text{ V}$ ;

come suggerito dallo standard scelto.

Si desidera inoltre aggiungere delle manopole per il controllo del "volume" dei segnali in ingresso e uscita (ad eccezione dell'impulso), e delle manopole per il controllo manuale della frequenza.

Mettendo assieme tutti questi dettagli possiamo dunque abbozzare una interfaccia utente (riportata in figura 2), in modo da rendere più chiaro al lettore il risultato finale voluto.

Si decide di realizzare l'intero circuito senza l'utilizzo di microcontrollori o sistemi programmabili, scelta che viene presa per mettere alla prova il maggior numero di competenze tra quelle acquisite durante gli anni di studio. Una soluzione più rapida e semplice consisterebbe infatti nell'impiegare un microcontrollore con dei campioni digitali molto densi delle forme d'onda desiderate.

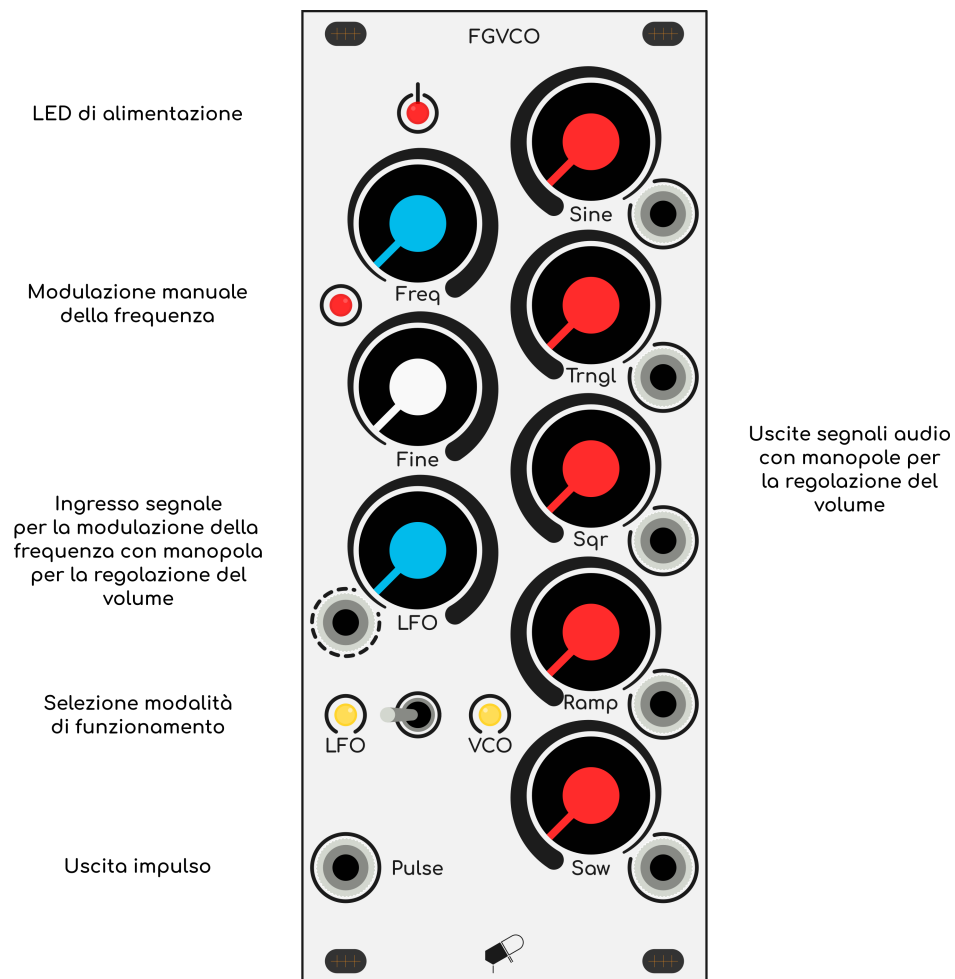


Figura 2: Pannello frontale del modulo

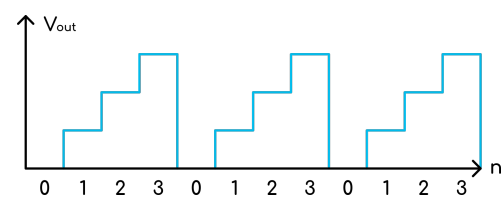
# 1. Generazione dei Segnali Principali

Per la generazione dei segnali a rampa e a triangolo si decide di procedere in ogni caso per via digitale, utilizzando dei contatori binari abbinati ad un convertitore digitale-analogico.

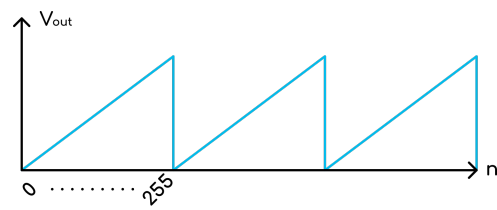
## 1.1 Rampa

### Principio di Funzionamento

Per il segnale a rampa si fa uso di un contatore unidirezionale, ovvero un dispositivo in grado di contare automaticamente da 0 a  $2^n$  (con  $n$  numero di bit) semplicemente fornendo un segnale di clock adeguatamente dimensionato. Maggiore il numero di bit, maggiore la precisione del nostro segnale, quindi minore l'intensità del rumore generato.



(a) Rampa ottenuta con un contatore a 2 bit



(b) Rampa ottenuta con un contatore a 8 bit

Figura 1.1: Confronto tra contatori unidirezionali con diverso numero di bit

Tuttavia aumentando il numero di bit del contatore è facile intuire che, a parità di frequenza del segnale in uscita, la frequenza del segnale di clock debba necessariamente aumentare, vale infatti la seguente relazione:

$$f_{signal} = \frac{f_{clk}}{2^n} [Hz] \quad (1.1)$$

poichè il contatore deve effettuare un conteggio completo durante un periodo del segnale in uscita. Questo implica dunque un limite massimo al numero di bit del contatore.

Il numero di bit utilizzati per la nostra applicazione è pari a 8, valore che ci consente di limitare al  $MHz$  la frequenza di clock, contare fino a 255 e dividere l'intervallo di tensione d'uscita in altrettanti livelli, ottenendo quindi una variazione di



$$V_{step} = \frac{2 \cdot V_{ref}}{2^n} = \frac{10}{256} \approx 39 \text{ mV} \quad (1.2)$$

per ogni singolo bit (scegliendo  $V_{ref} = +5 \text{ V}$ ).

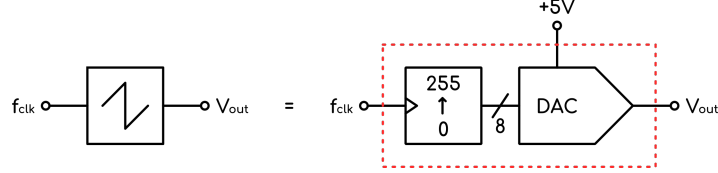


Figura 1.2: Schema a blocchi del sottosistema per la generazione della rampa

A questo punto possiamo calcolare le specifiche del segnale di clock da generare, andando a vedere quali sono le frequenze desiderate per i segnali audio:

- Valore minimo (nota A0):  $f_{signal-min} = 27.5 \text{ Hz} \rightarrow f_{clk-min} \approx 7 \text{ kHz}$  a cui corrisponderà un ingresso di  $0 \text{ V}$ ;
- Valore massimo (nota A8):  $f_{signal-max} \approx 7 \text{ kHz} \rightarrow f_{clk-max} \approx 1.8 \text{ MHz}$  a cui corrisponderà un ingresso di  $+8 \text{ V}$ ;

quindi un range di funzionamento esteso lungo 8 ottave.

## Componenti Utilizzati e Schemi Elettrici

Si passa ora alla scelta dei componenti per la realizzazione del blocco circuitale.

