



UNIVERSITA'
DEGLI STUDI
DI LECCE

Facoltà di **I**ngegneria

Progetto di Elettronica Analogica 2

A.A 2003/2004

Corso di Laurea in Ingegneria dell'Informazione
Specializzazione: Telecomunicazioni

Studente: Luca Cristophe De Rosa

INDICE

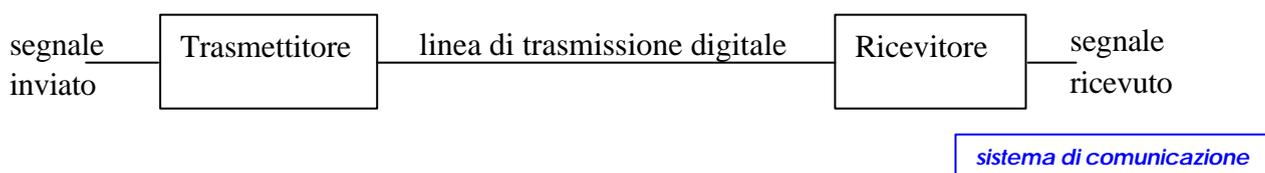
1. Introduzione.....	3
2. Progettazione dello schema elettrico.....	7
3. Scelta e dimensionamento dei componenti.....	12
4. Schema elettrico completo.....	17
5. Funzionamento del circuito.....	18
6. Descrizione dei componenti utilizzati.....	19
7. Simulazione con P-Spice.....	22
8. Elenco componenti.....	37
9. Prezzi componenti per realizzazione su PCB.....	38
10. Bibliografia.....	39

INTRODUZIONE

L'obiettivo principale dell'esercitazione che segue è quello di capire il funzionamento di un sistema di conversione analogico/digitale e digitale/analogico concentrando l'attenzione su una parte del sistema stesso. I blocchi che saranno analizzati maggiormente sono quelli relativi al campionamento e al filtraggio. Quindi, per quanto riguarda la conversione analogico/digitale, si considera soltanto la fase di campionamento in cui il segnale d'ingresso viene discretizzato. D'altra parte, nella conversione digitale/analogico, viene studiato il filtro di ricostruzione.

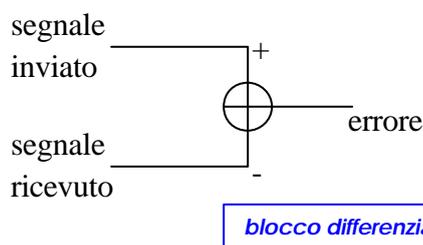
Il campionamento deve soddisfare alcune condizioni per permettere, in seguito, la ricostruzione del segnale. Una condizione minimale è dettata dal teorema di Nyquist (o Shannon) che ci fornisce un limite minimo alla frequenza di campionamento.

Il progetto che viene discusso di seguito consiste nella realizzazione (simulata con P-Spice) di un circuito sample & hold seguito in cascata da un filtro del 2° ordine. Tale cascata può essere vista come un sistema di comunicazione molto ridotto.



Naturalmente, la qualità e precisione del trasmettitore e del ricevitore influiscono sulla verosimiglianza tra il segnale inviato e il segnale ricevuto.

La differenza esistente tra questi due segnali può essere quantificata confrontando il segnale ricevuto con quello trasmesso ottenendo così una misura dell'errore che il sistema ha commesso.



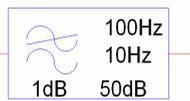
È questo il sistema che sarà progettato e simulato. Si ipotizzerà che il segnale da trasmettere sia un segnale audio. Usando diverse frequenze di campionamento, si potrà verificare come il segnale ricevuto è più fedele al segnale trasmesso man mano che vengono utilizzate frequenze più alte. L'analisi verrà fatta sia nel dominio del tempo che nel dominio della frequenza.

La frequenza di campionamento va scelta in base al teorema del campionamento o di Nyquist: sia il segnale da campionare a banda limitata con frequenza massima f_{max} ; se esso è campionato con frequenza $f_c = 2 \cdot f_{max}$ allora la successione di impulsi ottenuta a valle del campionamento contiene tutta l'informazione del segnale di origine. Quindi per non perdere informazione durante il campionamento di un segnale, la frequenza di campionamento deve essere almeno il doppio della frequenza massima contenuta nel segnale. Se così non si fa, non solo si perde parte del segnale di partenza, ma si introducono frequenze spurie nel segnale campionato che saranno evidenti nel successivo passaggio da digitale ad analogico.

Si utilizzano nella pratica diverse frequenze di campionamento. Quelle più utilizzate nell'ambito dell'elaborazione del segnale audio sono: 8 kHz, 22.05 kHz, 44.1 kHz ed ora anche 48 kHz. Naturalmente, la frequenza utilizzata dipende dall'applicazione. Ad esempio, una frequenza di campionamento a 8 kHz va bene per un segnale audio telefonico in cui la banda è stata limitata a 4 kHz, ma darà sicuramente un risultato scadente per applicazioni Hi-fi (High fidelity).

