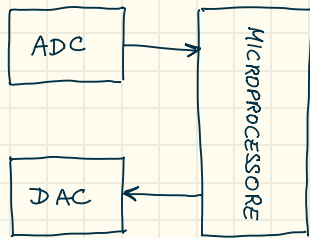


DAC

MONDO ANALOGICO

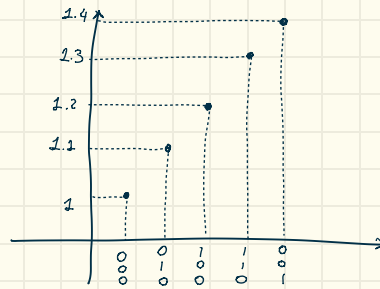


CODICE

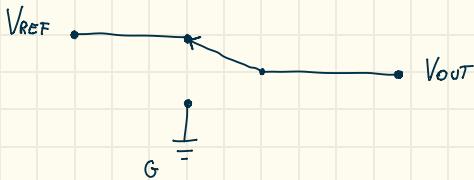
10 11 01

ANALOGICO

12.324 V

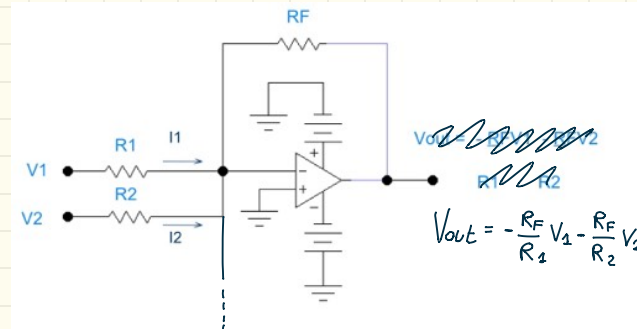


1) DAC a 1 bit : INTERRUTORE

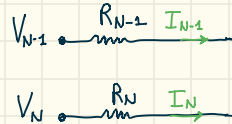


DAC A RESISTORI PESATI

2) OPAMP Sommatore invertente (DIFFERENZIALE)

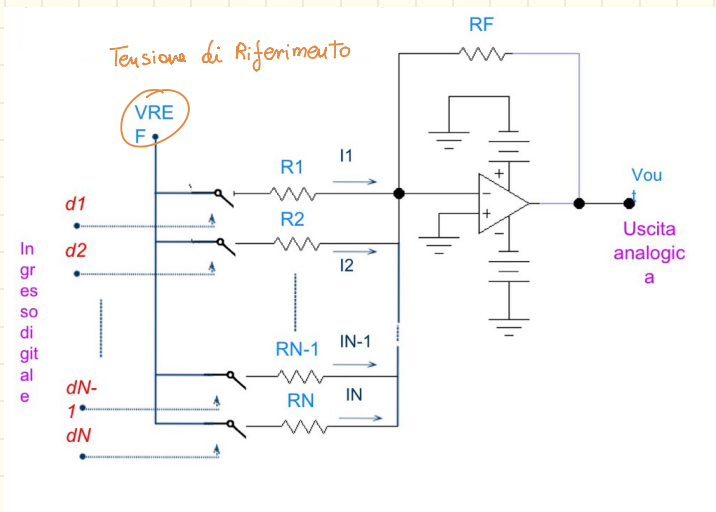


$$V_{out} = -\frac{R_F}{R_1} V_1 - \frac{R_F}{R_2} V_2 = -R_F \left(\frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} \right) = -R_F (I_1 + I_2)$$



$$\Rightarrow V_{out} = -R_F \left(\frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} + \dots + \frac{V_N}{R_N} \right)$$

3) Tensione di riferimento.



Ora prendiamo la configurazione precedente e cortocircuitiamo tutte le entrate V_1, V_2, \dots, V_N ad un'unica **tensione di riferimento**. Dopodiché intraprendiamo N interruttori **controllati da un singolo bit**: quando il bit vale 1 l'interruttore si chiude.