- Contatore: 74HC590 [2];
- DAC: DAC0800 [3];

Per il circuito DAC si utilizza lo schema a pg.10 del relativo datasheet del componente. Tale configurazione ci permette di convertire il dato binario in un valore compreso nell'intervallo  $\pm V_{ref}$ , tuttavia si utilizzano un amplificatore operazionale e dei resistori di valore differente (rispettivamente TL074 [6] e  $R_L = \bar{R}_L = 3.3 \text{ k}\Omega$ ). Si noti che anche  $V_{ref}$  viene scelta diversa rispetto allo schema nel datasheet (ovvero  $+5 \text{ V}$ ), in modo da garantire le specifiche di progetto sul segnale in uscita.

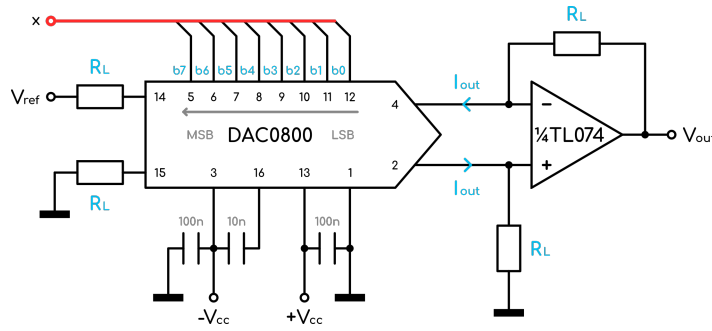


Figura 1.3: Schema elettrico del DAC ( $\pm V_{cc} = \pm 12 V$ )

Il DAC eroga una corrente  $I_{out}$  proporzionale all'ingresso digitale  $x$ , che viene poi convertita in una tensione con un operazionale. Le due grandezze sono legate dalla relazione:

$$V_{out} = V_{ref} \left( \frac{2x - 255}{256} \right) = 5 \left( \frac{2x - 255}{256} \right) [V] \quad (1.3)$$

Il contatore invece viene collegato nel seguente modo:

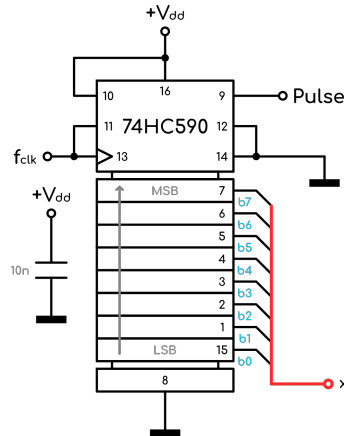


Figura 1.4: Schema elettrico del contatore per l'onda a rampa,  $V_{dd} = +5 V$

Si noti l'uscita "Pulse" in figura 1.4 dalla quale viene prelevato il segnale a impulso precedentemente accennato, discusso più in dettaglio nel capitolo 5.

Infine, collegando i due blocchi insieme, l'andamento di  $V_{out}$  sarà simile a quello rappresentato in figura 1.1b, e ad ogni impulso di clock corrisponderà un gradino di tensione di circa  $40 mV$  come calcolato con la formula 1.2.

## Risultati Pratici

Verifichiamo quindi la correttezza del circuito realizzato con il seguente setup di misura:

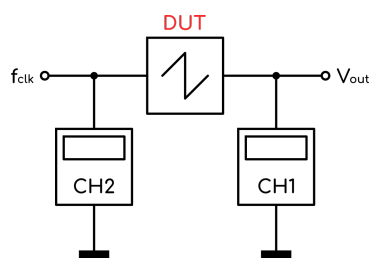
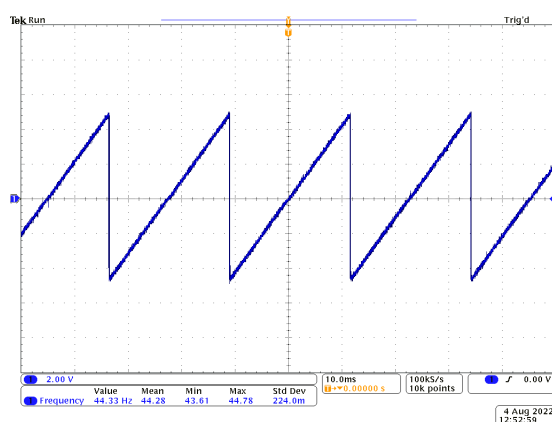
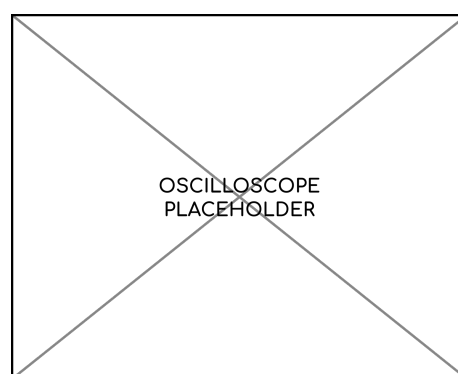


Figura 1.5: Circuito di misura del segnale rampa

Si osservano le seguenti forme d'onda:



(a) Acquisizione del segnale a rampa ottenuto



(b) Zoom degli step della rampa e clock

Figura 1.6: Correttezza del circuito per il segnale a rampa

Si apprezza come l'onda generata abbia esattamente la forma voluta e il comportamento del contatore in abbinamento al DAC sia come descritto nel principio di funzionamento.

## 1.2 Triangolo

### Principio di Funzionamento

Il ragionamento è del tutto analogo a quello del contatore per la rampa, tuttavia in questo caso il contatore utilizzato è bidirezionale (quindi in grado di contare da 0 a  $2^n$  e viceversa) e necessita di un segnale che determini la direzione di conteggio (Up o Down).

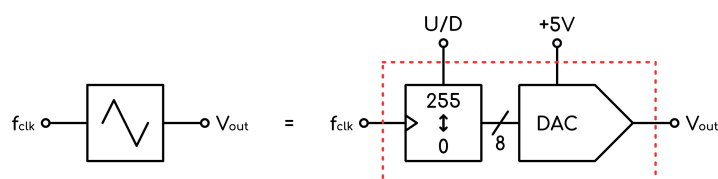


Figura 1.7: Schema a blocchi del sottosistema per la generazione del triangolo

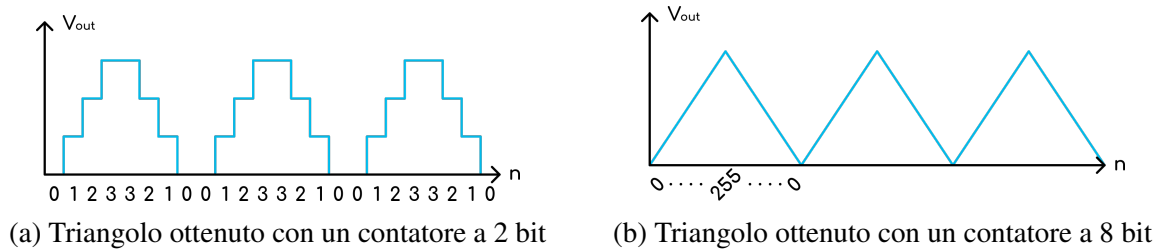


Figura 1.8: Confronto tra contatori bidirezionali con diverso numero di bit

La configurazione del DAC rimane quella utilizzata per la rampa e rappresentata in figura 1.3. In questo caso tuttavia il numero di cicli di clock utilizzati è doppio rispetto a quello per la rampa, poichè dovranno essere eseguiti 256 conteggi verso l'alto e 256 conteggi verso il basso per ottenere un singolo periodo di onda triangolare. Ne consegue quindi che anche la frequenza di clock in ingresso a questo sottosistema dovrà essere doppia rispetto alla rampa, come risulta evidente in figura 1.9.