La frequenza di campionamento di 44.1 kHz è largamente quella più utilizzata e tale valore ha origine negli anni '70, quando Philips e Sony iniziarono a cercare un modo di migliorare la qualità audio della musica registrata. Si rivolsero così al campionamento digitale e fu scelto un sample rate di 44.100 campioni per secondo (44.1 kHz) sia perché era superiore ai 40 kHz (che rappresenta il doppio della massima frequenza, 20 kHz, percepibile dall'orecchio umano), sia perché rappresentava il massimo di informazioni che potevano essere immagazzinate su nastro. Le apparecchiature professionali lavorano generalmente a 48 kHz o anche a frequenze superiori, questo per garantire un'ottima qualità anche quando il segnale digitale viene manipolato più volte.

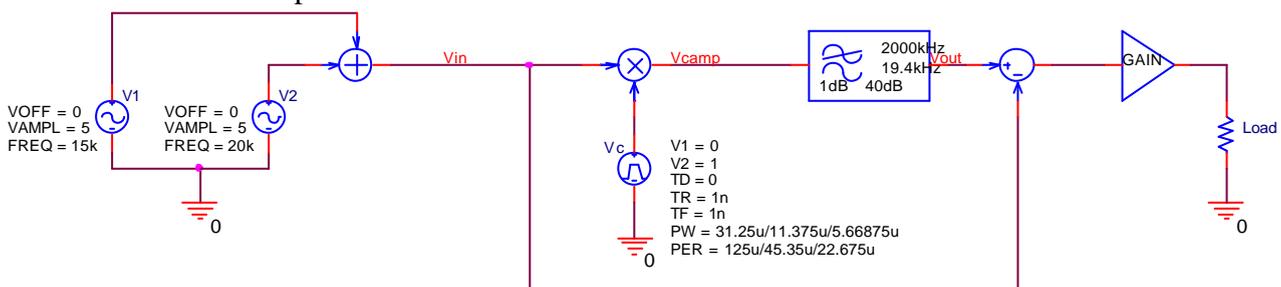
Adesso vediamo inizialmente quale è il comportamento del circuito da progettare usando degli schemi a blocchi. Il circuito sample & hold si può ottenere impiegando un nodo moltiplicatore. Questo farà il prodotto tra il segnale v_{in} , che supporremo in questo primo caso pari alla somma di due segnali sinusoidali di 15 kHz e 20 kHz, e il segnale di controllo v_c di ampiezza unitaria (clock). Il filtro si ottiene con il blocco LOPASS (presente nella libreria ABM del simulatore P-Spice) il quale ha bisogno di alcuni parametri. Questo filtro viene implementato usando l'approssimazione di Chebyshev, che non è quella che viene utilizzata nella stesura del progetto, ma per vedere il funzionamento base del circuito può essere impiegato tranquillamente. I parametri che bisogna impostare sono l'ampiezza del ripple (1 dB nella figura), la pendenza per decade della curva in banda attenuata (50 dB nella figura), la frequenza di taglio del primo polo (10 Hz nella figura) e la frequenza di taglio del secondo polo (100 Hz nella figura).



blocco LOPASS

Quest'ultimo parametro non sarà preso in considerazione nella nostra simulazione e per tale motivo sarà elevato. Imponendo la frequenza di taglio del primo polo a 19.4 kHz e la pendenza di 40 dB per decade, si ottiene praticamente un filtro del 2° ordine come sarà progettato.

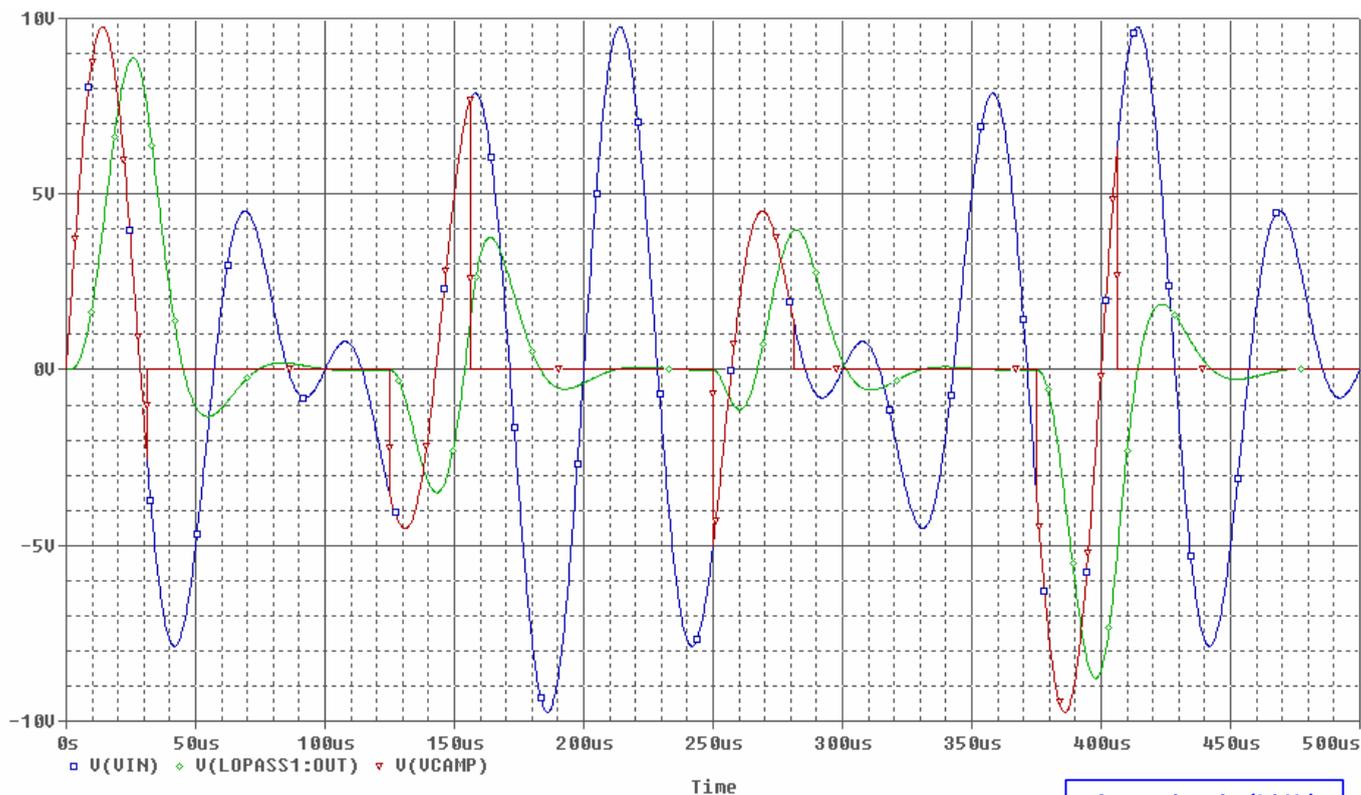
Nello schema a blocchi compaiono inoltre un nodo differenziale ed un blocco di guadagno che comunque in fase di simulazione non sono necessari visto che P-Spice permette di visualizzare funzioni definite dall'operatore.