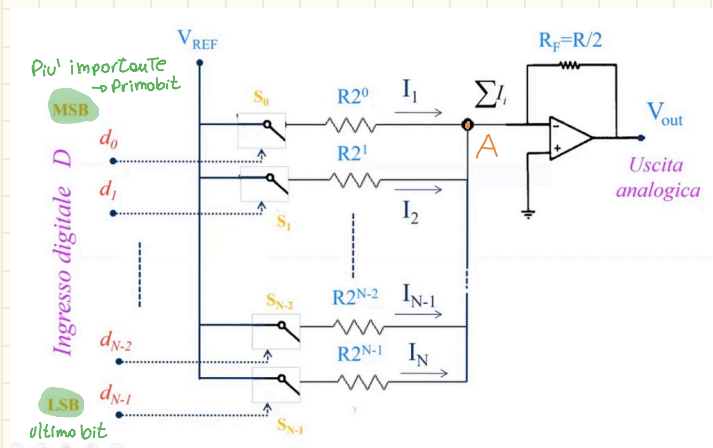
Quando si chiude l' n -esimo interruttorino otteniamo in uscita il contributo di tutte le correnti.

Se invece "moduliamo" la stringa di bit in ingresso, otteniamo o meno il contributo in uscita. Abbiamo ottenuto un **convertitore digitale analogico**, perché ad un ingresso digitale (i bit) otteniamo un valore analogico (tensione in uscita).

$$V_{out} = -\frac{R_F}{R_1} V_{ref} \cdot d_1 - \frac{R_F}{R_2} V_{ref} \cdot d_2 + \dots - \frac{R_F}{R_N} V_{ref} \cdot d_N$$

4) Resistenze "Aggiornate"

RESISTORI PESATI



guardando questa configurazione dobbiamo notare diverse cose:

- 1) moltiplichiamo la resistenza (che è sempre la stessa) per un fattore 2^i che **aumenta man mano che scendiamo**. Abbiamo il bit più significativo in alto, e quello meno significativo in basso.
- 2) Anche la **resistenza di retroazione** è cambiata.
- 3) Gli indici dei bit di controllo interruttori partono da zero ed arrivano ad N .
- 4) come prima nel nodo A abbiamo la somma di tutte le correnti passanti attraverso le varie resistenze (che ovviamente è uguale a quella erogata dall'alimentatore).

Altre riflessioni

- abbiamo una tensione di riferimento V_{ref}
- abbiamo **N resistori binari pesati**
- N interruttori
- c'è una retroazione sull'opamp
- **gli switch sono controllati da una parola D di N bit**

$$1) V_{out} = -\frac{R_F}{R \cdot 2^0} \cdot V_{REF} \cdot d_0 - \frac{R_F}{R \cdot 2^1} \cdot V_{REF} \cdot d_1 + \dots - \frac{R_F}{R \cdot 2^{N-2}} \cdot V_{REF} \cdot d_{N-2} - \frac{R_F}{R \cdot 2^{N-1}} \cdot V_{REF} \cdot d_{N-1}$$

$$2) \text{ Metto in evidenza } V_0 = -\frac{R_F}{R} V_{REF} \left(\frac{d_0}{2^0} + \frac{d_1}{2^1} + \dots + \frac{d_{N-2}}{2^{N-2}} + \frac{d_{N-1}}{2^{N-1}} \right)$$

$$3) R_F = \frac{R}{2} \Rightarrow V_{out} = -\frac{R/2}{R} V_{REF} (\dots) = -\frac{1}{2} V_{REF} (\dots)$$

aumentano tutti di un esponente $\begin{cases} 2^0 \cdot 2 = 2^1 \\ 2^{N-1} \cdot 2 = 2^N \end{cases}$

$$4) \text{ Moltiplico } \Rightarrow V_{out} = -V_{REF} \left(\frac{d_1}{2^1} + \frac{d_2}{2^2} + \dots + \frac{d_{N-1}}{2^{N-1}} + \frac{d_N}{2^N} \right)$$

$$5) \text{ Sommatoria } \Rightarrow V_{out} = -V_{REF} \cdot \sum_{i=1}^N \frac{d_i}{2^i} \Rightarrow V_{out} = -V_{REF} \cdot \text{ValoreDigitale}$$

Word digitale in ingresso

PROBLEMI DEL DAC A RESISTORI PESATI

Abbiamo diverse **cause di incertezza**

- la prima è sicuramente la **stabilità di Vref**: è difficile ottenere una tensione di riferimento **perfettamente costante** e che non venga alterata da campi elettromagnetici ed altre cose brutte.
- **Le resistenze non sono tutte uguali** e soprattutto se progettiamo una data resistenza, non è certo che nella realtà riusciamo ad avere proprio quella resistenza.
- l'amplificatore operazionale non è ideale. Un opamp reale ha una serie di problemi e cause di incertezze; questi si vanno a sommare al resto dei problemi elencati.
- la variazione di temperatura genera un cambiamento nei valori di resistenze e tutti gli altri componenti.