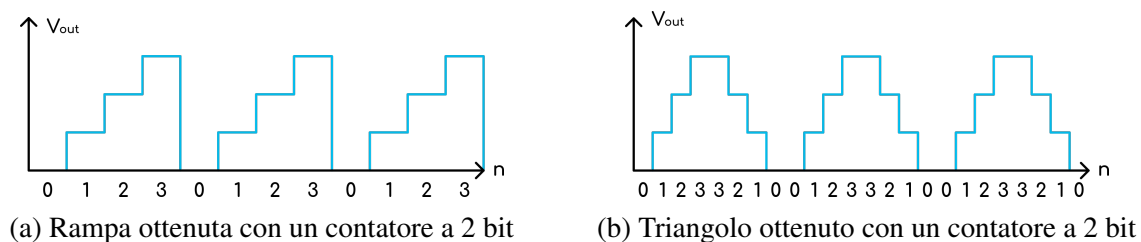


Figura 1.9: Confronto del conteggio tra contatori unidirezionali (a) e bidirezionali (b)

## Componenti Utilizzati e Schemi Elettrici

L'unico componente diverso rispetto al circuito per la rampa è il contatore, che come già detto deve essere bidirezionale. Si utilizzano due 74LS169 [8] in cascata nella seguente configurazione:

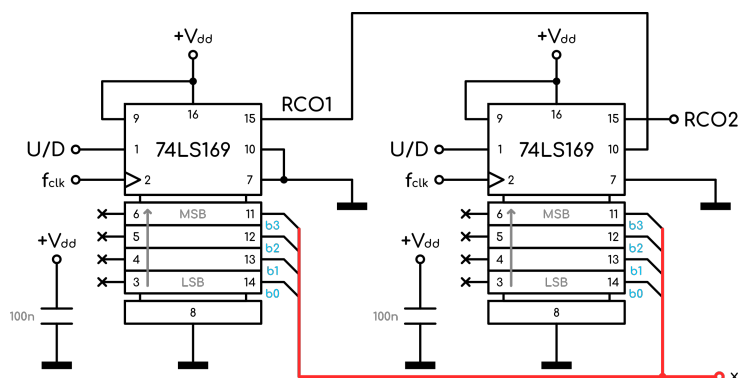


Figura 1.10: Schema elettrico dei contatori per l'onda triangolare ( $V_{dd} = +5\text{ V}$ )

Il componente utilizzato presenta anche degli ingressi per il preset del numero di partenza (pin da 3 a 6), che però nel nostro caso non vengono utilizzati.

L'uscita denominata  $RCO2$  verrà utilizzata per pilotare il verso del conteggio, essa infatti commuta durante il ciclo di clock corrispondente al conteggio precedente all'overflow, ovvero 255 in modalità "Up" e 0 in modalità "Down".

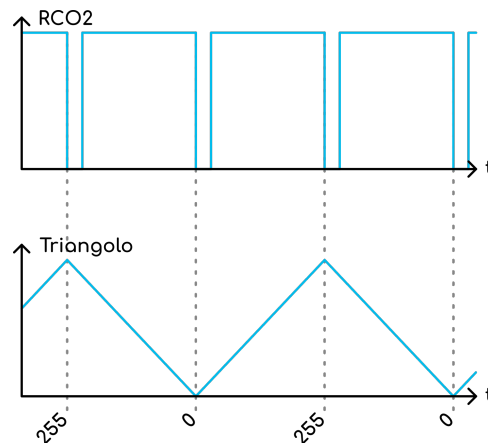


Figura 1.11: Andamento teorico del segnale  $RCO2$  in funzione del conteggio

## Risultati Pratici

Si verifica ora la correttezza del circuito realizzato utilizzando il setup di misura seguente:

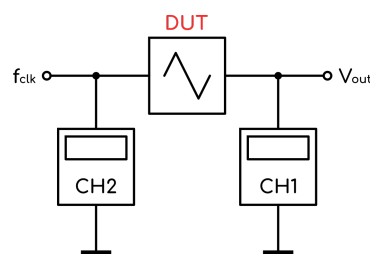
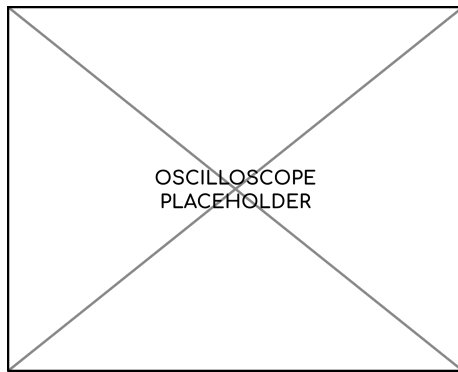
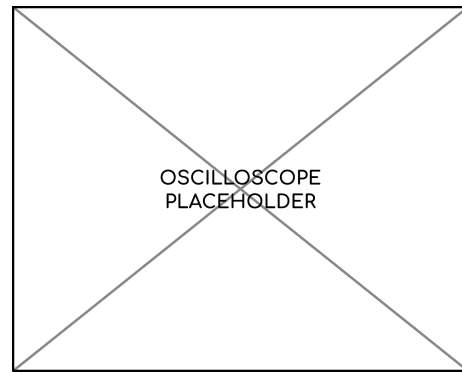


Figura 1.12: Circuito di misura del segnale triangolo

e si osservano le seguenti forme d'onda:



(a) Acquisizione del segnale a triangolo ottenuto



(b) Zoom degli step del triangolo e clock

Figura 1.13: Correttezza del circuito per il segnale a triangolo

Ancora una volta si apprezza che quanto discusso finora corrisponde al reale comportamento del circuito.

### 1.3 Adattamento dei Segnali di Clock e Pilotaggio

Si è visto come, per avere la stessa frequenza di segnale d'uscita, il contatore del triangolo deve avere una frequenza di clock doppia rispetto a quella del contatore della rampa. Questo problema si risolve facilmente inserendo prima del contatore unidirezionale un divisore di frequenza, ottenuto con un semplice toggle flip-flop (TFF).

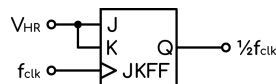


Figura 1.14: Schema a blocchi del divisore di frequenza

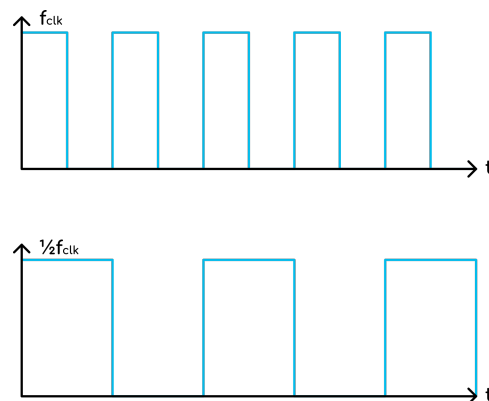


Figura 1.15:  $f_{clk}$  e  $\frac{1}{2}f_{clk}$  nel divisore di frequenza

Le specifiche sul segnale di clock ci impongono allora di generare un segnale a onda rettangolare con frequenza variabile nel range ( $14\text{ kHz} \div 3.6\text{ MHz}$ ), in modo che  $\frac{1}{2}f_{clk}$  abbia i valori di frequenza inizialmente calcolati.

Invece, per fare in modo che il contatore del triangolo cambi effettivamente verso di conteggio è necessario impiegare un altro TFF utilizzando come ingresso  $\overline{RCO2}$  (poichè attivo a livello logico basso) e connesso all'ingresso  $U/D$  del contatore.

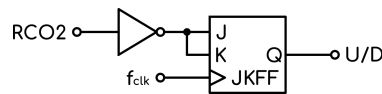


Figura 1.16: Schema a blocchi del sistema per il segnale di pilotaggio

I componenti utilizzati per questo scopo sono:

- Flip-Flop: 74HC73 [5];
- MOSFET: 2N7000 [11];

Lo schema elettrico per l'inverter è rappresentato in figura 1.17, dove il MOSFET utilizzato è compatibile con le tensioni logiche presenti nel circuito.