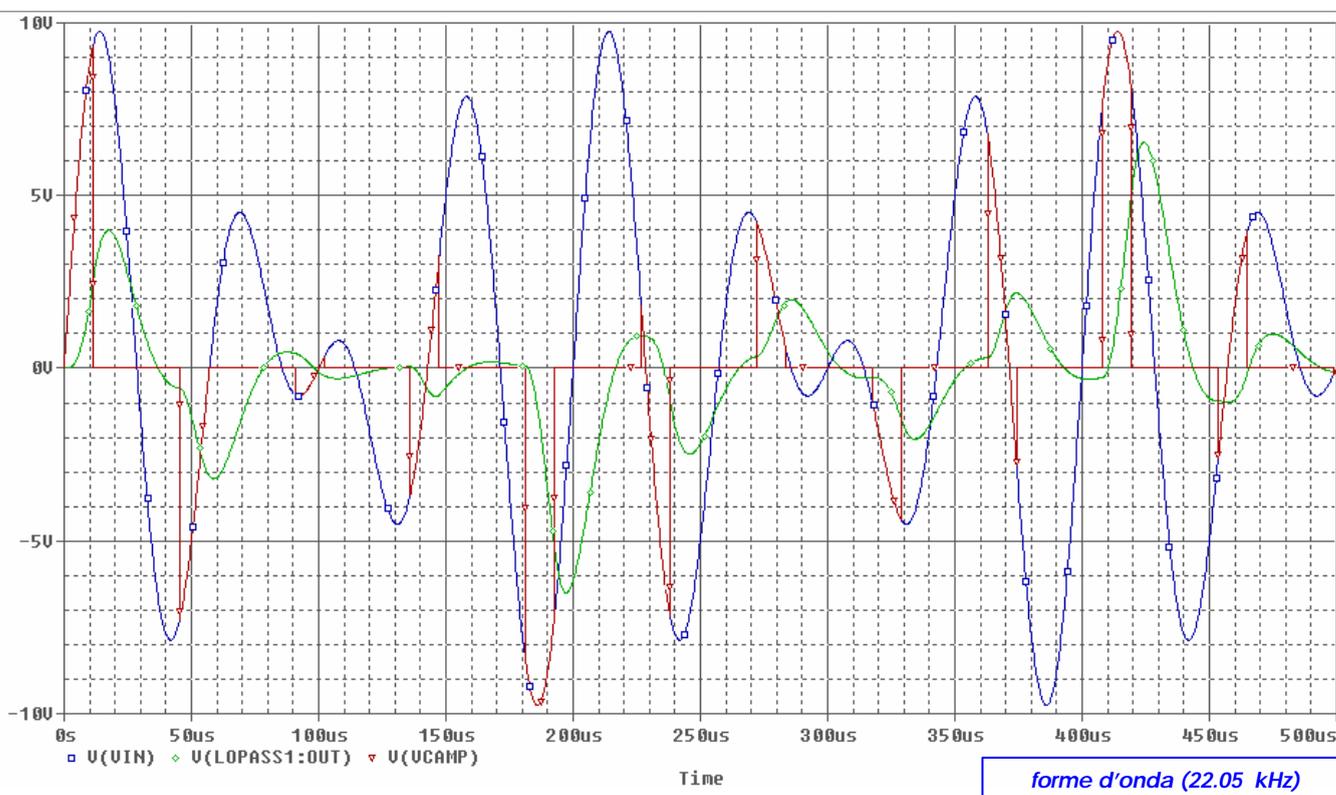
schema a blocchi

Avviando la simulazione nel dominio del tempo è possibile visualizzare il segnale presente a valle del campionamento, a valle del filtraggio e a valle del nodo differenziale per le varie frequenze di campionamento (8 kHz, 22.05 kHz, 44.1 kHz).

