



**POLITECNICO**  
**MILANO 1863**



# ELECTRONIC SYSTEMS

2021-22 academic year  
prof. Franco ZAPPA



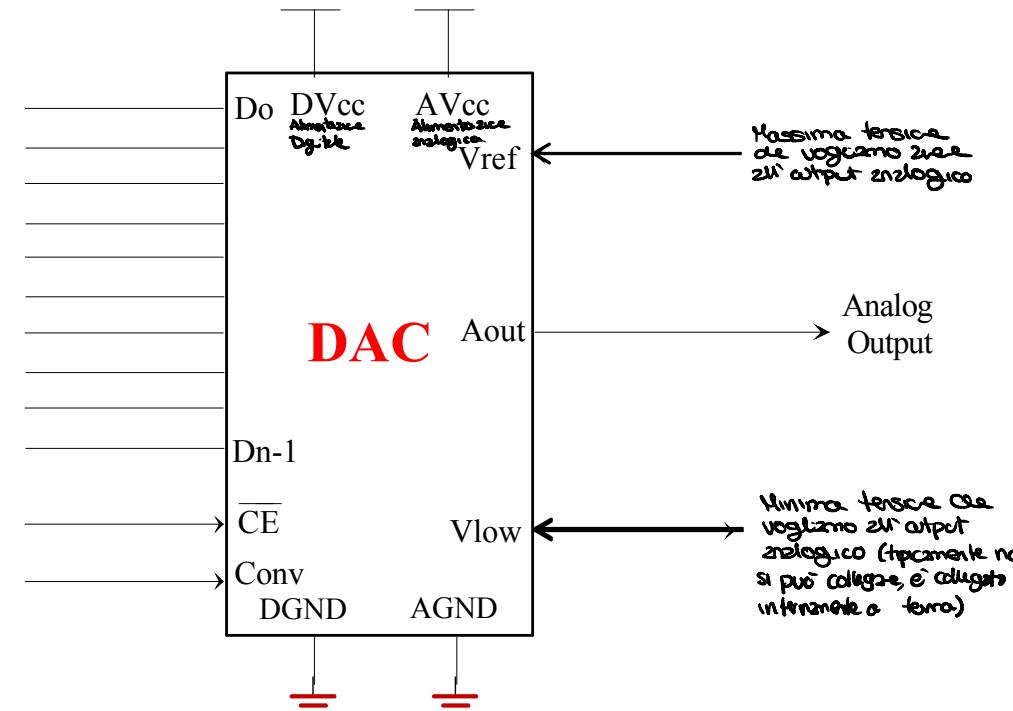
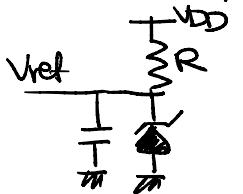
- DAC basics
- Resolution, Precision, Accuracy
- DAC architectures
- Dynamic performance: noise and spectra
- SNR, SiNAD, SFDR, THD



# DAC, Digital-to-Analog Converter

Tipicamente sulla linea d'alimentazione restano 2 condensatori uno grande e uno piccolo per compensare le variazioni della tensione d'alimentazione.

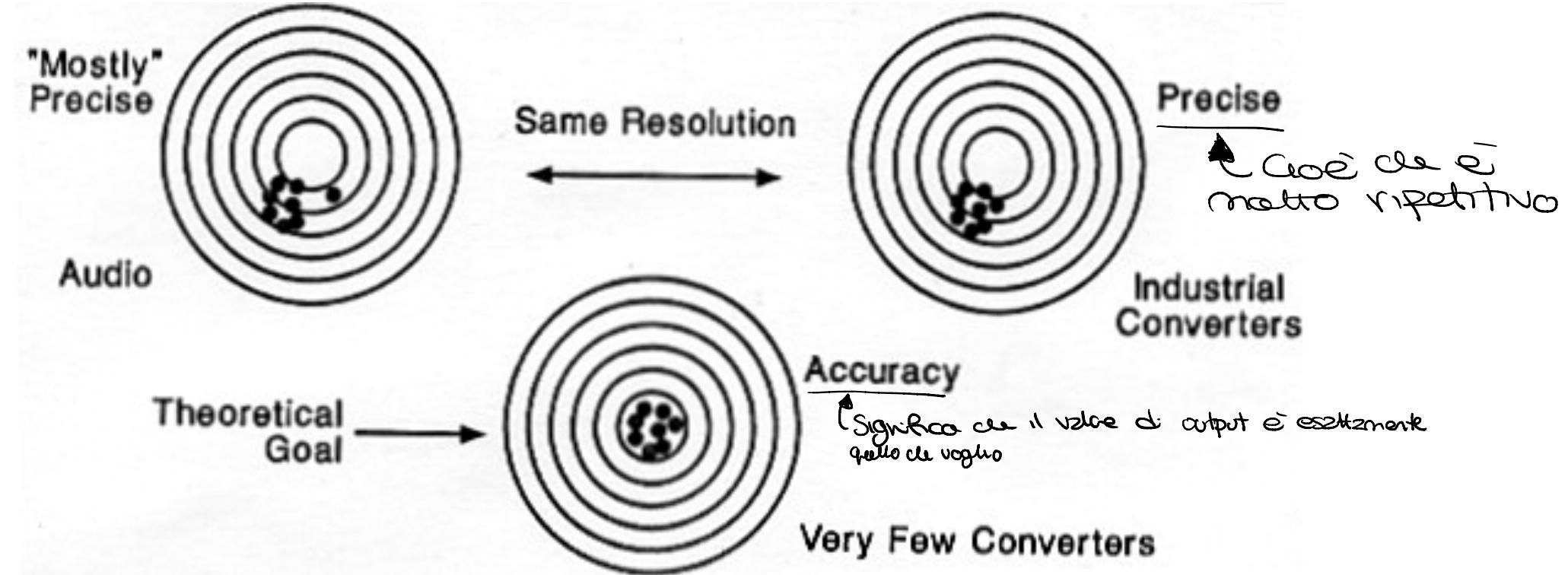
Per correggere ancora di più le variazioni della linea d'alimentazione di Vref si fa questo circuito



<b>Number of bit:</b>	n	8	16
<b>Number of levels:</b>	$2^n$	256	65536
<b>F<sub>ull</sub>S<sub>cale</sub>R<sub>ange</sub>:</b>		5V	5V
<b>Resolution:</b>	$L_{\text{east}} S_{\text{ignificant}} B_{\text{it}} = FSR/2^n$	19.5mV	76μV
	$1/2^n$	$3.9^{\circ}/_00$	15ppm