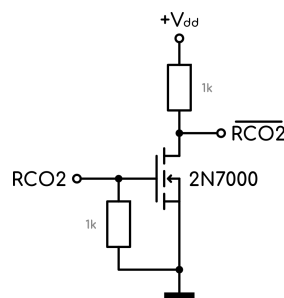
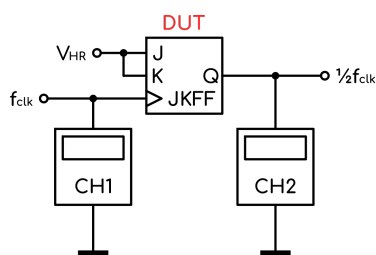


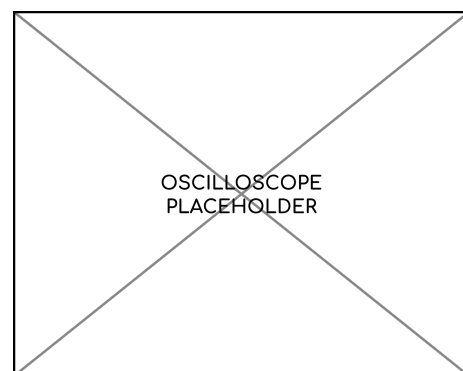
Figura 1.17: Schema elettrico dell'inverter logico ( $V_{dd} = +5 V$ )

## Risultati Pratici

Si verifica la correttezza dei circuiti:

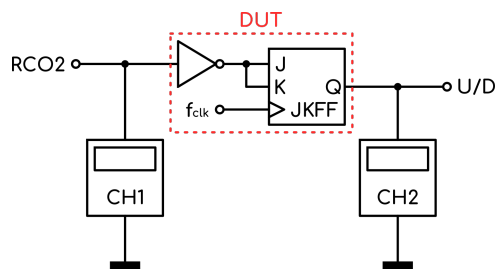


(a) Circuito di misura del divisore di frequenza

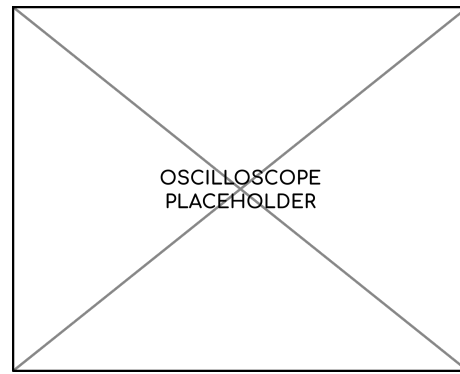


(b) Acquisizione dei segnali  $f_{clk}$  e  $\frac{1}{2}f_{clk}$

Figura 1.18: Correttezza del circuito divisore di frequenza



(a) Circuito di misura del segnale  $U/D$



(b) Acquisizione dei segnali  $RCO2$  e  $U/D$

Figura 1.19: Correttezza del circuito di pilotaggio del contatore up-down



## 2. Convertitore Tensione-Frequenza

Si vuole ora progettare il circuito per la generazione del segnale  $f_{clk}$ , con le specifiche ottenute dai capitoli precedenti, ovvero:

- Frequenza minima:  $\approx 14 \text{ kHz}$ ;
- Frequenza massima:  $\approx 3.6 \text{ MHz}$ ;
- Livello logico basso:  $0 \text{ V}$ ;
- Livello logico alto:  $+5 \text{ V}$ ;

### Principio di Funzionamento

Ciò di cui abbiamo bisogno è un circuito in grado di convertire una tensione in un segnale a onda rettangolare con frequenza proporzionale alla tensione stessa, ovvero un convertitore tensione-frequenza.

In commercio è possibile trovare diversi chip in grado di svolgere questa funzione semplicemente aggiungendo una manciata di componenti di contorno, anche se la maggior parte di questi non arriva a coprire l'intero range di funzionamento di cui abbiamo bisogno (come ad esempio il noto LM331 [7]). Nel nostro caso si utilizza un VFC110 [4], circuito integrato specializzato che vanta un'ottima linearità e la capacità di fornire una frequenza di  $4 \text{ MHz}$  in uscita con una corrispondente tensione in ingresso di  $+10 \text{ V}$ , esattamente ciò che la nostra applicazione richiede.

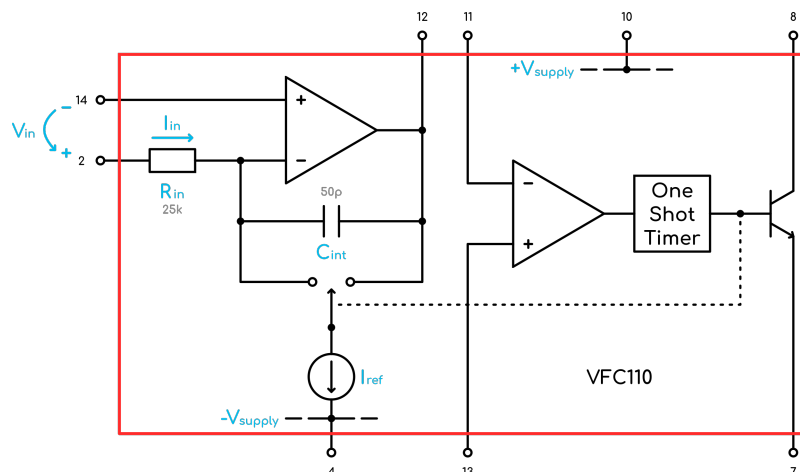


Figura 2.1: Estratto utile della struttura interna di un VFC110

Il cuore del circuito (figura 2.1) consiste in un operazionale configurato come integratore, con tensione di uscita proporzionale alla carica immagazzinata nella sua capacità di feedback  $C_{int}$ . Una tensione in ingresso  $V_{in}$  sviluppa una corrente  $I_{in} = \frac{V_{in}}{R_{in}}$  che viene forzata in  $C_{int}$ , causando quindi una rampa decrescente in uscita. Arrivati a 0 V il comparatore scatta, attivando il timer one-shot. Quindi un generatore di corrente  $I_{ref}$  (dal valore di circa 1 mA) viene connesso all'ingresso dell'integratore per un periodo di durata pari a  $T_{OS}$ , causando una rampa crescente in uscita. Infine il ciclo ricomincia.

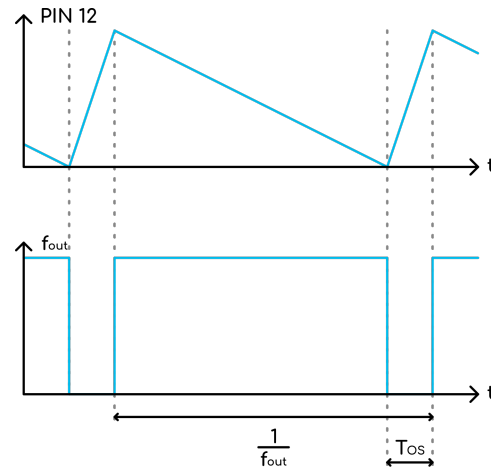


Figura 2.2: Forme d'onda teoriche del VFC110

Per uno studio più approfondito sul funzionamento del VFC110 si consiglia la lettura del datasheet del componente, dal quale si ricava anche la configurazione del circuito utilizzato per sfruttare l'intero range offerto (figura 2.3). Si modificano solo i valori di alimentazione, sostituendoli con quelli dello standard scelto.