In questa breve introduzione, viene mostrato soltanto l'andamento dei segnali nel dominio del tempo rimandando al capitolo della simulazione in P-Spice l'analisi nel dominio della frequenza. Nel dominio del tempo risulta comunque difficile valutare le prestazioni facendo una semplice differenza tra il segnale d'ingresso e il segnale presente all'uscita del filtro. Ma "ad occhio", è possibile comunque notare qual è la frequenza di campionamento che offre i migliori risultati.

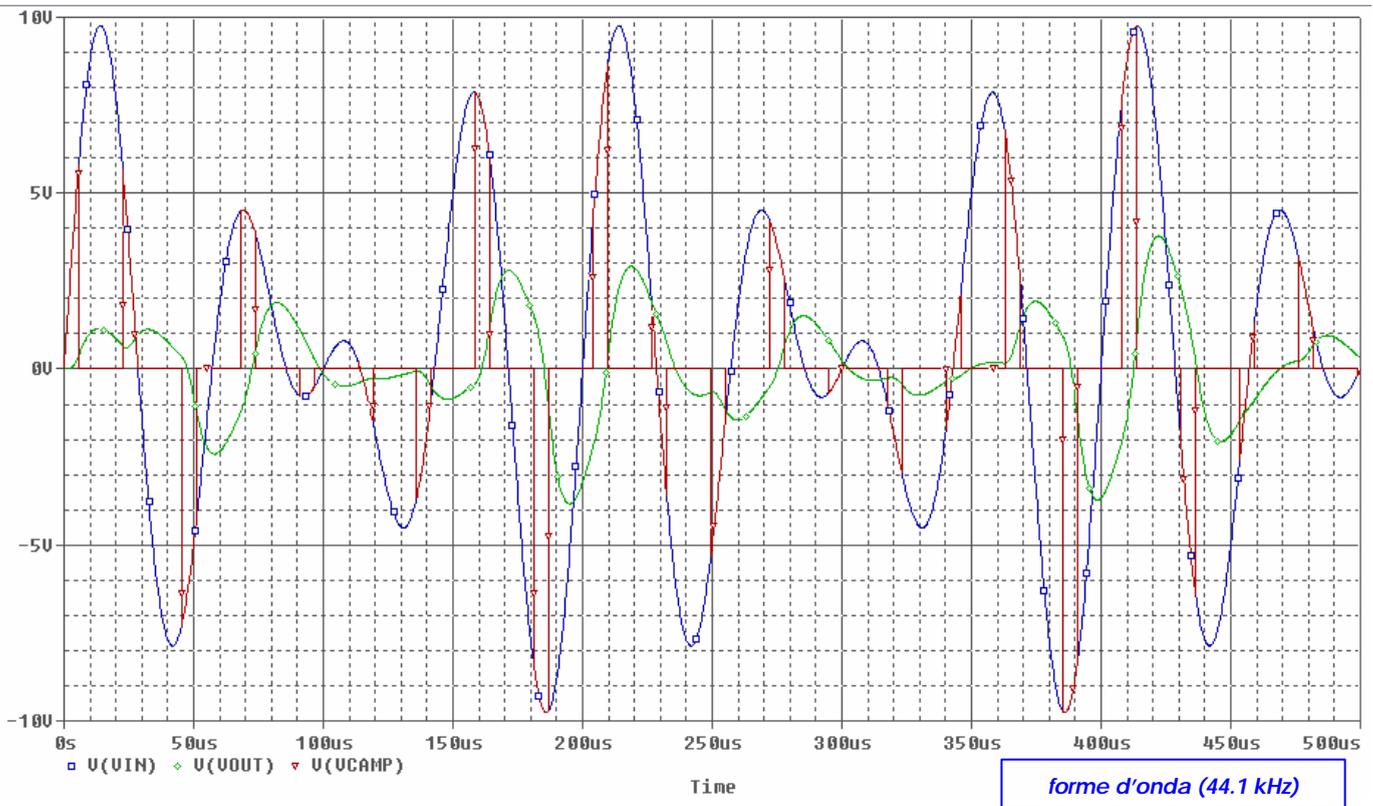


Come si può notare, il campionamento a 8 kHz offre ben poche qualità al segnale che si ottiene in uscita. Infatti, il segnale v_{out} (in verde) non segue in modo fedele il segnale d'ingresso (in blu). Ciò è dovuto al fatto che con tale frequenza di campionamento, ci sono numerosi intervalli di tempo (quando v_{camp} (in rosso) è nullo) in cui si perde completamente l'informazione del segnale d'ingresso.