Ulteriori problemi

- Il generatore risente del numero dei resistori collegati, e quindi del carico.

Come risultato abbiamo che **questo tipo di convertitore non è particolarmente usato**.

DAC R-2R

In questo convertitore **tutti i resistori sono uguali e pari ad R**. Se ad esempio abbiamo una resistenza 2R, ci basta fare la serie tra due resistori.

Le resistenze sfociano in **interruttori two way**, ovvero interruttori che possono collegarsi ad un valore o ad un altro, e sono **controllati da un singolo bit**. Ogni interruttore può collegarsi a:

- Tensione di riferimento Vref se 1
- Terra se 0.

Abbiamo a **sinistra** il bit **meno significativo**.

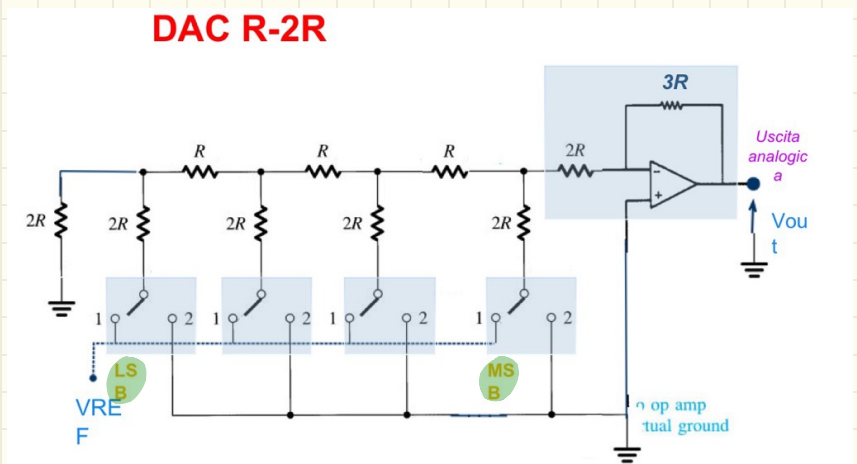
INPUT: $\overset{\text{MSB}}{0001} \rightarrow \overset{\text{LSB}}{1000}$

d_4 d_0

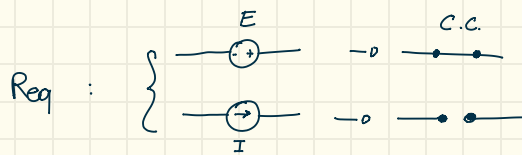
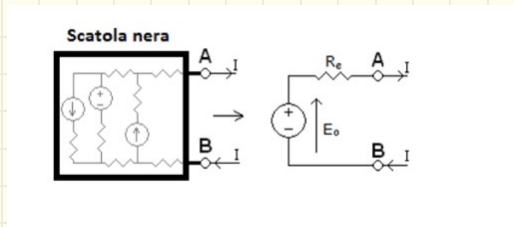
$$\Rightarrow V_{out} = V_{REF} \sum_{i=1}^N \frac{d_i}{2^i} = V_{REF} \cdot \frac{1}{2^4} = \frac{1}{16} V_{REF}$$

COME DIMOSTRARLO?