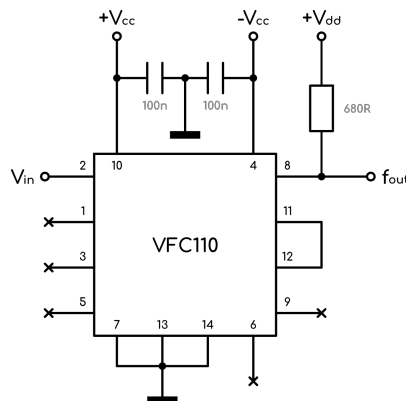


Figura 2.3: Schema elettrico del VFC110 utilizzato ( $\pm V_{cc} = \pm 12 V$ )

Si noti che gli unici componenti aggiunti sono condensatori di filtro e un resistore di pull-up per l'uscita a collettore aperto.

Si riportano le relazioni tra le grandezze in gioco:

$$I_{in} = I_{ref} \cdot \delta [A] \quad \rightarrow \quad \delta = \frac{I_{in}}{I_{ref}} = \frac{V_{in}}{R_{in} \cdot I_{ref}} [\%] \quad (2.1)$$

$$\frac{V_{in}}{R_{in}} = I_{ref} \cdot f_{out} \cdot T_{OS} [A] \quad \rightarrow \quad f_{out} = \frac{V_{in}}{R_{in} \cdot I_{ref} \cdot T_{OS}} = \frac{\delta}{T_{OS}} [Hz] \quad (2.2)$$

## Risultati Pratici e Misure

Si procede allora alla verifica del corretto funzionamento del circuito. Il setup di misura utilizzato viene riportato in figura 2.4.

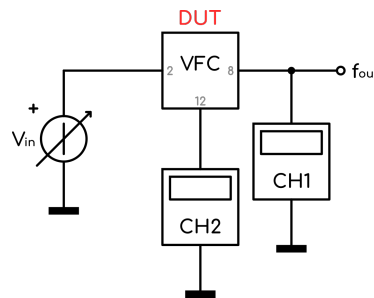


Figura 2.4: Circuito di misura del VFC

Possiamo anzitutto verificare che il comportamento dell'integratore corrisponde a quello descritto nel paragrafo precedente, e si nota che la durata del periodo basso di  $f_{out}$  si estende lungo il tratto di rampa crescente come in figura 2.2, ovvero durante il periodo in cui il timer risulta attivo.

Possiamo anche notare che la durata di  $T_{OS}$  non varia in funzione di  $V_{in}$  o  $f_{out}$ , ma rimane pressoché costante.

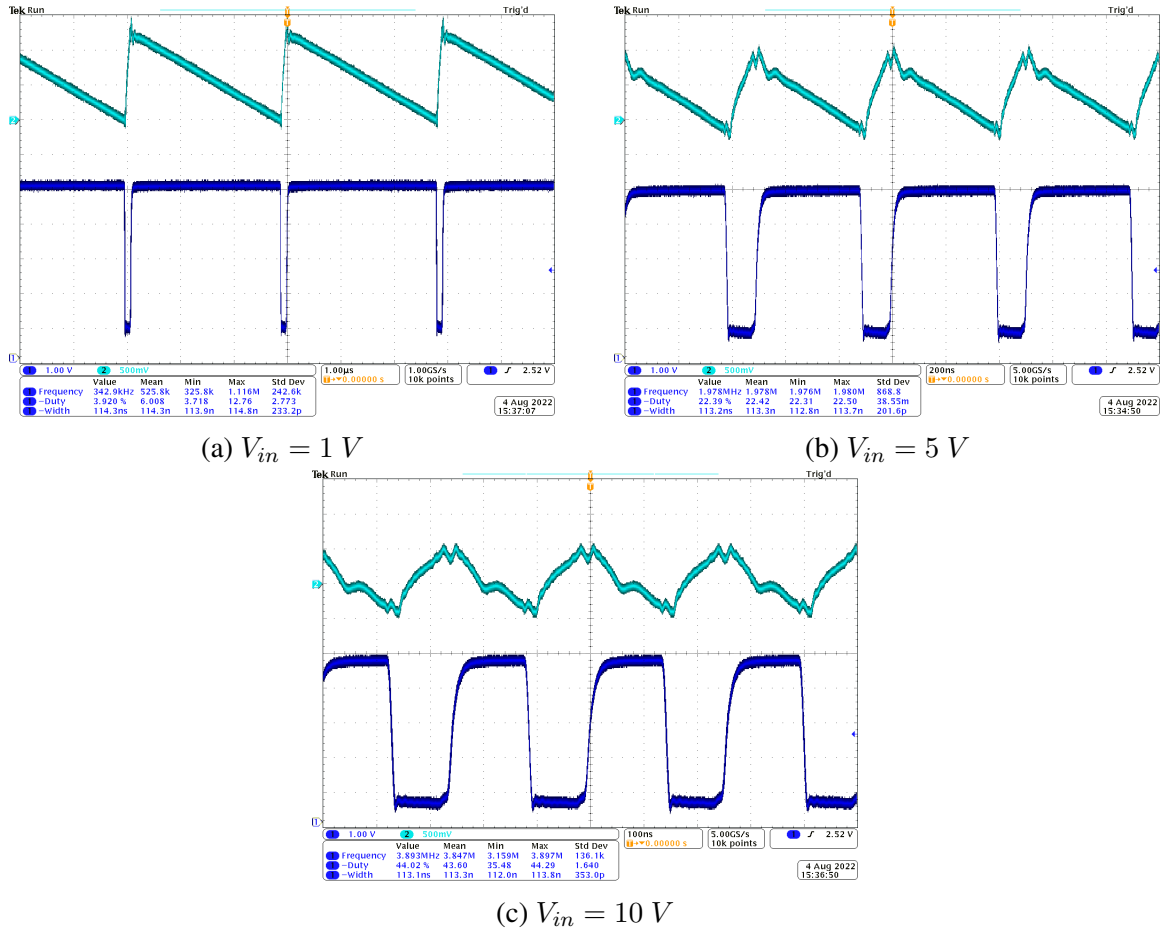


Figura 2.5: Acquisizioni dell'uscita dell'integratore (pin 12, ch.2) e  $f_{out}$  corrispondente (ch.1) per diversi valori di  $V_{in}$

Vengono ora riportati nella tabella 2.1 e a grafico (figura 2.6) i dati raccolti dallo studio del circuito:

$V_{in} [V]$	$\delta [\%]$	$f_{out} [kHz]$
0	0	0
1	3.90	342
2	9.20	805
3	13.60	1192
4	17.99	1580
5	22.40	1978
6	26.83	2377
7	31.38	2776
8	35.55	3165
9	40.12	3568
10	44.23	3883