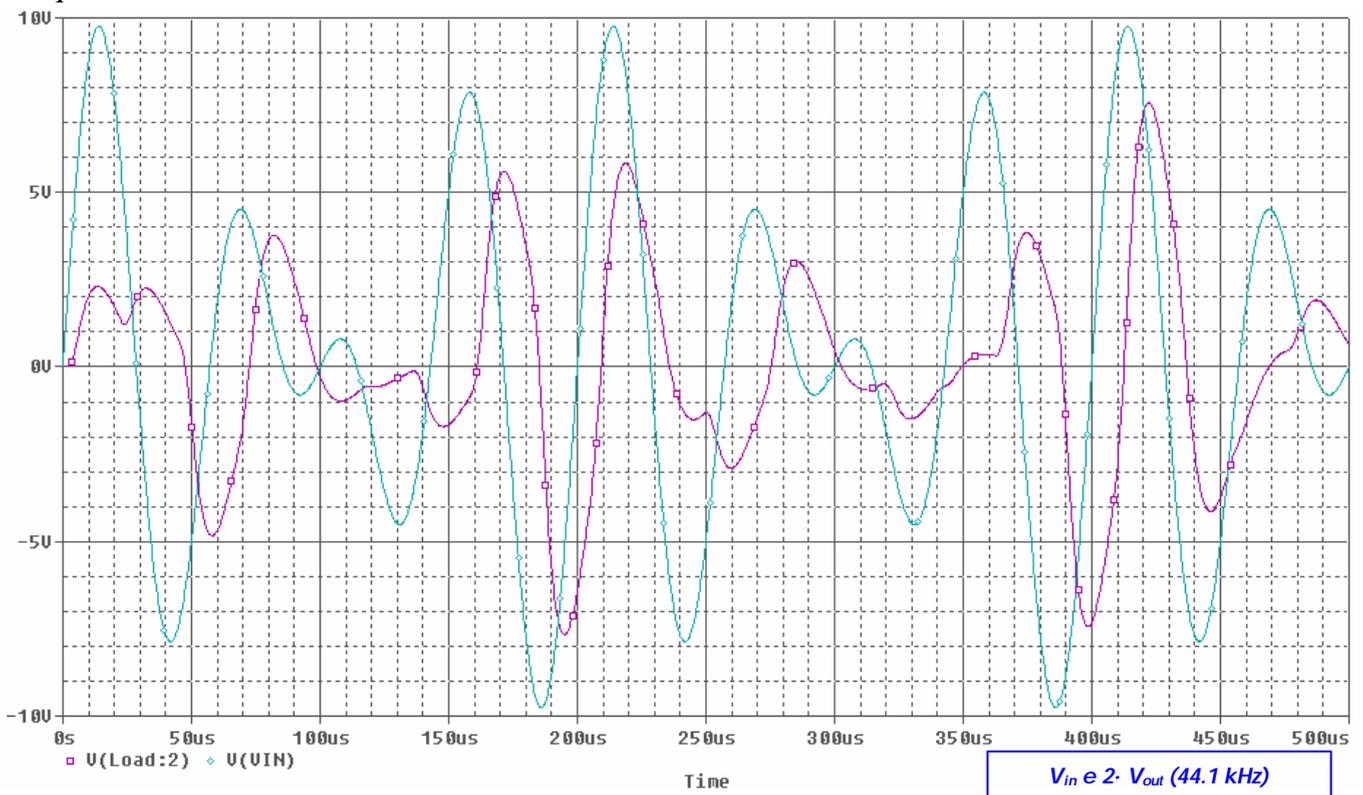


Aumentando la frequenza di campionamento a 22.05 kHz, si nota che gli intervalli di tempo in cui

si perde l'informazione del segnale di origine sono ovviamente di minore durata. Però, anche qui c'è perdita d'informazione soprattutto quando gli impulsi di campionamento tendono a "sincronizzarsi" con la frequenza del segnale. Ciò è dovuto al fatto che la frequenza di campionamento (22.05 kHz) è molto vicina alla massima frequenza del segnale d'ingresso (20 kHz). Questo problema si può notare nel grafico precedente, ad esempio nell'intervallo di tempo successivo ai 350 μ s, in cui i picchi negativi del segnale d'ingresso vengono praticamente ignorati.



E' possibile vedere meglio la somiglianza tra segnale d'ingresso e segnale di uscita amplificando quest'ultimo.



Si vede così la convenienza di campionare ad una frequenza che sia almeno il doppio della massima frequenza presente nel segnale di origine.

Il vantaggio di un campionamento adeguato sarà maggiormente visibile nell'analisi che verrà fatta sul progetto di un circuito reale.

La simulazione sarà eseguita con tre diverse frequenze di campionamento (8 kHz, 22.05 kHz e 44.1 kHz) in modo da osservare le differenze che si ottengono, mentre il segnale d'ingresso sarà ottenuto come somma di sinusoidi con frequenza pari a 20 kHz, 16 kHz, 12 kHz e 8 kHz.

Le parti del progetto riguardanti l'amplificatore differenziale, anche se non impiegato nella simulazione, saranno comunque riportate usando caratteri più piccoli.