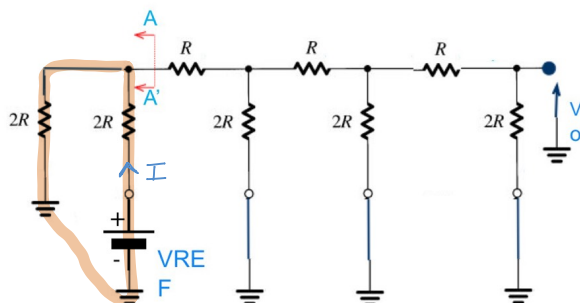
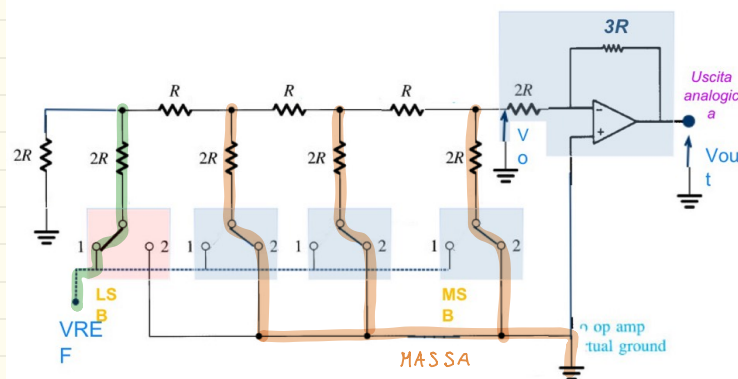
THEVENIN



TEOREMA DI THÉVENIN



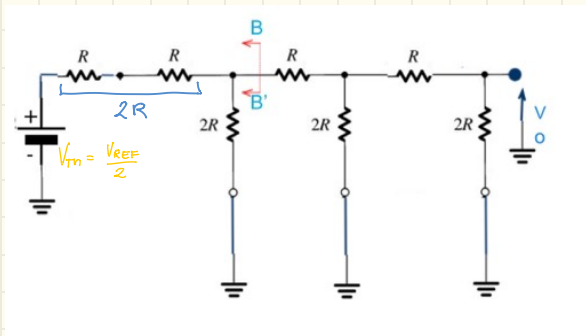
V_{eq} : Tensione a vuoto tra A e B



$$R_{eq} = \frac{2R \cdot 2R}{2R + 2R} = R \quad R_{th}$$

$$V_{voto} : I = \frac{V_{REF}}{2R + 2R} = \frac{V_{REF}}{4R}$$

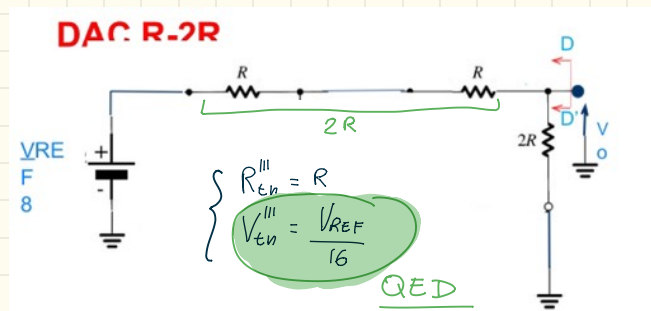
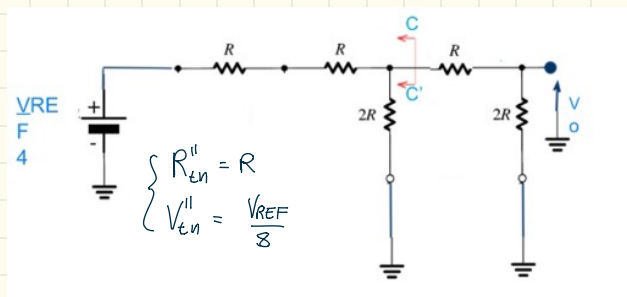
$$\Rightarrow V_{voto} = 2R \cdot \frac{V_{REF}}{4R} = \frac{V_{REF}}{2} \quad V_{th}$$



Applico di nuovo Thevenin

$$R'_{eq} = R \quad R'_{th}$$

$$V'_{th} = \frac{V_{REF}}{2} \cdot \frac{1}{4R} \cdot 2R = \frac{V_{REF}}{4} \quad V'_{th}$$



ESEMPIO

INPUT: $1000 \rightarrow 0001$
 $2^4 + 2^3 + 2^2 + 2^1$

$$\Rightarrow V_{out} = V_{REF} \cdot \sum_{i=1}^N \frac{d_i}{2^i} = \frac{1}{2} V_{REF}$$

CONSIDERAZIONI

$$V_{OUT} = -V_{REF} \left(\frac{d_1}{2^1} + \frac{d_2}{2^2} + \dots + \frac{d_{n-1}}{2^{n-1}} + \frac{d_N}{2^N} \right) \leftarrow \text{Formula ricavata prima}$$