Tabella 2.1: Valori misurati del blocco VFC

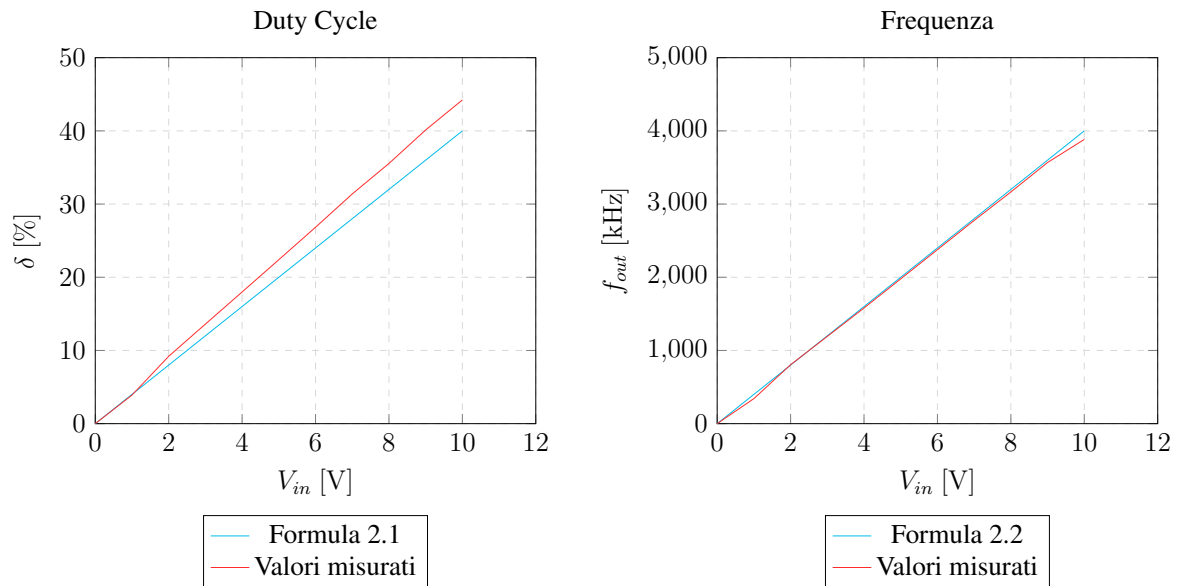


Figura 2.6: Grafici delle grandezze riportate in tabella 2.1

Si nota che l'andamento del duty cycle si distacca leggermente dalla teoria, pur avendo comunque un comportamento lineare. Questo è dovuto probabilmente a causa di diverse non-idealità del componente, tuttavia il parametro di maggiore interesse in questo caso è  $f_{out}$ , che invece risulta quasi uguale ai valori calcolati, come evidente in figura 2.6b.

## 3. Condizionamento dell'Ingresso

### 3.1 Convertitore Lineare-Esponenziale

Vogliamo ora analizzare il circuito che soddisfa la specifica sulla modalità  $1\text{ V/Octave}$  dell'ingresso, ovvero il circuito in grado di convertire una tensione lineare in una esponenziale.

Il circuito utilizzato è molto diffuso in questo tipo di applicazioni, si può infatti trovare in molti siti di DIY come quello di René Schmitz [9], personaggio molto noto tra gli appassionati di sintetizzatori musicali fai-da-te.

#### Analisi del Circuito

Per l'applicazione si sfrutta la caratteristica esponenziale intrinseca del transistor bipolare, ovvero:

$$I_e \approx I_c = I_s e^{\left(\frac{V_{be}}{V_T} - 1\right)} \approx I_s e^{\left(\frac{V_{be}}{V_T}\right)} [A] \quad (3.1)$$

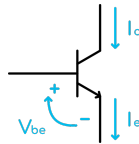


Figura 3.1: BJT

dove  $V_T$  (o potenziale termico) e  $I_s$  (o corrente di saturazione) sono variabili in funzione della temperatura. Nella nostra analisi  $V_T$  verrà considerato di valore costante pari a  $26\text{ mV}$ , mentre si rimuove dall'equazione  $I_s$  collegando una coppia di transistor (idealmente nello stesso chip, in modo che siano il più possibile simili tra loro e termicamente accoppiati) in configurazione differenziale:

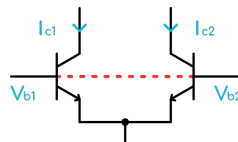


Figura 3.2: Coppia differenziale a BJT

per la quale possiamo scrivere la seguente relazione:

$$\frac{I_{c2}}{I_{c1}} = \frac{I_s e^{\left(\frac{V_{be2}}{V_T}\right)}}{I_s e^{\left(\frac{V_{be1}}{V_T}\right)}} \rightarrow I_{c2} = I_{c1} e^{\left(\frac{V_{be2}-V_{be1}}{V_T}\right)} = I_{c1} e^{\left(\frac{V_{b2}-V_{b1}}{V_T}\right)} [A] \quad (3.2)$$

in cui risulta evidente che la dipendenza da  $I_s$  viene completamente rimossa.

A questo punto, rinominiamo le grandezze come segue:

$$\begin{cases} I_{c2} = I_{freq} \\ I_{c2} = I_{ref} \end{cases} \rightarrow I_{freq} = I_{ref} e^{\left(-\frac{V_{b1}}{V_T}\right)} [A] \quad (3.3)$$

e aggiungiamo al circuito

- un amplificatore invertente per portare  $V_{in}$  in un range appropriato alla base di  $Q_1$  (operazionale di sinistra, figura 3.3)

$$V_{b1} = -V_{in} \cdot s = -V_{in} \cdot \frac{R_f}{R_{in}} \cdot \frac{\%R_{pot} + R}{R_{pot} + R} [V] \quad (3.4)$$

- un anello di controllo per mantenere la corrente di riferimento  $I_{ref}$  costante (operazionale centrale, figura 3.3)

$$I_{ref} = \frac{V_{HR} - V_{LR}}{R_{ref}} [A] \quad (3.5)$$

- un convertitore corrente-tensione al collettore di  $Q_2$  (operazionale di destra, figura 3.3)

$$V_{exp} = I_{freq} \cdot R_{conv} [V] \quad (3.6)$$

ottenendo quindi il seguente circuito con la relativa relazione ingresso/uscita:

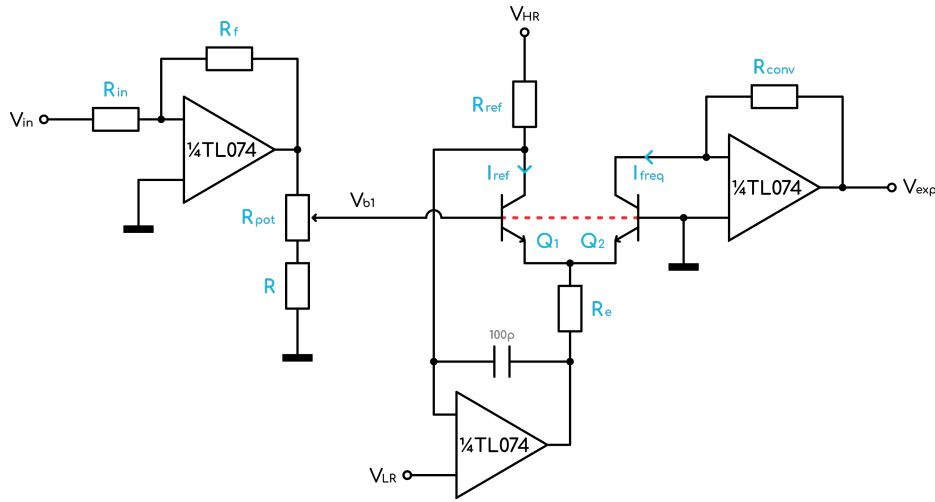


Figura 3.3: Schema elettrico del convertitore tensione lineare-esponenziale

$$V_{exp} = R_{conv} \cdot \frac{V_{HR} - V_{LR}}{R_{ref}} e^{\left(\frac{s \cdot V_{in}}{V_T}\right)} [V] \quad (3.7)$$

## Dimensionamento e Scelta dei Componenti

Passiamo quindi al dimensionamento dei componenti, in modo da imporre al circuito il comportamento voluto.