# Resolution, precision, accuracy



**Resolution** subdivision of output dynamics that the converter is able to resolve

**Precision** spread of output values, when the input is always the same

**Accuracy** maximum error between output analog value and theoretical expected one

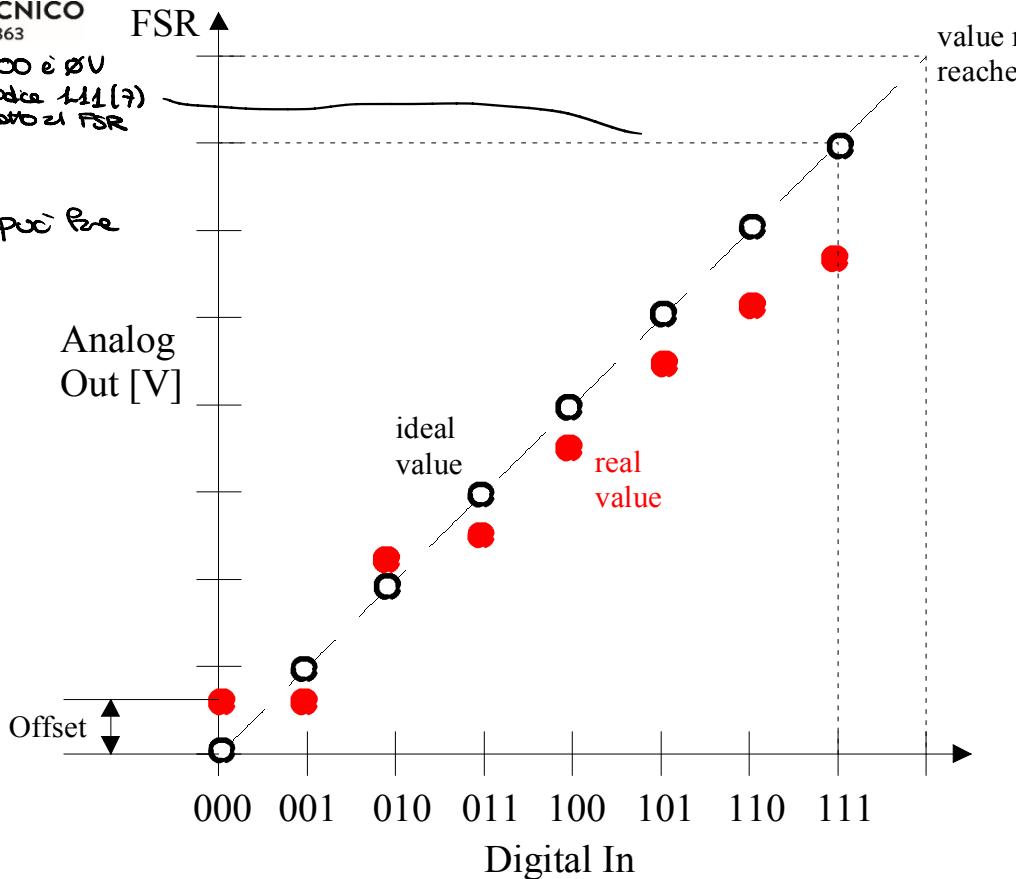


# Errors and non-linearities

POLITECNICO  
MILANO 1863

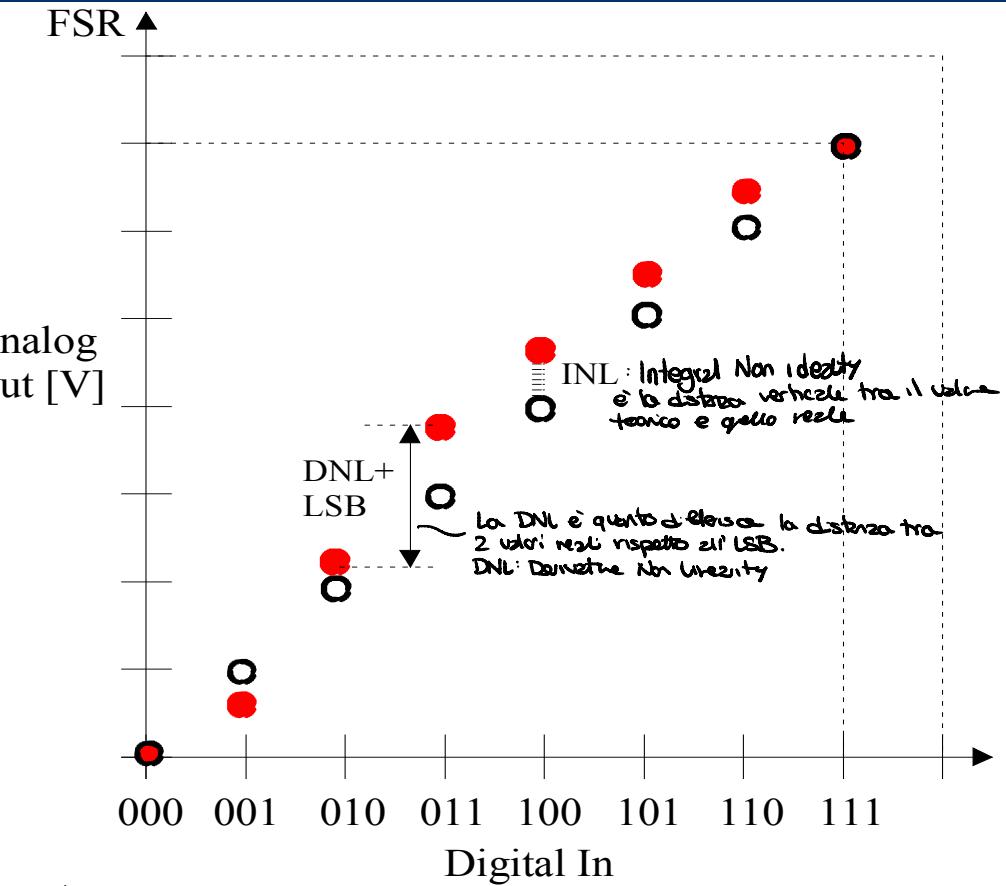
Visto che il Codice 000 è 0V  
allora il valore per il Codice 111 (7)  
è un LSB minore rispetto al FSR

Sul dicono DAC si può fare  
la calibrazione.



**Offset:** output when input is 000

**Gain:** output when input is 111



La INL è la somma di tutte le DNL da 0 fino al valore di dove vogliamo calcolare l'INL.

**INL:** real-ideal distance

Un DAC decentrato deve un  $DNL \leq 1LSB$

**DNL:** real-ideal step height



LO SOCIUS ESTI ERUDENDO  
ECCO MA VA DIRE  
PROSPERIS ET GEMINI ET SILENTI

# Voltage-scaling DAC

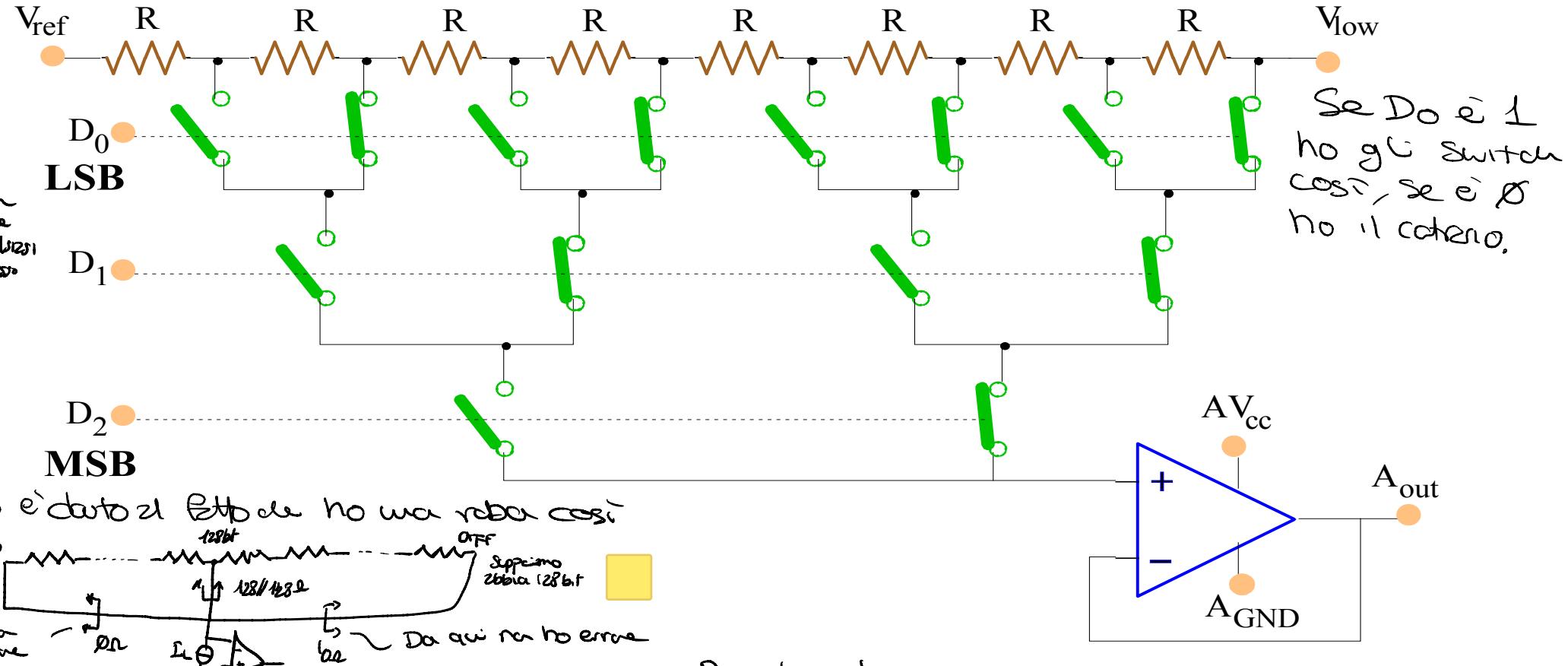
POLITECNICO  
MILANO 1863

Potremo fare un bottone di resistenza  
e un MUX sull'uscita ... non è  
intelligente.

Allora noi facciamo una cosa  
diversa noi usiamo un MOS ma con  
i bit comandiamo degli interruttori che  
possono essere solo ON o OFF.

Attenzione poi gli interruttori non  
sono solo mos, ho da dentro esse  
poss transistor per essere sicuri che qualcosa  
sia l'ingresso questo sia portato in ingresso.