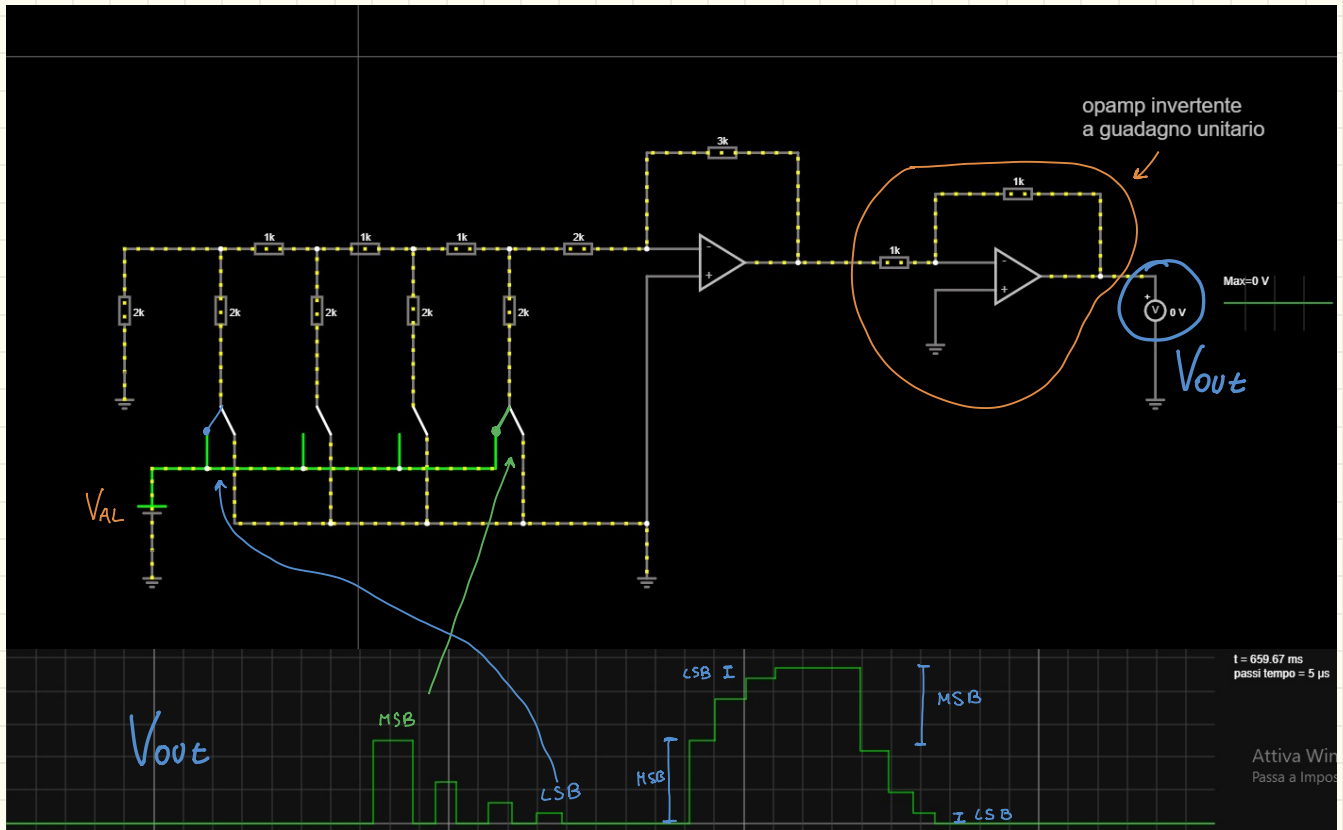
PUNTO 1 : MSB Alto \rightarrow 1 0 0 0

$\frac{1}{2} FS$ $\frac{1}{4} FS$ $\frac{1}{8} FS$ $\frac{1}{16} FS$

\Rightarrow SOMMA: $\frac{1}{2} + \frac{1}{4} + \frac{1}{8} + \frac{1}{16} = \frac{15}{16} \approx 1$ MA NON 1!