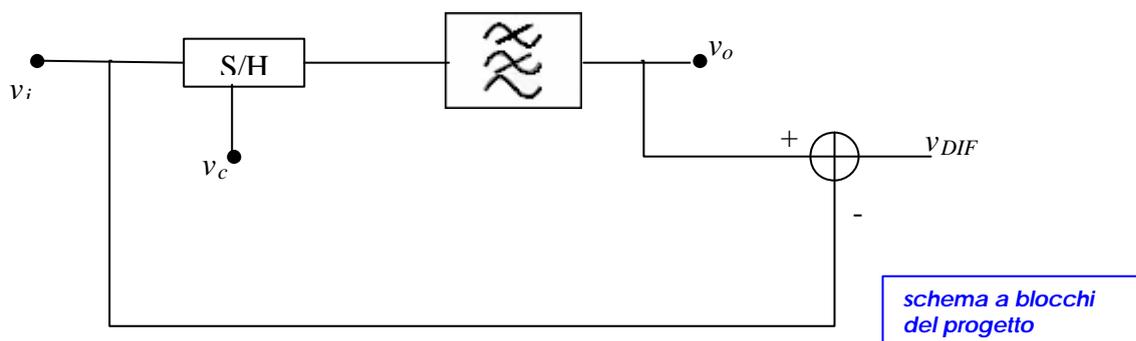
Durante la progettazione si terrà conto della possibilità di realizzare il circuito su PCB (Printed Circuit Board). Si daranno consigli su tale eventualità e quindi si terranno in considerazione le risorse disponibili, come lo spazio sulla basetta ramata o il numero di circuiti integrati, in modo da miniaturizzare al massimo il circuito.

PROGETTAZIONE DELLO SCHEMA ELETTRICO

Consideriamo di campionare e, in seguito, di ricostruire un segnale audio che ha una banda compresa tra 20 Hz e 20 kHz. Si analizza quindi la differenza presente tra il segnale audio originale e quello ricostruito.

Si utilizza per questo scopo un campionatore (S/H: sample & hold) ed un filtro passa-basso del 2° ordine entrambi con guadagno unitario. Supponiamo che il segnale audio d'ingresso sia la somma di sinusoidi come scritto di seguito:

$$v_i = V_M \cdot \sin(2\pi f_1 t) + V_M \cdot \sin(2\pi f_2 t) + V_M \cdot \sin(2\pi f_3 t) + V_M \cdot \sin(2\pi f_4 t) = \\ = 3 \cdot \sin(2\pi \cdot 20 \cdot 10^3 t) + 3 \cdot \sin(2\pi \cdot 16 \cdot 10^3 t) + 3 \cdot \sin(2\pi \cdot 12 \cdot 10^3 t) + 3 \cdot \sin(2\pi \cdot 8 \cdot 10^3 t)$$



Distinguiamo circuiti di sample & hold in cui l'intervallo di campionamento è molto più breve dell'intervallo di mantenimento e circuiti di track & hold in cui è più lunga la fase di campionamento.

Consideriamo il primo caso, usando un semplice circuito di sample & hold, un filtro attivo passa-basso di Sallen-Key del 2° ordine ed un amplificatore differenziale a guadagno variabile. Per avere un confronto attendibile a valle dell'amplificatore differenziale, è necessario che il campionatore ed il filtro abbiano un guadagno unitario. Naturalmente, l'amplificatore differenziale non è necessario ai fini della simulazione, ma sarà comunque fornito qualche criterio per progettarlo.

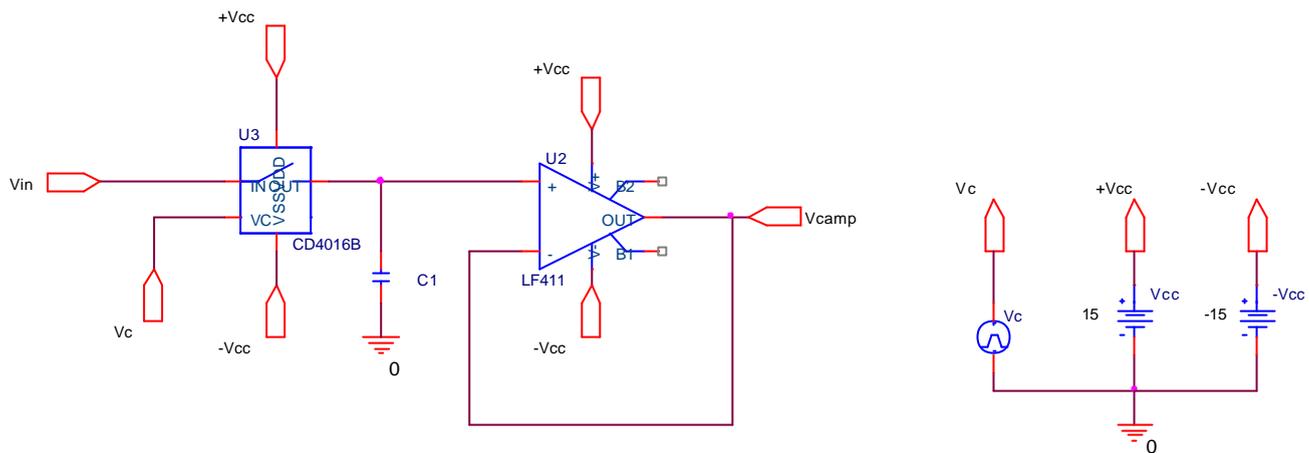
Il circuito di sample & hold va realizzato minimizzando gli errori e i problemi che possono manifestarsi in questo tipo di circuito. Di solito, il circuito di base contiene due amplificatori operazionali (circuito di carica e circuito per il trasferimento del segnale campionato) che funzionano semplicemente da buffer. In questo modo vengono disaccoppiati i vari stadi e il segnale d'ingresso non modifica l'uscita durante la fase di hold (mantenimento) evitando l'errore di feedthrough. Inoltre, si rende insignificante l'errore di decadimento dovuto al condensatore che

tende a scaricarsi. Infatti, la capacità dovrebbe scaricarsi attraverso la resistenza d'ingresso dell'amplificatore operazionale che è elevata. Ciò comporta un'elevata costante di tempo.