A causa della  $I_{BAS}$  dell'  
OpAmp non ce l'aveva sarebbe



## Components:

2<sup>n</sup> resistors and 2 · 2<sup>n</sup> MOSFET transistors  
1 OpAmp

## Advantages:

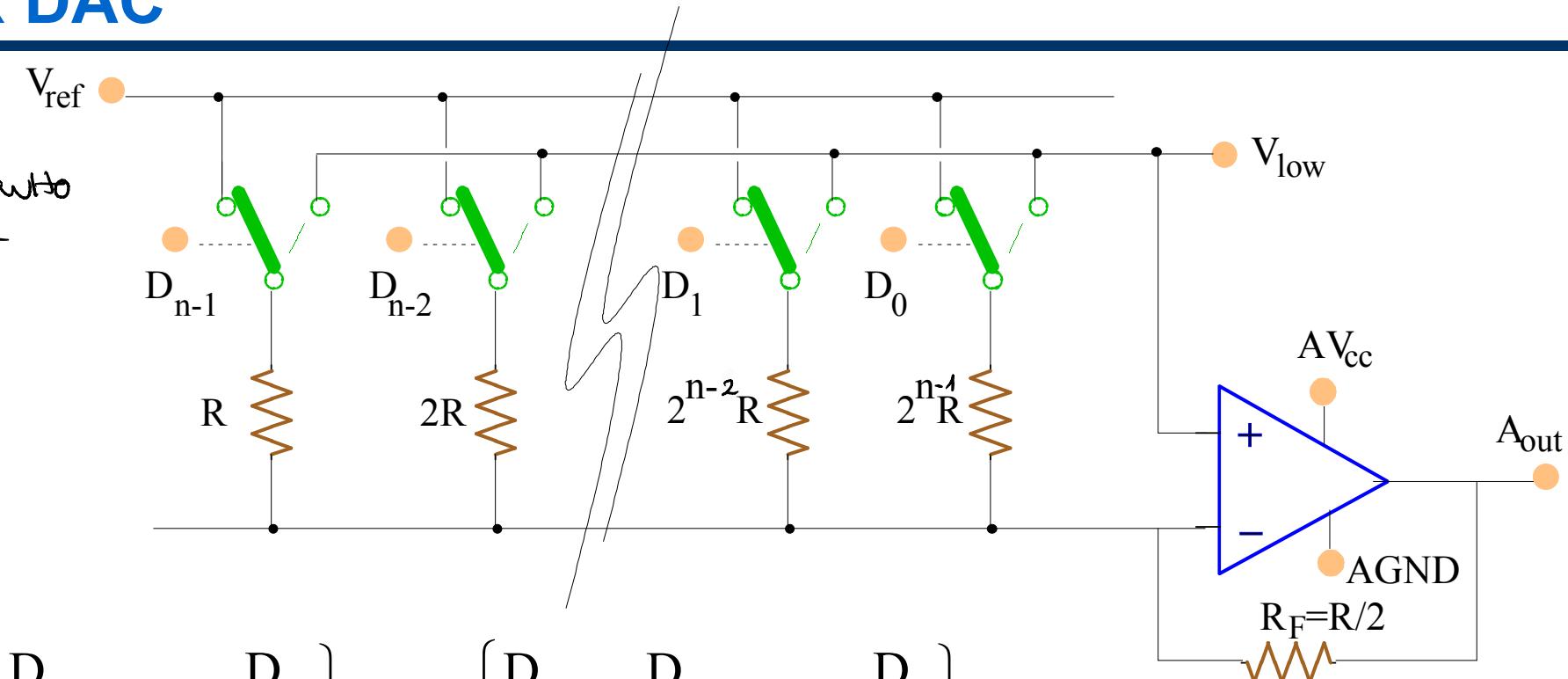
easy scalability of resistors (all identical)  
but OpAmp bias current causes non-linearity



# Weighted-R DAC

POLITECNICO  
MILANO 1863

Come area consumata  
Per le resistenze questo circuito  
ha la stessa area occupata  
del circuito sopra ↗.



$$V_{out} = V_{ref} \frac{R_f}{R} \left\{ \frac{D_{n-1}}{1} + \frac{D_{n-2}}{2} + \dots + \frac{D_0}{2^{n-1}} \right\} = V_{ref} \left\{ \frac{D_{n-1}}{2} + \frac{D_{n-2}}{2^2} + \dots + \frac{D_0}{2^n} \right\}$$

**Components:** n resistors and 2·n MOSFET transistors  
1 OpAmp

**Problems:** large silicon area tolerance of resistors OpAmp bias current

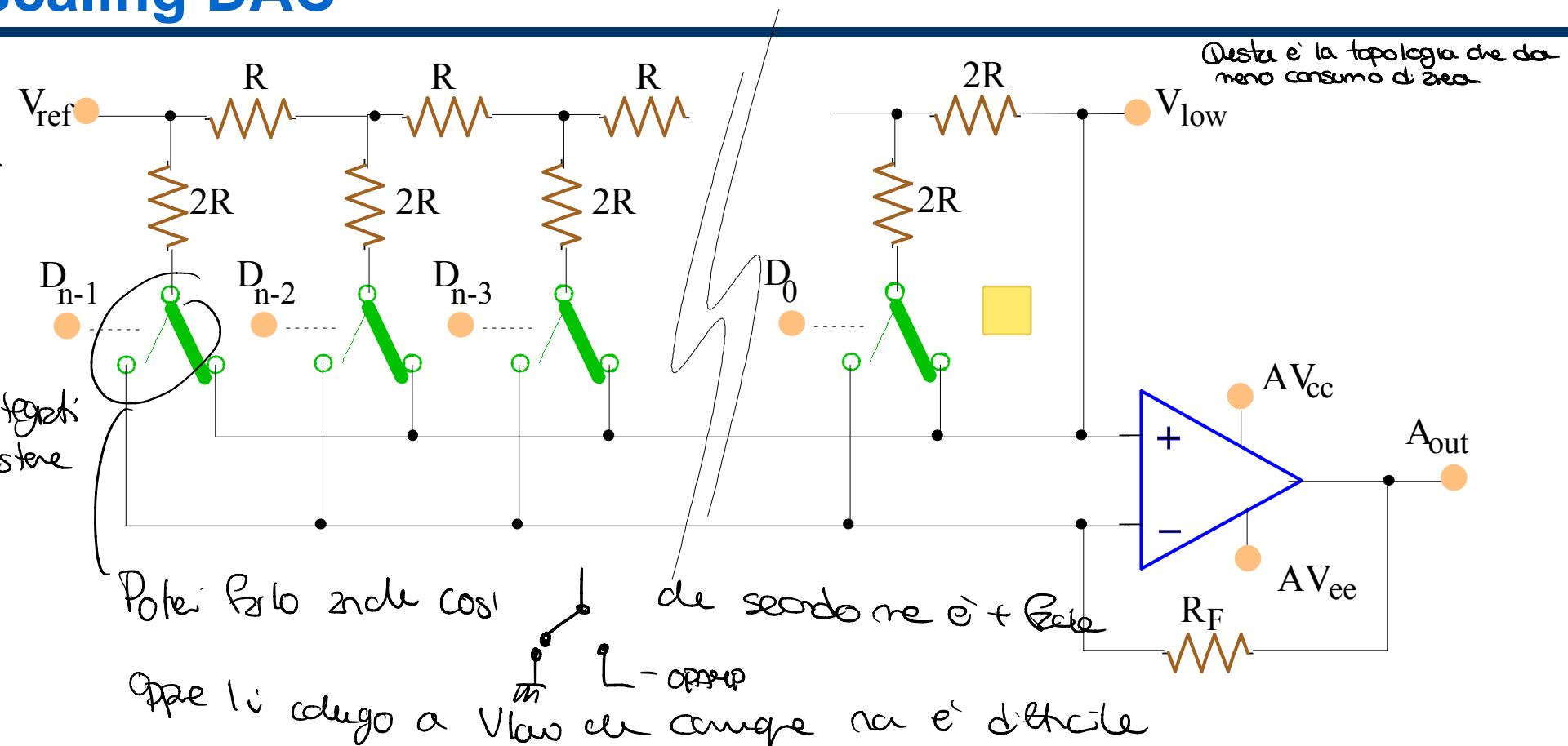


# Current-scaling DAC

POLITECNICO  
MILANO 1863

Con questa topologia  
Se voglio realizzare un  
DAC 8 bit mi servono  
8 resistori  $R$  + 1  $RF$   
e 8 resistori  $2R$ .

Visto come si fanno le  
resistenze nei circuiti integrati  
allora c'è come se 8 resistori  
 $2R$  siano 16 resistori  $R$



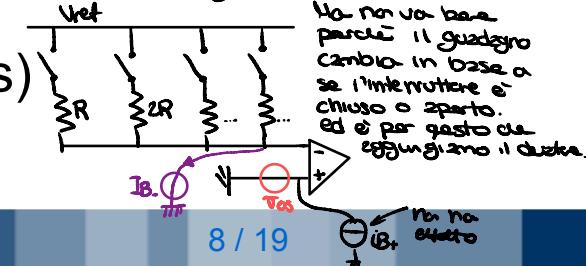
## Components:

- 2·n resistors and 2·n MOSFET transistors
- 1 OpAmp

## Advantages:

- easy scalability of resistors (just two different types)
- easy driving of MOSFET switches

GL'interruttori sono fatti solo con MOS perché se  $V_{low}$  è bassa posso usare solo singolo mosfet.  
Carne servono 2 uno per collegare su  $V_{cc}$  e uno su  $V_{low}$ .  
Potrei usare anche un singolo mosfet.