PUNTO 2: LSB ALTO \rightarrow 000...1

Se su tutta la stringa di bit abbiamo **solo l'LSB alto**, vuol dire che abbiamo una **risoluzione** di $1/2^N$. **Non riusciremo a rappresentare un valore più piccolo di quello!**



- Tensione = 5 V costante

Corrente NON costante se ho più di un bit ALTO

Vantaggi

Questa soluzione è sicuramente più semplice da realizzare, inoltre il generatore ha un carico costante (!! sinceramente non ne sono sicuro, perché la corrente cambia!!).

Cause di incertezza

Ancora una volta è difficile ottenere una tensione di riferimento costante. Abbiamo ancora la differenza tra le resistenze nominali e reali.

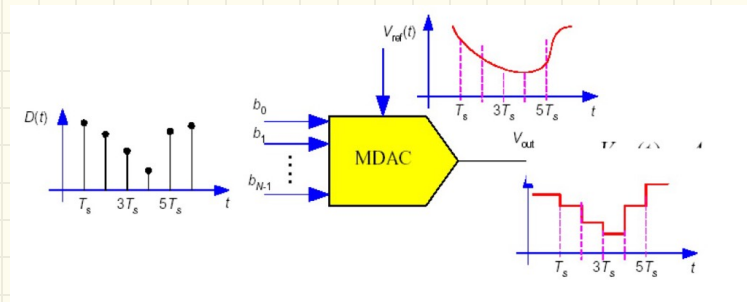
ARCHITETTURE AVANZATE

Architett. DAC 48:00

Queste architetture vengono sviluppate perché se passiamo da una stringa (molto lunga, magari a 16 bit) di tutti zeri (00...0) ad una con tutti uno (11...1) andiamo a chiudere **tutti allo stesso momento** gli switch (mosfet), e quindi aggiungiamo un carico abbastanza alto in un breve istante di tempo. **Avremo dei glitch.**

#ToDo

DAC MOLTIPLICATORE

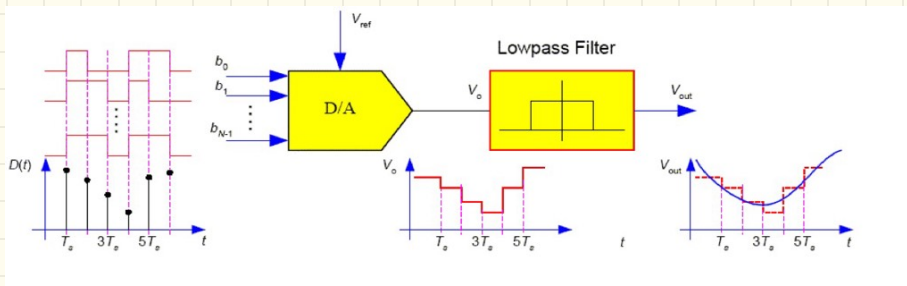


Ci permettono di moltiplicare un **valore analogico per un valore (ingresso, word) digitale**. È diverso da quello che abbiamo visto perché il valore analogico **non è costante**, ma varia nel tempo.

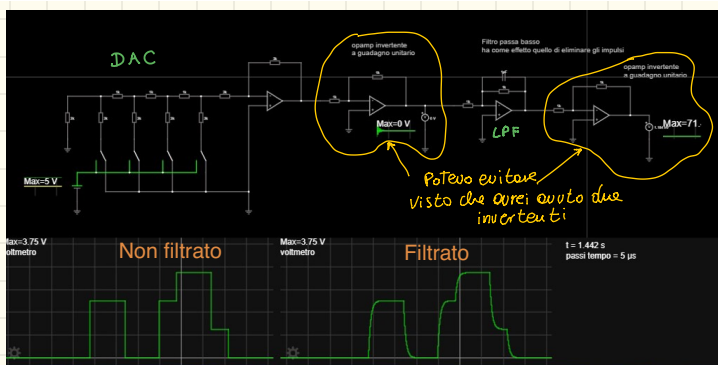
$$V_o = -V_{REF} \cdot \sum_{i=1}^n \frac{b_i}{2^i}$$

CIRCUITO DI CONDIZIONAMENTO

LPF - FILTRO PASSA BASSO



Quando utilizziamo un convertitore digitale -> analogico otteniamo in output un segnale segmentato **non continuo**. Questo è un problema, perché in analogico non esistono salti. Di conseguenza possiamo trasformarlo in un segnale continuo grazie ad un **filtro passa basso**: gli "spigoli" sono ottenuti grazie ad armoniche **ad altissima frequenza**, quindi ci basta filtrarle per ottenere un segnale continuo.