Come prima cosa calcoliamo il valore del guadagno  $s$  dell'amplificatore invertente. Si vuole:

$$I_{freq} = I_{ref} e^{\left(\frac{s \cdot V_{in}}{V_T}\right)} \xrightarrow{+\Delta V_{in}} 2I_{freq} = I_{ref} e^{\left(\frac{s \cdot (V_{in} + \Delta V_{in})}{V_T}\right)} \quad (3.8)$$

quindi un raddoppio della corrente  $I_{freq}$  per ogni variazione  $\Delta V_{in} = 1 \text{ V}$ . Allora possiamo riscrivere la relazione nel seguente modo:

$$\frac{2I_{freq}}{I_{freq}} = \frac{I_{ref} e^{\left(\frac{s \cdot (V_{in} + \Delta V_{in})}{V_T}\right)}}{I_{ref} e^{\left(\frac{s \cdot V_{in}}{V_T}\right)}} \rightarrow 2 = e^{\left(\frac{s \cdot \Delta V_{in}}{V_T}\right)} \rightarrow \ln(2) = \frac{s \cdot \Delta V_{in}}{V_T} \rightarrow s = \frac{V_T \cdot \ln(2)}{\Delta V_{in}} \quad (3.9)$$

$$s = \frac{26 \text{ mV} \cdot 0.6931}{1 \text{ V}} \approx 0.018 \approx \frac{1}{55.5} \quad (3.10)$$

$$s = \frac{R_f}{R_{in}} \cdot \frac{\%R_{pot} + R}{R_{pot} + R} = \frac{2 \text{ k}\Omega}{100 \text{ k}\Omega} \cdot \frac{440 \Omega}{490 \Omega} \approx 0.018 \quad (3.11)$$



quindi:

- $R_f = 2 \text{ k}\Omega$ ;
- $R_{in} = 100 \text{ k}\Omega$ ;
- $R_{pot} = 100 \text{ }\Omega$ ;
- $R = 390 \text{ }\Omega$ ;

Scegliamo anche  $R_{conv} = 3.3 \text{ k}\Omega$ , per avere come massimo valore di corrente  $I_{freq} = 3 \text{ mA}$  ( $V_{exp} \approx +10 \text{ V}$  in uscita dal convertitore corrente-tensione), in corrispondenza di una tensione di ingresso  $V_{in} = +8 \text{ V}$ . Da qui possiamo quindi calcolare il valore di  $I_{ref}$ :

$$I_{ref} = I_{freq} e^{\left(-\frac{s \cdot V_{in}}{V_T}\right)} = 0.003 e^{\left(-\frac{0.018 \cdot 8}{0.026}\right)} \approx 11.8 \text{ }\mu\text{A} \quad (3.12)$$

Impostando quindi  $V_{HR} = +12 \text{ V}$  e  $V_{LR} = 0 \text{ V}$  calcoliamo  $R_{ref}$ :

$$R_{ref} = \frac{V_{HR}}{I_{ref}} = \frac{12}{11.8 \cdot 10^{-6}} \approx 1 \text{ M}\Omega \quad (3.13)$$

Ora, poichè la corrente massima a scorrere in  $R_e$  vale  $I_{ref} + I_{freq} \approx 3 \text{ mA}$  potremmo scegliere anche  $R_e = R_{conv} = 3.3 \text{ k}\Omega$ . In questo modo sommando le cadute di potenziale  $V_{R_{ref}}$ ,  $V_{ce\_sat.1}$  e  $V_{R_e}$ , saremmo dentro il limite dei valori di alimentazione, ottenendo  $\approx 22.2 \text{ V} < 24 \text{ V} = 2V_{cc}$ .

Se però andiamo a calcolare la caduta di potenziale ai capi di  $R_e$  corrispondente a  $V_{in} = 0 \text{ V}$ , ovvero:

$$V_{R_e} = R_e(I_{ref} + I_{freq}) = 3.3 \cdot 10^3 \cdot 23.6 \cdot 10^{-6} \approx 77.9 \text{ mV} \quad (3.14)$$

notiamo che un valore di resistenza maggiore aumenterebbe la linearità del circuito per bassi livelli di  $V_{in}$ , in quanto la caduta di potenziale sul resistore ha modulo maggiore e risulta meno influenzata dal rumore. Si modifica allora il circuito cosicché che la resistenza di emettitore sia variabile in modo non-lineare, a seconda della corrente richiesta in uscita. Questo è reso possibile sostituendo ad  $R_e$  un parallelo tra due resistori di diverso valore, di cui quello più piccolo collegato in serie ad un diodo, l'elemento che si occuperà effettivamente di modificare il valore di resistenza.

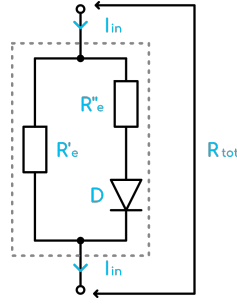


Figura 3.4: Schema elettrico del resistore variabile

Come resistori possiamo scegliere qualsiasi valore, purchè non comporti la saturazione dell'operazione e si aggiri comunque attorno al  $k\Omega$ . Si scelgono  $R'_e = 10\text{ k}\Omega$  e  $R''_e = 1.2\text{ k}\Omega$ .

$$R_{tot} = \begin{cases} R'_e & \text{con diodo spento, ovvero } I_{ref} + I_{freq} \leq \frac{V_d}{R'_e} \\ R'_e // R''_e & \text{con diodo acceso, ovvero } I_{ref} + I_{freq} > \frac{V_d}{R'_e} \end{cases} \quad (3.15)$$

Per quanto riguarda i componenti, ancora una volta gli amplificatori operazionali utilizzati sono dei TL074, mentre si sceglie un MPQ3904 [10] per i transistor, chip che ospita 4 unità al proprio interno, e vista la disponibilità, il diodo in figura viene sostituito con uno dei 4 transistor del chip configurato come diodo.

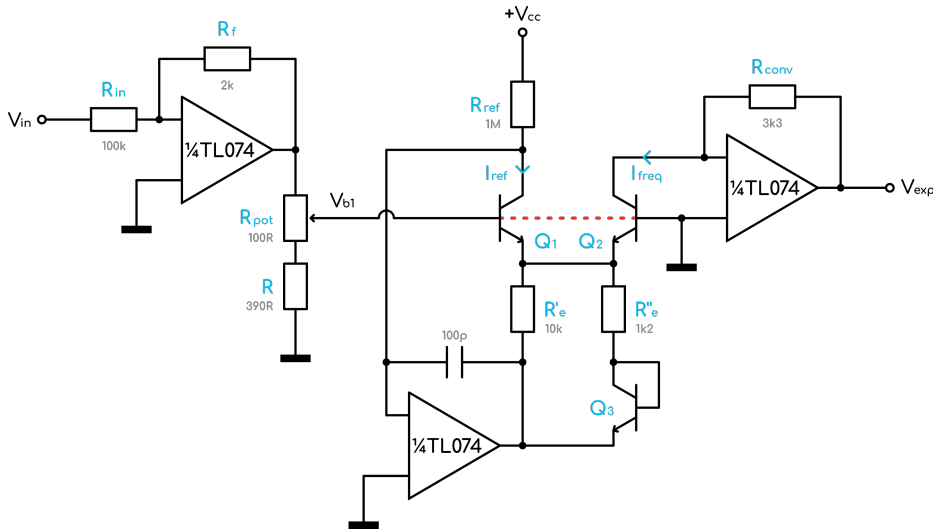


Figura 3.5: Schema elettrico del convertitore tensione lineare-esponenziale completo

## Risultati Pratici e Misure

Analizziamo ora il comportamento del circuito.

### 3.2 Somma di più Ingressi

Per fare in modo che possa essere utilizzato un segnale in tensione come modulante (ingresso LFO), si aggiunge un resistore uguale a  $R_{in}$  all'ingresso invertente dell'amplificatore, modificando quindi la relazione 3.4 nel seguente modo:

$$V_{b1} = -s \cdot \sum_0^n V_n [V] \quad (3.16)$$

rendendo quindi l'amplificatore un sommatore invertente. Si noti che non c'è un limite al numero di ingressi che è possibile aggiungere.

### 3.3 Clipper

Come visto dalla formula 3.7, la tensione in ingresso  $V_{in}$  deve essere di valore positivo per avere una tensione in uscita positiva, e volendo inserire nel circuito un nodo sommatore per avere la possibilità di utilizzare un segnale in tensione come modulante, dobbiamo assicurarci che  $V_{b1}$  non diventi mai positiva (il segno viene invertito dall'amplificatore). Si aggiunge quindi un blocco raddrizzatore, realizzato con un diodo e un operazionale, che compenserà per la caduta di tensione sul diodo. Lo schema utilizzato viene riportato in figura

Quindi in uscita si avrà la stessa tensione in ingresso se negativa, mentre un valore molto prossimo a 0 se positiva.

$$V_{out} = \begin{cases} V_{in} & \text{con } V_{in} \leq 0 \\ 0 & \text{con } V_{in} > 0 \end{cases} \quad (3.17)$$

Il diodo utilizzato per lo scopo è un 1N4148 [12], un comunissimo diodo per piccoli segnali, e l'operazionale sempre un TL074.