# Serial input DAC

POLITECNICO  
MILANO 1863

Resetto a 0 e  $C_2$  e 2pro  $Q_3$

Se il bit è 1 chiudo  $Q_1$  e poi 2pro tutto (se il bit è 0 chiudo  $Q_2$  e poi 2pro)

Dopo chiudo  $Q_3$  cos' faccio

in partito da caccia e

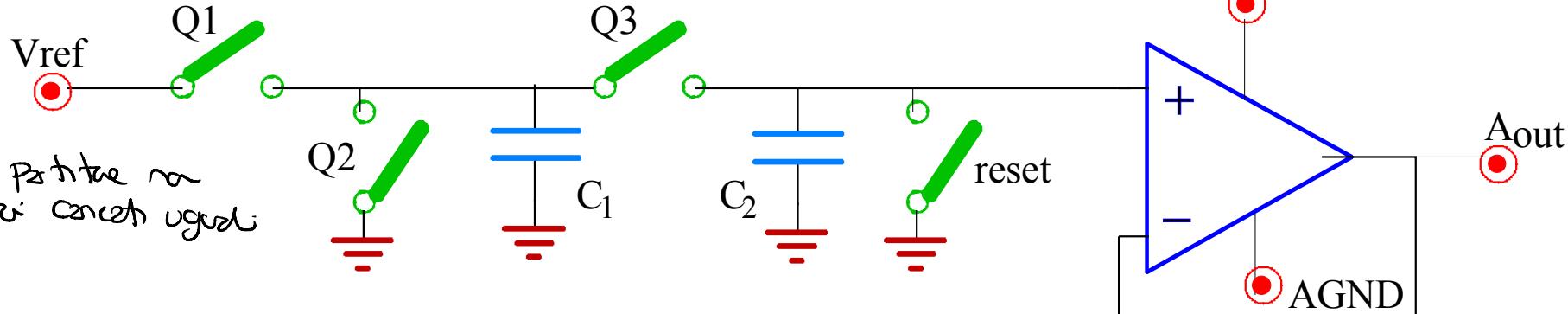
metto in  $C_2=C_1$  metà

della caccia  $C=C_1$

Poi continuo 2 pro la

stessa robu solo che il partito non

è più con i 2 condensatori connessi uguali:



## Components:

only 2 capacitors and 4 MOSFET transistors

1 OpAmp

## Advantages:

extremely compact and easy

but need serial input (bit by bit)



## DAC0800/DAC0802 8-Bit Digital-to-Analog Converters

Check for Samples: [DAC0800](#), [DAC0802](#)

### FEATURES

- Fast Settling Output Current: 100 ns
- Full Scale Error:  $\pm 1$  LSB
- Nonlinearity Over Temperature:  $\pm 0.1\%$
- Full Scale Current Drift:  $\pm 10$  ppm/ $^{\circ}\text{C}$
- High Output Compliance: -10V to +18V
- Complementary Current Outputs
- Interface Directly with TTL, CMOS, PMOS and Others
- 2 Quadrant Wide Range Multiplying Capability
- Wide Power Supply Range:  $\pm 4.5\text{V}$  to  $\pm 18\text{V}$
- Low Power Consumption: 33 mW at  $\pm 5\text{V}$
- Low Cost

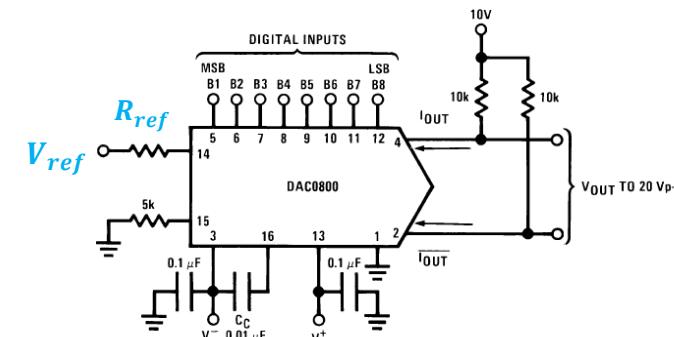
### DESCRIPTION

The DAC0800 series are monolithic 8-bit high-speed current-output digital-to-analog converters (DAC) featuring typical settling times of 100 ns. When used as a multiplying DAC, monotonic performance over a 40 to 1 reference current range is possible. The DAC0800 series also features high compliance complementary current outputs to allow differential output voltages of 20 V<sub>p-p</sub> with simple resistor loads. The reference-to-full-scale current matching of better than  $\pm 1$  LSB eliminates the need for full-scale trims in most applications, while the nonlinearities of better than  $\pm 0.1\%$  over temperature minimizes system error accumulations.

The noise immune inputs will accept a variety of logic levels. The performance and characteristics of the device are essentially unchanged over the  $\pm 4.5\text{V}$  to  $\pm 18\text{V}$  power supply range and power consumption at only 33 mW with  $\pm 5\text{V}$  supplies is independent of logic input levels.

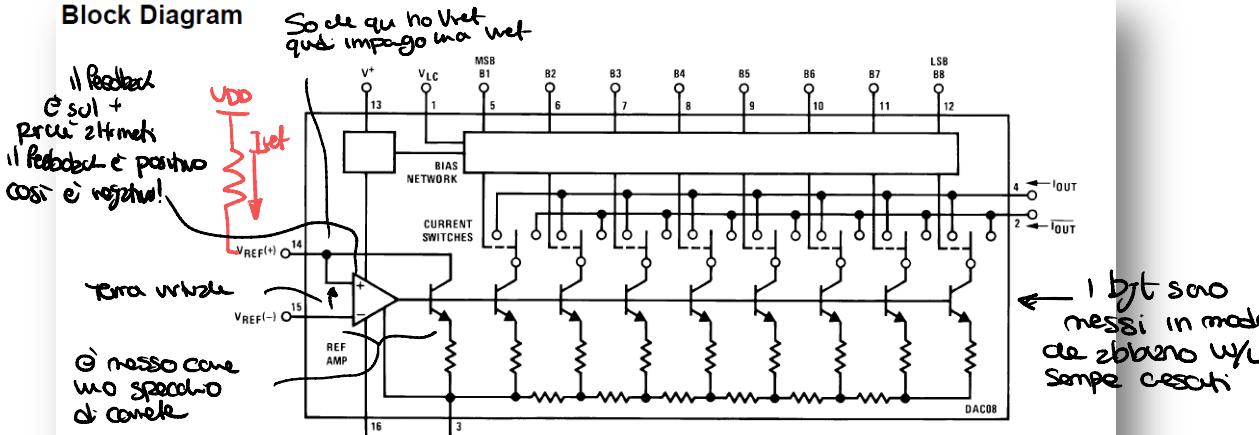
The DAC0800, DAC0802, DAC0800C and DAC0802C are a direct replacement for the DAC-08, DAC-08A, DAC-08C, and DAC-08H, respectively. For single supply operation, refer to AN-1525.

### Typical Application



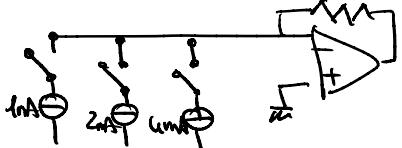
Pin numbers represent the PDIP package. The SOIC package pin numbers differ from that of the PDIP package.

Figure 1.  $\pm 20$  V<sub>p-p</sub> Output Digital-to-Analog Converter



Pin numbers represent the PDIP package. The SOIC package pin numbers differ from that of the PDIP package.

è in pratica un DAC che permette di avere valori di corrente sempre maggiori, in pratica non ha robin del tipo



$$I_{out} = \frac{V_{ref}}{R_{ref}} \cdot \frac{D_{in}}{2^n}$$

$$I_{out} + \overline{I_{out}} = I_{FS} = \frac{V_{ref}}{R_{ref}} \cdot \frac{255}{256}$$



# Dynamic performances

Errore di quantizzazione: è la differenza tra il segnale reale e quello quantizzato

**Dynamic range:**

$$D = 20 \cdot \log \frac{FSR}{LSB} = 20 \cdot \log 2^n = 6.02 \cdot n$$

**Quantization Noise:**

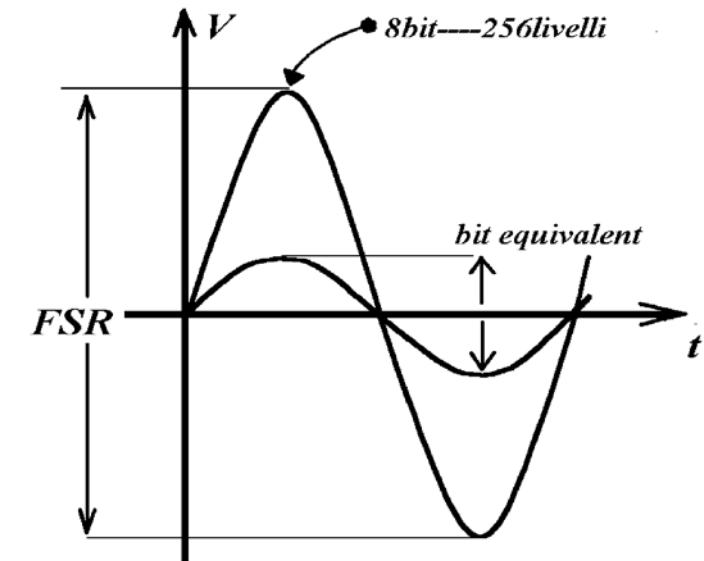
$$\sigma^2 = \int_{-\frac{LSB}{2}}^{+\frac{LSB}{2}} \varepsilon_q^2 \cdot \frac{1}{LSB} \cdot d\varepsilon_q = \frac{1}{LSB} \cdot \left[ \frac{\varepsilon_q^3}{3} \right]_{-\frac{LSB}{2}}^{+\frac{LSB}{2}} = \frac{1}{LSB} \cdot \frac{2}{3} \cdot \frac{LSB^3}{8} = \frac{LSB^2}{12}$$

**Ideal Signal-to-Noise Ratio:**

$$\text{SNR}_{\max} = \left. \frac{\text{max signal power}}{\text{min noise, just quantization error}} \right|_{\text{dB}} = 10 \cdot \log \frac{(FSR/2\sqrt{2})^2}{(LSB^2/12)} = 6.02 \cdot n + 1.76$$