Inoltre, per evitare guadagni non unitari (errore di guadagno), si fa in modo che il primo amplificatore operazionale si comporti da comparatore. Il confronto può essere fatto durante la fase di sample direttamente con la tensione di uscita campionata. Tale configurazione fa sì che il primo amplificatore operazionale vada in saturazione se l'anello di retroazione è aperto.

Per lo scopo della simulazione però, è possibile utilizzare una versione semplificata del campionatore. Infatti, è sufficiente disaccoppiare il circuito di sample & hold con lo stadio di filtraggio in modo da evitare l'errore di decadimento che è quello più evidente in configurazioni circuitali di questo tipo.

Il circuito di sample & hold che sarà utilizzato è il seguente:



schema elettrico del S/H

Per il progetto del filtro, bisogna capire quali frequenze è necessario recuperare. La banda di frequenze interessata è la banda audio compresa tra 20 Hz e 20 kHz. Visto che la banda non comprende la frequenza zero, si sarebbe portati a scegliere un filtro passa-banda. Però, nell'elaborazione del segnale audio è possibile trascurare la banda che va da 0 Hz fino ai 20 Hz perché non rappresenta delle frequenze udibili dall'orecchio umano. Quindi, è possibile usare un filtro passa-basso che è anche più semplice da progettare di un filtro passa-banda. Questa scelta però comporta che viene fatto passare il rumore presente alle basse frequenze (rumore flicker o 1/f).

Il filtro generalmente deve avere una pendenza elevata nella banda attenuata in modo da essere molto selettivo. La pendenza è legata all'ordine del filtro. Si è scelto per questo circuito un filtro del 2° ordine che ha la seguente funzione di trasferimento:

$$T(s) = \frac{a_2 s^2 + a_1 s + a_0}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q} s + \omega_0^2}$$

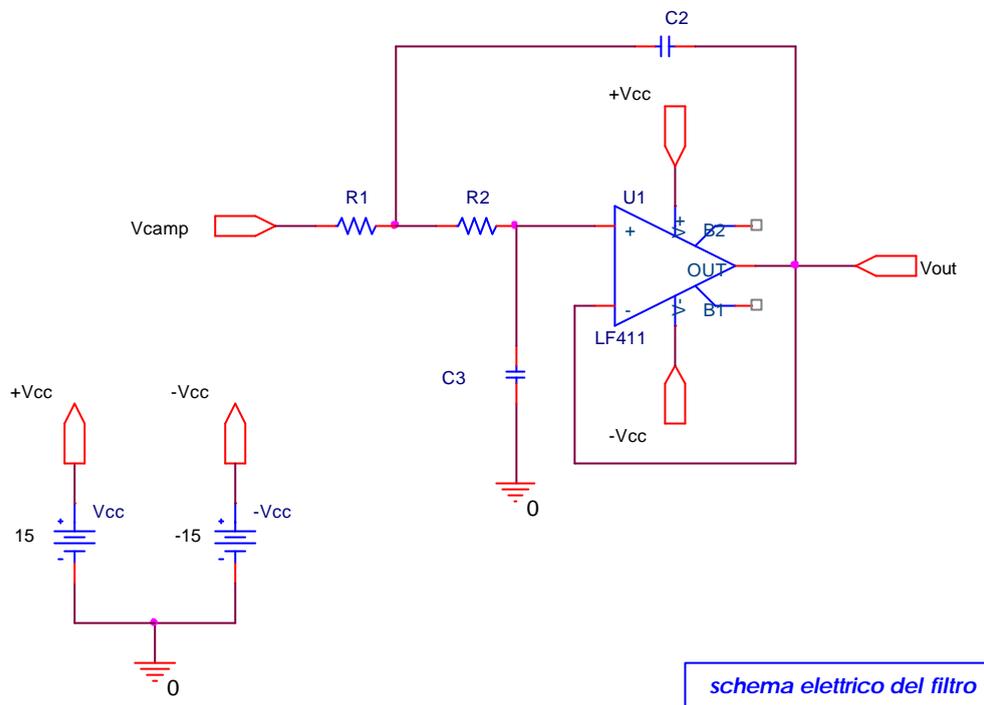
in cui ω_0 è la pulsazione dei poli e Q è il fattore di merito (o coefficiente di risonanza) che è legato al coefficiente di smorzamento dalla relazione:

$$Q = \frac{1}{2z}$$

Nel caso in questione, si desidera realizzare un filtro passa-basso che si ottiene ponendo a_2 e a_1 uguali a zero:

$$T(s) = \frac{\omega_0^2}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q} s + \omega_0^2}$$