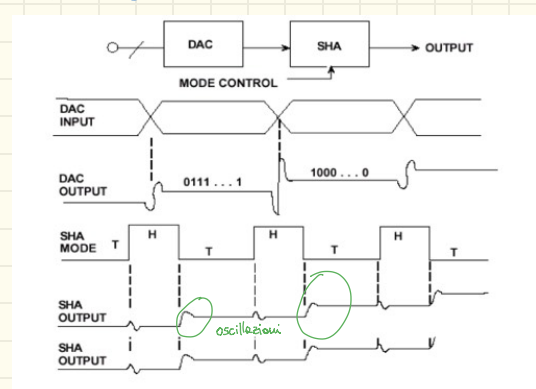


SAMPLE & Hold - SHA: Protezione

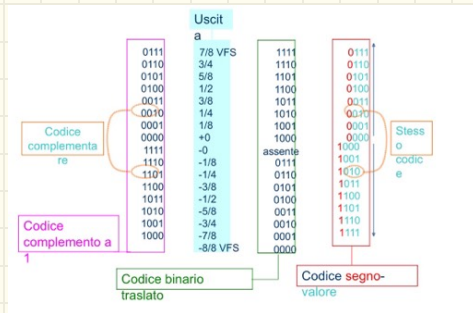
Prima abbiamo visto che il SHA è un componente che va posto prima del convertitore analogico digitale, per poter mantenere costante il valore analogico il tempo che serve affinché il convertitore faccia le sue operazioni, **quindi a che serve in uscita di un DAC?**

Serve perché come abbiamo visto, quando passiamo da un codice digitale ad un altro, l'output non cambia immediatamente, ma ha un **transitorio che presenta impulsi** (ed abbiamo visto che sono dannosi). Di conseguenza ci basta porre un SHA in uscita e **mandarlo in hold** poco prima che l'output cambi: in questo modo lo manteniamo in hold finché il transitorio non è finito, e l'uscita del SHA (a differenza dell'uscita del DAC) **non vedrà alcun picco!**

uscita

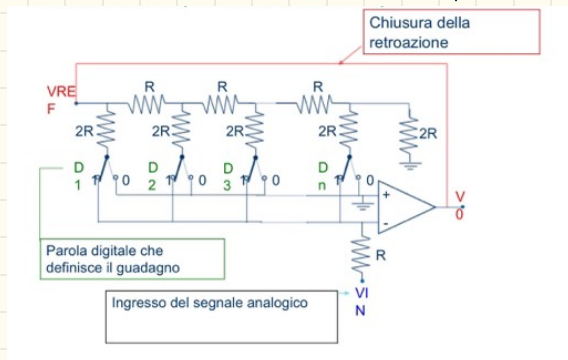


CODICI PER DAC BIPOLARI



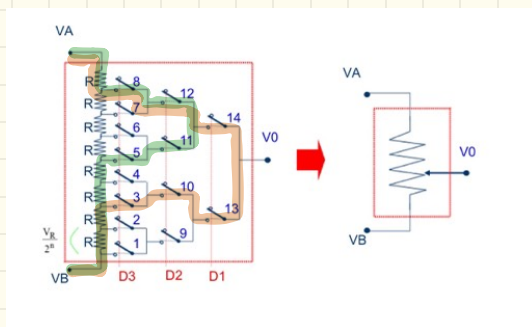
Quando abbiamo un DAC bipolare dobbiamo stare attenti a generare dei codici **a complemento a due**, visto che il nostro FondoScala è negativo. Ricordiamo che il complemento a due è ottenuto negando tutti i bit ed aggiungendo uno.

GUADAGNO AMPLIFICATORE CONTROLLATO IN DIGITALE



Il ramo di feedback è composto da diversi blocchi di resistenze $R-2R$ che abbiamo visto prima, che a seconda dell'input digitale (00101010001) genera una certa tensione in uscita (in questo caso sul pin non invertente dell'opamp).

POTENZIOMETRO DIGITALE



A seconda delle stringhe di bit che poniamo in input, possiamo avere un output una certa resistenza equivalente.

Ovviamente il problema in questo caso è che invece di avere un controllo **in continua**, abbiamo una certa risoluzione massima.