**Effective Number Of Bits:**

$$n_{\text{eff}} = \frac{\text{SNR} - 1.76 \text{dB}}{6.02 \text{dB}}$$





# Spectral performances

POLITECNICO  
MILANO 1863

Vedo l'errore di quantizzazione  
Come un errore  
Allora noi sappiamo che  
il rumore ha un andamento  
gaussiao perciò calcoliamo  
il  $\sigma$  dell'errore di quantizzazione  
Noi sappiamo che i 99% del  
segnale entra in  $\pm 3\sigma$   
Perciò noi potremo dire  
che  $LSB = 6\sigma$

Poi se il segnale uscirà velocità posso  
che in modo approssimativo la distribuzione di  
probabilità non sia più una gaussiana ma un  
dec. Allora posso calcolare  $\sigma^2$  da cui è la potenza del rumore  

$$\sigma^2 = \frac{1}{T_{samples}} \int_0^{T_{samples}} E_q^2(t) dt = \int_{-\frac{1}{2}LSB}^{\frac{1}{2}LSB} P(e) E^2 de \rightarrow \text{dato che la probabilità di un bin è } \frac{1}{N_{samples}} \text{ allora } n = \frac{1}{N_{samples}}$$

$$= \frac{1}{LSB} \int_{-\frac{1}{2}LSB}^{\frac{1}{2}LSB} E^2 de \cdot \frac{LSB^2}{12} = \sigma^2$$

**Total noise** (only quantization error):

$$\sigma_q^2 = \frac{LSB^2}{12}$$

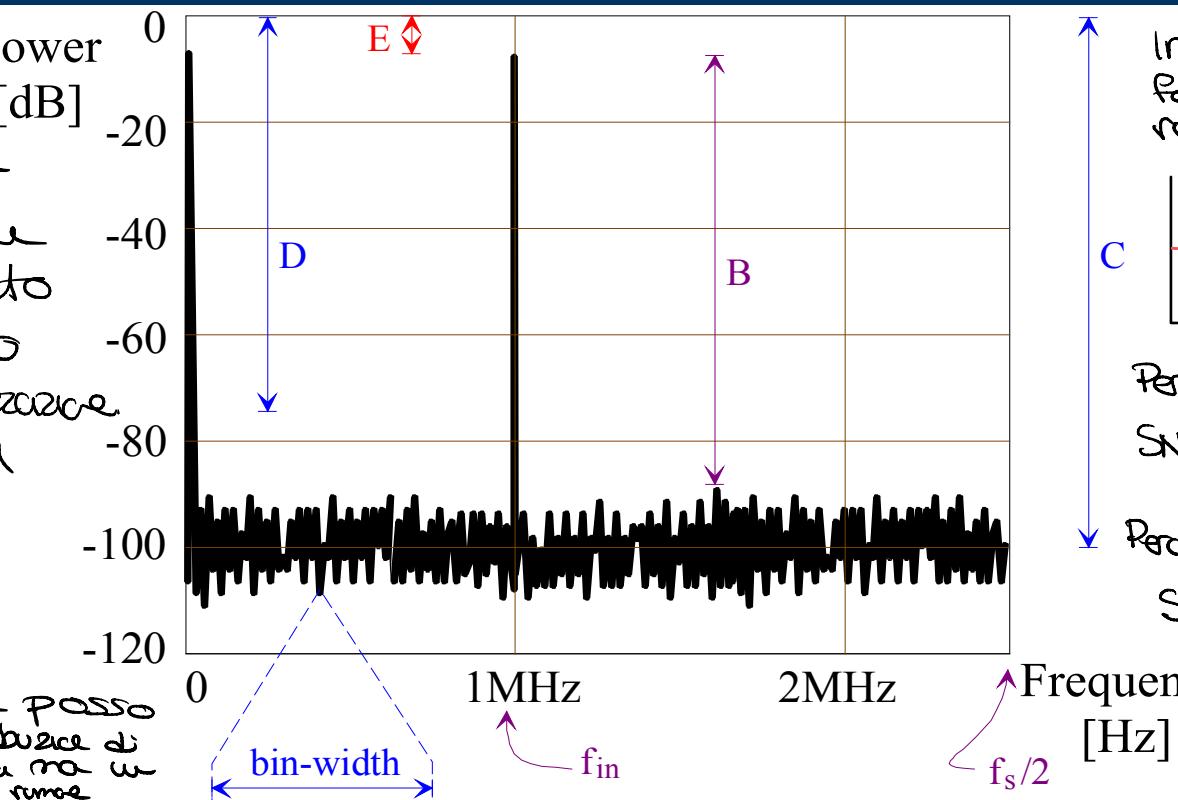
**Bin-width:**  $\text{bin-width} = \frac{f_s}{N_{samples}}$

**Noise in each bin:**

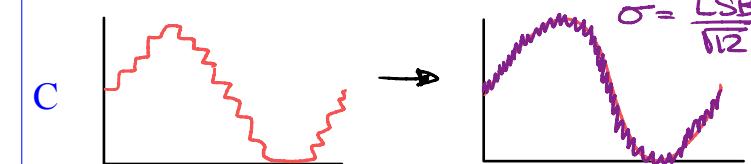
$$\frac{\sigma_q^2}{N_{samples}} = \frac{LSB^2}{12} / N_{samples}$$

... hence

$$\text{Noise Floor} = - \left\{ 6.02 \cdot n + 1.76 + 10 \cdot \log \left( \frac{N_{samples}}{2} \right) \right\} = - \text{SNR}_{\text{teorico}} - 10 \cdot \log \left( \frac{N_{samples}}{2} \right)$$



In pratica si ottiene il segnale reale come  
possa essere delle noie con sopra del  
rumore.



Però il rapporto segnale rumore è:

$$\text{SNR} = \frac{S_{\text{power}}}{N_{\text{power}}} = \frac{\frac{V_p^2}{2}}{\frac{LSB^2}{12}}$$

Però

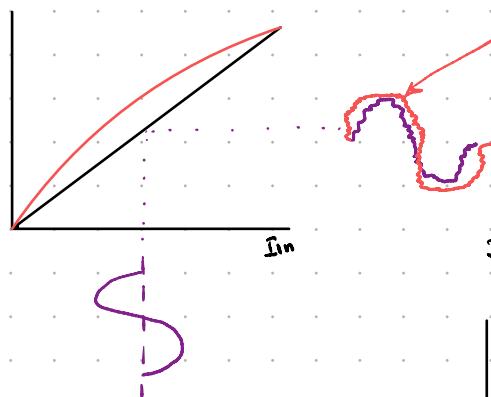
$$\text{SNR}_{\text{ideal}} = \max \text{SNR} = \frac{S_{\text{MAX}}}{N_{\text{MIN}}} = \frac{\left(\frac{F_{\text{SR}}}{2}\right)^2}{\frac{LSB^2}{12}} = \frac{F_{\text{SR}}^2}{8} \cdot \frac{12}{LSB^2} = 12 \cdot 2^n \cdot \frac{1}{8}$$

$$= \frac{F_{\text{SR}}^2}{8} \cdot \frac{12}{LSB^2} = 12 \cdot 2^n \cdot \frac{1}{8}$$

Però  
 $\text{SNR}_{\text{ideal}} [\text{dB}] = 10 \log \frac{12 \cdot 2^n}{8}$

$$= 6.02 \cdot n + 1.76 [\text{dB}]$$

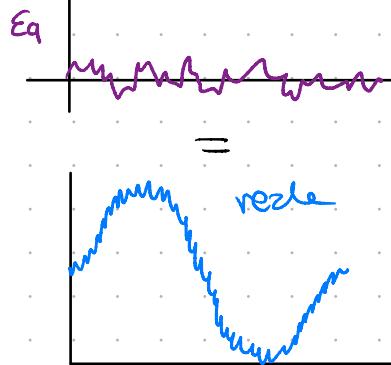
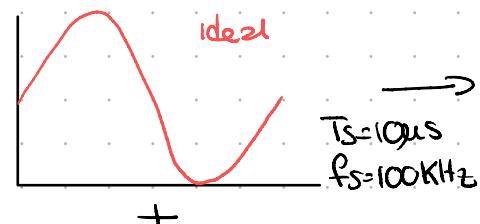
Abbiamo della distorsione perché la curva del DAC/ADC non è perfettamente una retta



Oltre al rumore di quantizzazione abbiamo anche distorsione armonica

Possiamo studiare in frequenza l'uscita così abbiamo lo spettro (lo spettro si ripete sempre in frequenza, allora noi prendiamo solo tra 0Hz a fs/2).