### Risultati Pratici e Misure

Verificando il circuito appena discusso vediamo che si comporta esattamente come desiderato.

## 4. Modalità di Funzionamento

Per quanto riguarda la selezione della modalità di funzionamento, è facile intuire che basta dividere  $f_{clk}$  ulteriormente per avere un range di frequenze diverso. Quindi aggiungiamo un blocco divisore di frequenza prima che il segnale arrivi ai contatori e facciamo in modo che la scelta sia determinata da un segnale logico alto o basso.

Lo schema a blocchi sopra riportato si traduce infine nel seguente circuito, in cui sono stati aggiunti dei LED per la visualizzazione della modalità attualmente selezionata, e  $f_{clk}$  viene divisa per 256, traslando il range di funzionamento nell'intervallo ( $\approx 0.11 \text{ Hz} \div 27.5 \text{ Hz}$ ).

## **5. Generazione dei Segnali Secondari**

TODO

### **5.1 Onda Quadra**

TODO

### **5.2 Dente di Sega**

TODO

### **5.3 Sinusoide**

TODO

### **5.4 Impulso**

TODO

## **6. Stadi di Uscita**

TODO

## **7. Protezione del Circuito**

TODO

## **8. Composizione delle Schede**

TODO



# **Considerazioni Finali e Conclusioni**

TODO

# Bibliografia

- [1] Doepfer. *Technical Details A-100*. Ultimo accesso: 10 agosto 2022. URL:  
[https://doepfer.de/a100\\_man/a100t\\_e.htm](https://doepfer.de/a100_man/a100t_e.htm).
- [2] Texas Instruments. *8-Bit Binary Counter With 3-State Output Registers*. SN54HC590A, SN74HC590A. Rev. F. 15 Sep 2003. URL:  
[https://www.ti.com/lit/ds/symlink/sn74hc590a.pdf?ts=1660052021803&ref\\_url=https%253A%252F%252Fwww.ti.com%252Fproduct%252FSN74HC590A%253FDCM%253Dyes%2526utm\\_source%253Dsupplyframe%2526utm\\_medium%253DSEP%2526utm\\_campaign%253Dnot\\_alldatasheet%2526clid%253DCjkKEQjwi8iXBhCH4qTo0eHB5a4BEiQAcEheL4orR2IcXezk9QUTg0VBEO06AO8X78kbvVsHNjYh-K7w\\_wcB](https://www.ti.com/lit/ds/symlink/sn74hc590a.pdf?ts=1660052021803&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.ti.com%252Fproduct%252FSN74HC590A%253FDCM%253Dyes%2526utm_source%253Dsupplyframe%2526utm_medium%253DSEP%2526utm_campaign%253Dnot_alldatasheet%2526clid%253DCjkKEQjwi8iXBhCH4qTo0eHB5a4BEiQAcEheL4orR2IcXezk9QUTg0VBEO06AO8X78kbvVsHNjYh-K7w_wcB).
- [3] Texas Instruments. *8-Bit Digital-to-Analog Converters*. DAC0800/DAC0802. Rev. C. 19 Feb 2013. URL: [https://www.ti.com/lit/ds/symlink/dac0800.pdf?ts=1660056823024&ref\\_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F](https://www.ti.com/lit/ds/symlink/dac0800.pdf?ts=1660056823024&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F).
- [4] Texas Instruments. *High Frequency Voltage-to-Frequency Converter*. VFC110. Rev. A. 25 Apr 2007. URL: [https://www.ti.com/lit/ds/symlink/vfc110.pdf?ts=1660083698490&ref\\_url=https%253A%252F%252Fwww.ti.com%252Fproduct%252FVFC110%253FkeyMatch%253DVFC110](https://www.ti.com/lit/ds/symlink/vfc110.pdf?ts=1660083698490&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.ti.com%252Fproduct%252FVFC110%253FkeyMatch%253DVFC110).
- [5] Texas Instruments. *High Speed CMOS Logic Dual Negative-Edge-Triggered J-K Flip-Flops with Reset*. CDx4HC73, CD74HCT73. 31 Jan 2022. URL:  
[https://www.ti.com/lit/ds/symlink/cd74hc73.pdf?ts=1660083349727&ref\\_url=https%253A%252F%252Fwww.ti.com%252Fproduct%252FCD74HC73%253FkeyMatch%253DCD74HC73%2526tsearch%253Dsearch-everything%2526usecase%253DGPN](https://www.ti.com/lit/ds/symlink/cd74hc73.pdf?ts=1660083349727&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.ti.com%252Fproduct%252FCD74HC73%253FkeyMatch%253DCD74HC73%2526tsearch%253Dsearch-everything%2526usecase%253DGPN).
- [6] Texas Instruments. *Low-Noise FET-Input Operational Amplifiers*. TL07xx. Rev. T. 13 Dec 2021. URL:  
[https://www.ti.com/lit/ds/symlink/tl074a.pdf?ts=1660083674764&ref\\_url=https%253A%252F%252Fwww.ti.com%252Fproduct%252FTL074A%253FkeyMatch%253D%2526tsearch%253Dsearch-everything%2526usecase%253Dpartmatches](https://www.ti.com/lit/ds/symlink/tl074a.pdf?ts=1660083674764&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.ti.com%252Fproduct%252FTL074A%253FkeyMatch%253D%2526tsearch%253Dsearch-everything%2526usecase%253Dpartmatches).
- [7] Texas Instruments. *Precision voltage-to-frequency converter with 1-Hz to 100-kHz full scale frequency*. LMx31x. Rev. C. 29 Sep 2015. URL: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink>

- /lm331.pdf?ts=1660083454622&ref\_url=https%253A%252F%252Fwww.ti.com%252Fproduct%252FLM331%253FkeyMatch%253DLM331.
- [8] Texas Instruments. *Synchronous 4-Bit Up/Down Binary Counters*. SN54LS169B, SN54S169, SN74LS169B, SN74S169. 1Mar 1988. URL: [https://www.ti.com/lit/ds/symlink/sn74ls169b.pdf?ts=1660083375741&ref\\_url=https%253A%252F%252Fwww.ti.com%252Fproduct%252FSN74LS169B%253FkeyMatch%253DSN74LS169B%2526tisearch%253Dsearch-everything%2526usecase%253DGPN](https://www.ti.com/lit/ds/symlink/sn74ls169b.pdf?ts=1660083375741&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.ti.com%252Fproduct%252FSN74LS169B%253FkeyMatch%253DSN74LS169B%2526tisearch%253Dsearch-everything%2526usecase%253DGPN).
  - [9] Schmitz René. *Voltage controlled oscillators*. Ultimo accesso: 10 agosto 2022. March 1999. URL: <https://www.schmitzbits.de/vco2.html>.
  - [10] Central Semiconductor. *SILICON NPN QUAD TRANSISTOR*. MPQ3904. Rev. 2. 25 September 2018. URL: <https://my.centralsemi.com/datasheets/MPQ3904.PDF>.
  - [11] ON Semiconductor. *N-Channel Enhancement Mode Field Effect Transistor 60V, 200mA, 5 ohm*. 2N7000, 2N7002, NDS7002A. Rev. 7. July 2022. URL: <https://www.onsemi.com/pdf/datasheet/nds7002a-d.pdf>.
  - [12] NXP Semiconductors. *High-speed diodes*. 1N4148; 1N4448. 2004 Aug 10. URL: [https://assets.nexperia.com/documents/data-sheet/1N4148\\_1N4448.pdf](https://assets.nexperia.com/documents/data-sheet/1N4148_1N4448.pdf).