Possiamo vedere il tutto come:



$$\text{bin width} = \frac{1}{T_{\text{sample}}}$$

$$\text{bin width} = \frac{1}{T_{\text{sample}}} = \frac{f_s}{N_{\text{samples}}} = \frac{f_s/2}{N_{\text{sample}/2}} = \Delta f_{\text{kHz}}$$

$$N_{\text{sample}} = \frac{T_{\text{sample}}}{T_s} = \frac{1 \text{ ms}}{10 \mu\text{s}} = 100 \text{ samples}$$

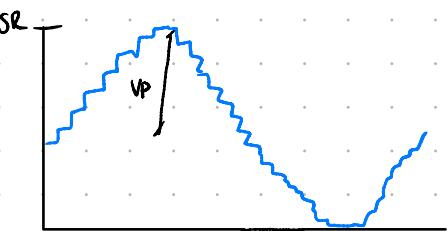
Noi facciamo che quando abbiamo un errore di quantizzazione tra  $\pm \frac{1}{2} \text{ LSB}$  e  $-\frac{1}{2} \text{ LSB}$  allora abbiamo di possiamo considerare probabilità 100% e distribuzione uniforme allora in questo caso

$$\text{Potenza} = \frac{\text{LSB}^2}{12}$$

Ma ne sappiamo anche che quando abbiamo un processo rumoroso possiamo vedersi come una distribuzione gaussiana e consideriamo  $1 \sigma$  cioè

$$\sigma^2 = \frac{\text{LSB}^2}{12} = \text{potenza del rumore Eq}$$

Se abbiamo un segnale del gene



Possiamo calcolare l'SNR

$$V_{\text{MAX}} = \text{FSR}/2$$

$$\text{Power} = V_p^2/2$$

$$S_{\text{rms}} = V_p/\sqrt{2}$$

Noi supponiamo che l'unico rumore sia quello dato dal rumore di quantizzazione

$$\text{SNR}_{\text{ideal}} = \text{SNR}_{\text{max}} = \frac{S_{\text{max}}}{N_{\text{noise}}} = \frac{\left(\frac{\text{FSR}}{2}\right)^2 \cdot \frac{1}{2}}{\text{LSB}^2/12} \rightarrow 10 \log_{10} \left[ \frac{\left(\frac{\text{FSR}}{2}\right)^2 \cdot \frac{1}{2}}{\text{LSB}^2/12} \right] = 602 \cdot n + 1.76 \text{ [dB]}$$

Se il segnale in ingresso non va a FSR allora definiamo l'SNR teorico

$$\text{SNR}_{\text{theoretical}} = \frac{S_{\text{real}}}{N_{\text{min}}} = 10 \log \left[ \left( \frac{V_p}{2} \right)^2 \cdot \frac{1}{\frac{\text{LSB}^2}{12}} \right] = \text{SNR}_{\text{ideal}} - \Delta_{\text{dB}}$$

dove  $\Delta = \frac{V_p}{FSR/2}$  cioè è la distanza tra la tensione di picco e il

$$\Delta_{\text{dB}} = 20 \log \left( \frac{V_p}{FSR/2} \right) \text{ oppure} = 10 \log \left( \frac{V_p^2/2}{(FSR/2)^2} \right)$$

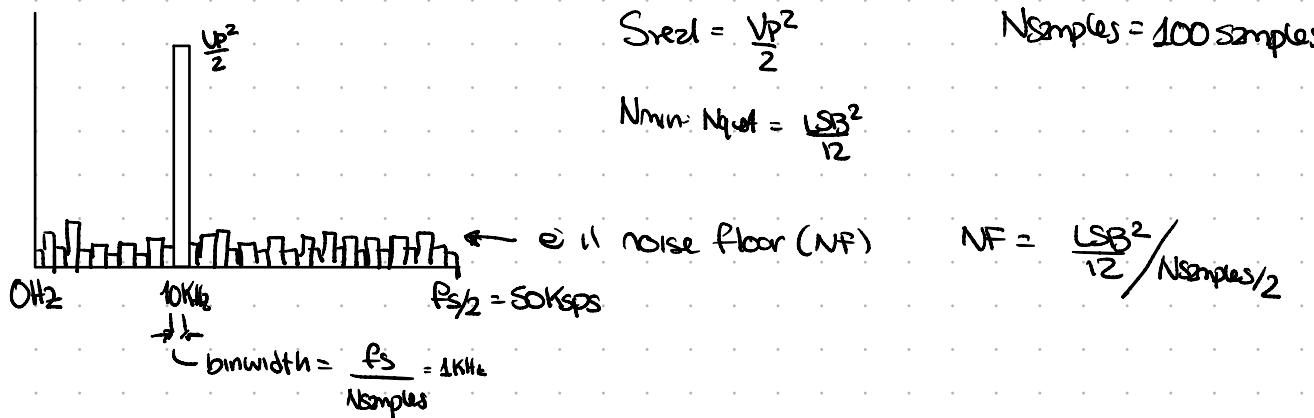
e' la stessa cosa  
solo facendo un rapporto tra potenze

L'SNR reale invece si può vedere come

$$\text{SNR}_{\text{real}} = \frac{S_{\text{real}}}{N_{\text{real}}} = \frac{(V_p/2)^2 \cdot V_2}{N_{\text{electronic}} + N_{\text{quantization}}} = \text{SNR}_{\text{ideal}} - \Delta - \Delta_N$$

dove  $\Delta_N = \frac{N_{\text{electronic}}}{N_{\text{quantization}}}$

Se faccio lo spettro vedrò che

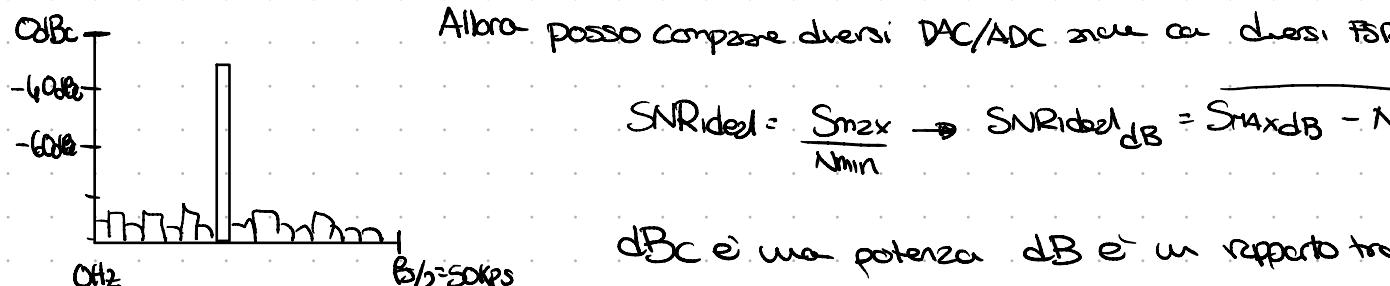


$$NF = \frac{\text{LSB}^2}{12} / N_{\text{samples}}/2$$

Potrei fare una normalizzazione del segnale dello spettro reale γ

$$S_{\text{max}} = \frac{FSR}{\text{intensity}} = \frac{FSR^2/2}{\text{power}} = \text{OdBc}$$

e anche  $N_{\text{min}} = \frac{\text{LSB}}{12} = \frac{\text{LSB}^2}{12} = S_{\text{max}} \text{dB} - \text{SNR}_{\text{ideal}} \text{dB} = \text{OdBc} - \text{SNR}_{\text{ideal}} \text{dB}$



Perciò

$$\text{SNR}_{\text{ideal}} = 602 \cdot n + 1,76 = 50 \text{ dB} \text{ (tempo)}$$

allora

$$N_{\text{min}} = OdBc - 50 \text{ dB}$$

Possiamo definire il noise floor ideale come

$$NFI_{ideal} = \frac{N_{min}}{N_{samples}/2} \rightarrow -SNR_{ideal} - 10\log_{10}\left(\frac{N_{samples}}{2}\right) \text{ dB}$$



# Spectral performances

**S**ignal to **N**oise **R**atio:

real ratio between signal and noise (NO harmonics)

$$\text{SiNAD} = \left| \frac{\text{power of real signal}}{\text{power of real white noise}} \right|_{\text{dB}} = 10 \cdot \log \frac{\left( V_{in_{peak}} / 2\sqrt{2} \right)^2}{\sum \text{powers of bins at the level of NF}}$$

**S**ignal to **N**oise **A**nd **D**istortion:

real ratio between signal and noise+distortion (YES harmonics)

$$\text{SiNAD} = \left| \frac{\text{power of useful signal}}{\text{total power of real noise and harmonics}} \right|_{\text{dB}} = 10 \cdot \log \frac{\left( V_{in_{peak}} / 2\sqrt{2} \right)^2}{\sum \text{powers of ALL bins}}$$

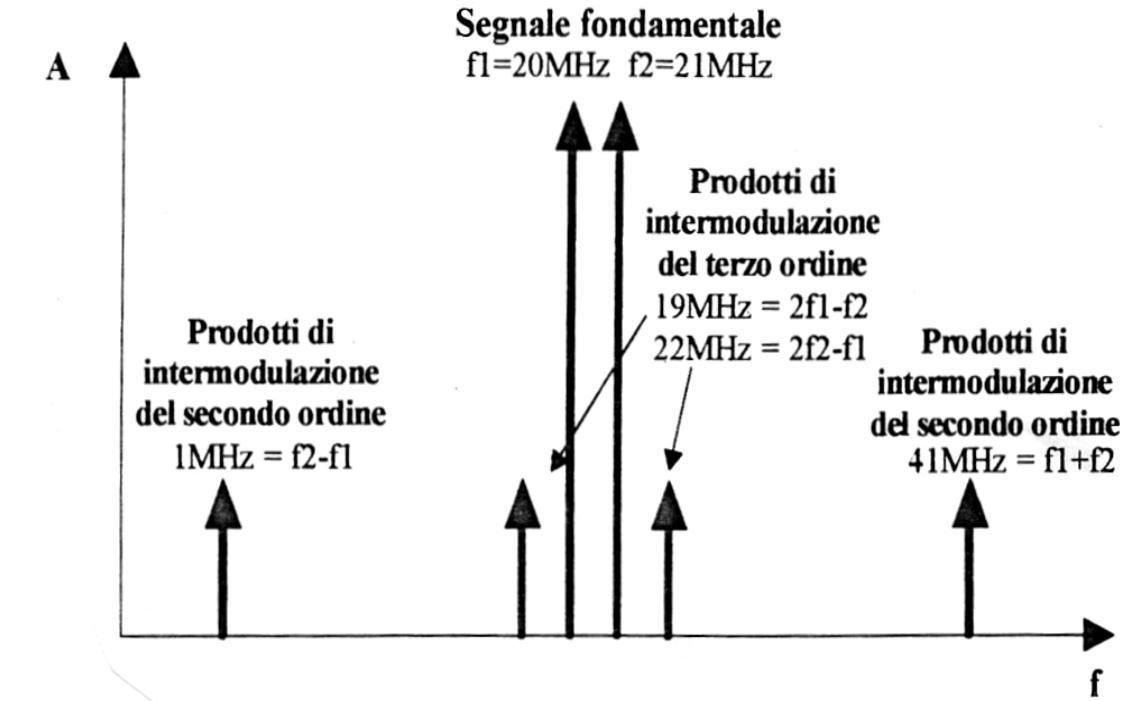
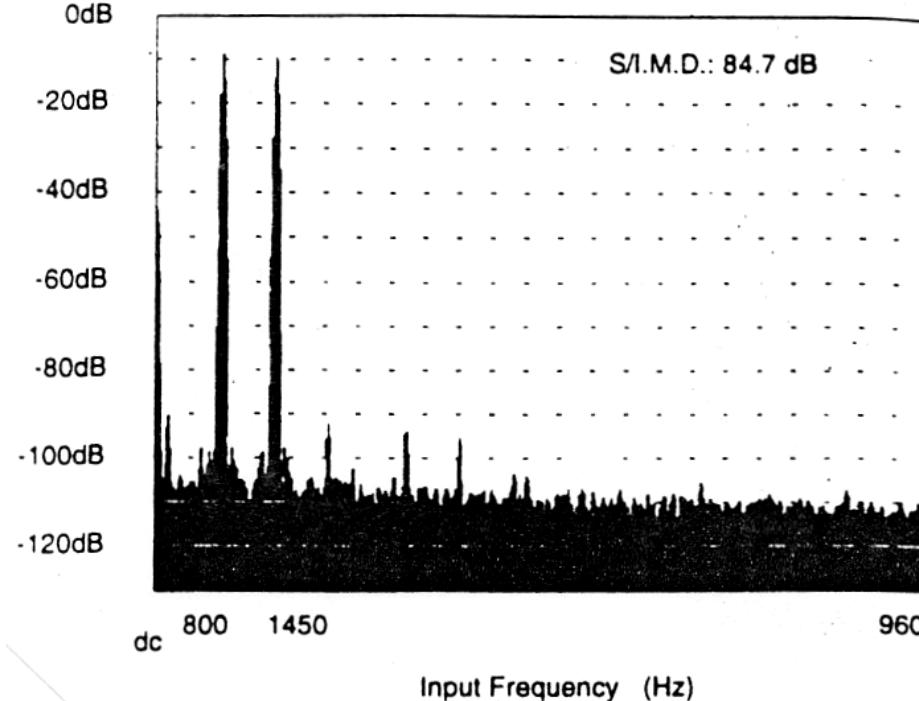
**T**otal **H**armonic **D**istortion:

ratio between all harmonics and useful signal

$$\text{THD} = \left| \frac{\text{power of all harmonics}}{\text{power of the useful signal}} \right|_{\text{dB}} = 10 \cdot \log \frac{\sum_{k=2}^9 P_{f=k \cdot f_{in}}}{P_{f=f_{in}}}$$



# Spectral performances



**I**nter**Modulation**Distorsion: ratio among all intermodulation products and 2 useful signals****

$$\text{IMD} = \left| \frac{\text{power of all intermodulation products}}{\text{power of the 2 useful signals at 2 different frequencies}} \right|_{\text{dB}} = \frac{\sqrt{\sum n f_1 \pm m f_2}}{\sqrt{v_1^2 + v_2^2}}$$



# Example 1

POLITECNICO  
MILANO 1863

The 12bit DAC has 5V FSR. The measured output spectrum has a 2kHz bin-width. There is a distortion tone at 5MHz.

- Compute  $\text{SNR}_{\text{ideal}}$ ,  $\text{SNR}_{\text{theor}}$ ,  $\text{SNR}_{\text{real}}$ , and ENOB.
- Compute the THD and the SiNAD.

Supponiamo di avere questo spettro; So che è tra 0Hz e  $f_s/2$  quindi  $f_s/2 = 64\text{Msps} \rightarrow f_s = 128\text{Msps}$ , so poi che bin width = 2kHz quindi

$$N_{\text{samples}} = \frac{f_s}{\text{bin width}} = \frac{128\text{Msps}}{2\text{kHz}} = 64000 \text{ samples} \quad \text{quindi } T_s = \frac{1}{f_s} = \frac{1}{128\text{Msps}} = 7,8\text{ns}$$

$$\text{dunque } T_{\text{acq}} = N_{\text{samples}} \cdot T_s = 500\mu\text{s}$$

$$S_{\text{max}} = \left(\frac{\text{FSR}}{2}\right)^2 / 2 = \left(\frac{5}{2}\right)^2 \cdot \frac{1}{2} = 3125 \text{ V}^2 \leftarrow \begin{array}{l} \text{ma non usiamo} \\ \text{mai il radice a } \sqrt{2} \text{ mai lo poniamo a } \text{dBc} \end{array}$$

Perché dello spettro vediamo che

$$S_{\text{refl}} = -20\text{dBc} = S_{\text{max}} - 20\text{dB} \leftarrow \begin{array}{l} \text{non c'è varia la C perché non c'è una potenza} \\ \text{ma il valore a } \sqrt{2} \text{ non lo poniamo a } \text{dBc} \end{array}$$

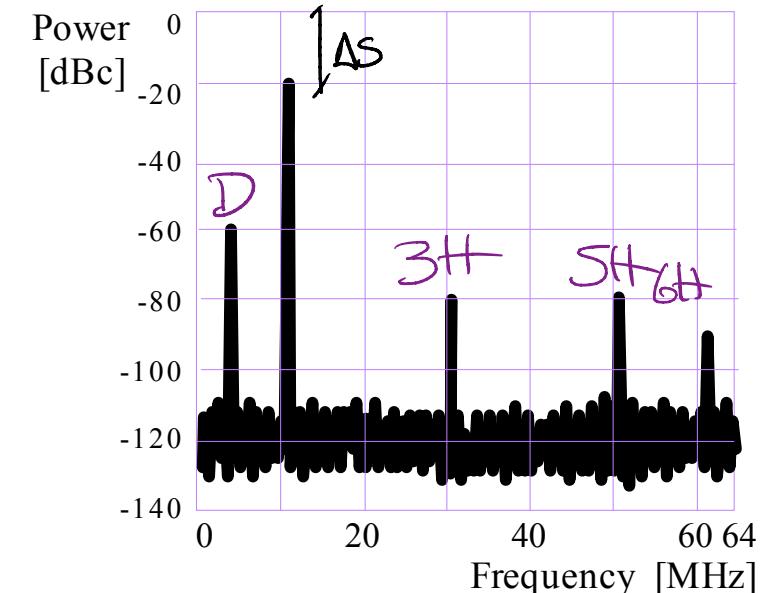
$$\Delta S = -20\text{dB} = \frac{2V_p}{\text{FSR}} = 0,1 \quad \text{quindi } V_p = \frac{5V}{2} \cdot 0,1 = 250\text{mV} \leftarrow \text{Quindi se da un segnale di } 250\text{mV esce se } 1\text{ FSR è } 5V$$

Quindi

$$\text{SNR}_{\text{ideal}} = 6,02n + 1,76 = 6,02 \cdot 12 + 1,76 = 74\text{ dB}$$

sopra questo ho anche

$$\text{SNR}_{\text{real}} = \text{SNR}_{\text{theoretical}} - \Delta N$$



il Noise floor reale misurato (presummo nello spettro) è  $NF = -110 \text{ dBc}$   
ma noi sappiamo che il rumore minimo è

$$N_{\min} = -\text{SNR}_{\text{ideal}} = -74 \text{ dBc} \quad \text{Se questo è il rumore minimo (sappiamo che)} \quad NF_{\text{ideal}} = \frac{N_{\min}}{N_{\text{samples}}/2} = -74 \text{ dBc} - 10 \log\left(\frac{N_{\text{samples}}}{2}\right)$$

Vediamo che idealmente noi vorremo  $-122 \text{ dBc}$  ma abbiamo  $NF_{\text{ideal}} = -110 \text{ dBc}$ .  
Allora posso calcolare

$$\Delta N = \frac{NF_{\text{real}}}{NF_{\text{ideal}}} = -110 \text{ dBc} - (-122 \text{ dBc}) = 12 \text{ dB} \quad \text{Sarà C!}$$

$$\text{Perciò } SNR_{\text{reale}} = SNR_{\text{teorico}} - \Delta N = 42 \text{ dB}$$

Ma fanno tutto, io vedo degli altri toni nello spettro queste potrebbero essere funzionalmente zonniche  
Vedo che il primo tono che è un disturbo è a  $D = -60 \text{ dBc} = 0 \text{ dBc} - 60 \text{ dB} = \left[\left(\frac{FSR}{2}\right)^2 \cdot \frac{1}{2}\right] / 10^{\frac{60}{20}} = 3,125 \cdot 10^{-6} \text{ V}^2$

Se c'è più una potenza più di intensità e non potenza allora

$$D = \frac{FSR}{2\sqrt{2}} / 10^{\frac{60}{20}} = 1,77 \text{ mV} \quad (1,77 \text{ mV}^2 = 3,125 \cdot 10^{-6} \text{ V}^2)$$

Calcoliamo adesso le zonniche (debbiamo sommare i loro valori)

$H_3 = -80 \text{ dBc}$   $H_5 = -80 \text{ dBc}$   $H_7 = -90 \text{ dBc}$  ma noi possiamo sommali direttamente in dB debbiamo tenere in potenza

$$H_{\text{tot}} = 10^{-\frac{80}{20}} + 10^{-\frac{80}{20}} + 10^{-\frac{90}{20}} = 21 \cdot 10^{-9} \rightarrow 10 \log_{10}(21 \cdot 10^{-9}) = -77 \text{ dBc}$$

Perché è una potenza

Perciò la totale zonniche distortion è

$$THD = \frac{H}{S_{\text{ref}}} = \frac{-77 \text{ dBc}}{-20 \text{ dBc}} \quad \begin{array}{|l} \text{Non posso farlo} \\ \text{direttamente} \\ \text{è la divisione} \\ \text{di 2 potenze in} \\ \text{dB va fatta la} \\ \text{adattazione} \end{array} = -57 \text{ dB}$$

*non ce' la potenza  
ma è una potenza*

Però

$$S_{NAD} = \frac{S_{real}}{N_{real} + H + D} = \frac{-20 \text{ dBc}}{N_{real} - 77 \text{ dBc} - 60 \text{ dBc}}$$

ci manca solo  $N_{real}$  ma noi sappiamo che  $N_{real} = N_{ideal} + \Delta N$

$$\begin{aligned} &= -74 \text{ dBc} + 12 \text{ dB} \\ &= -62 \text{ dBc} \end{aligned}$$

Quindi il denominatorne

$$Denominator = 10^{-68} + 10^{-27} + 10^6 = 1,65 \cdot 10^6$$

Però

$$S_{NAD} = 38 \text{ dB}$$

Alessio vede che

$$SNR_{ideal} = S_{NAD}_{real} = 38 \text{ dB} = 6,02 \text{ ENOB} + 1,76$$

$$\text{ENOB} = \frac{S_{NAD} - 1,76}{6,02} = 6,6$$

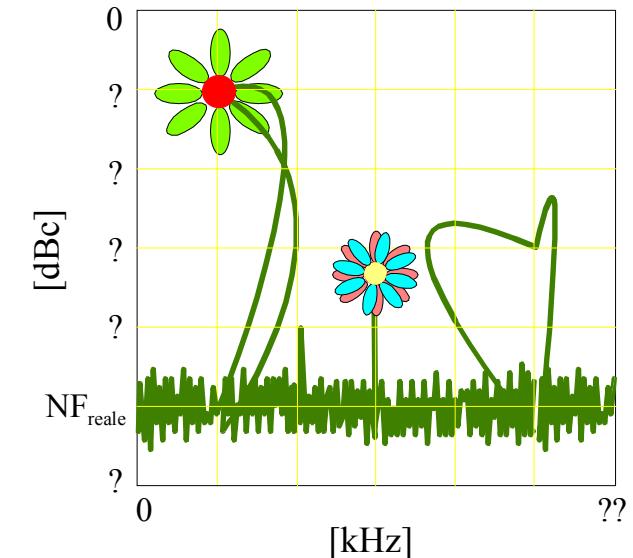


## Example 2

POLITECNICO  
MILANO 1863

A 16bit DAC with FSR=5V receives a 2Msps stream of a sinusoidal signal at  $f_C=400\text{kHz}$  with  $200\text{mV}_{\text{peak}}$  amplitude. A noise is overimposed to the signal, thus lowering the SNR by 20dB. The number of samples used for the FFT is 512,000.

- Compute  $\text{SNR}_{\text{ideal}}$ ,  $\text{SNR}_{\text{real}}$ , ENOB and real NoiseFloor.
- Draw the spectrum, properly quoted in [Hz] and [dBc], adding also a harmonic at  $3 \cdot f_C$  due to a THD=-70dB.



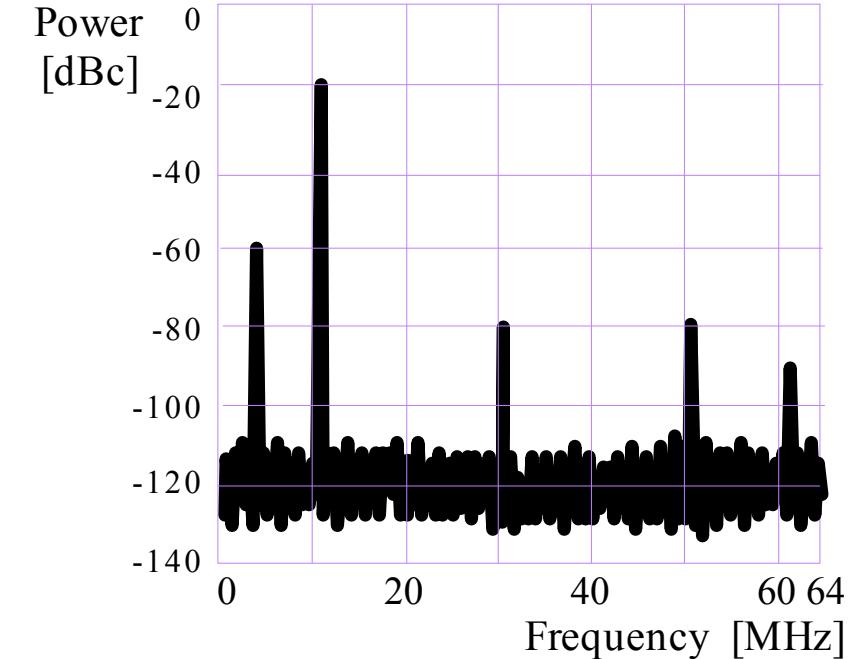


# Example 3

POLITECNICO  
MILANO 1863

ADC with FSR from  $-3.3V$  to  $+3.3V$ . Measured output spectrum with 10kHz bin-width. Distortion tone at 5MHz.

- a) Compute  $\text{SNR}_{\text{real}}$  and estimate the number of bits.
- b) Compute the THD and the SiNAD.
- c) In case of 16bit ADC, compute the extra noise  $\Delta N$  in rms.



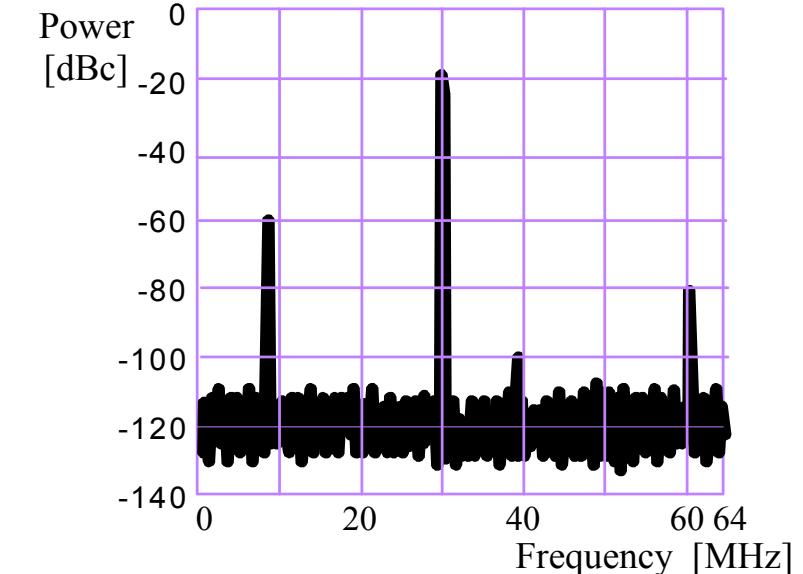


## Example 4

POLITECNICO  
MILANO 1863

16bit ADC with +3.3V FSR. Measured output spectrum with 2kHz bin-widths. The signal is at 30MHz.

- Compute  $\text{SNR}_{\text{ideal}}$ ,  $\text{SNR}_{\text{real}}$  and the real noise (in  $V_{\text{rms}}$ ).
- Compute the THD and the SiNAD.
- Compute the 3<sup>rd</sup> harmonic rms and explain why it is at 38MHz.





- Difference in Resolution / Precision / Accuracy
- Static Errors and non-linearities
- Quantization error is the minimum “noise”
- Spectrum analysis

Next lesson: **13 - ADC**