Esistono numerose celle biquadratiche che permettono di ottenere un'uscita passa-basso tra cui la cella universale (o a variabili di stato), la cella Tautomax, la cella multipath e la cella Sallen-Key. Si decide di utilizzare quest'ultima cella che è abbastanza semplice da progettare:



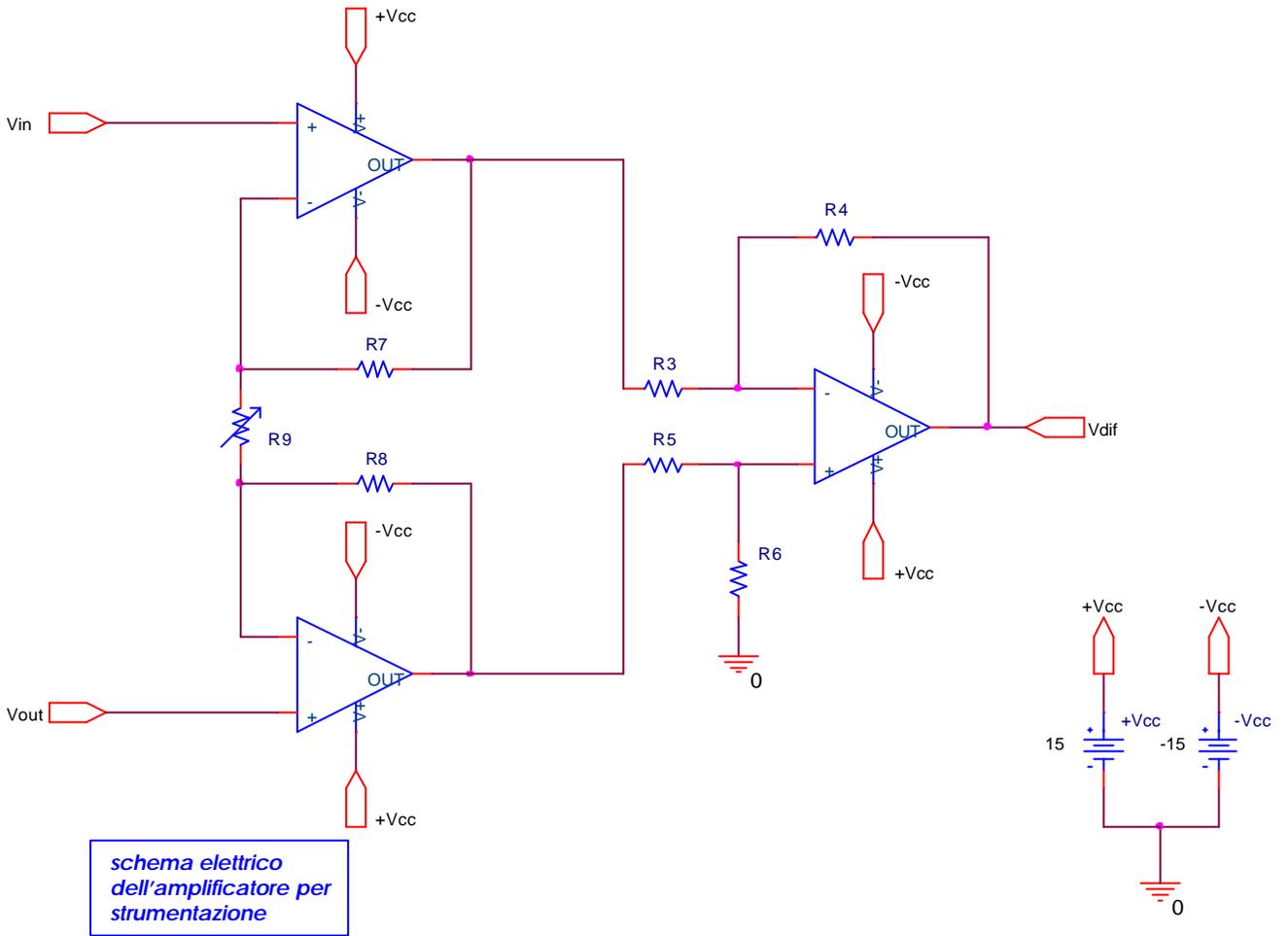
Si potrebbe già impostare il circuito che viene utilizzato nella simulazione. Ma per completezza con lo schema a blocchi riportato in precedenza, viene descritto brevemente il progetto del blocco per fare la differenza tra il segnale d'ingresso e il segnale filtrato, anche se questo non verrà utilizzato nella simulazione.

Per questo, è necessario usare un amplificatore differenziale. Bisogna pensare comunque a disaccoppiare tale stadio di confronto con quelli che lo precedono. Per questo motivo, si introducono dei buffer che ricevono al loro ingresso v_{in} e v_{out} . Inoltre, non conoscendo a priori l'ordine di grandezza della differenza tra le due tensioni, è conveniente usare un circuito che permetta di variare il guadagno a piacere. Così, i buffer posti all'ingresso di questo stadio potranno essere visti come due amplificatori operazionali in configurazione non invertente con la resistenza comune variabile che permette di regolare l'amplificazione di tensione differenziale.

Si ottiene così una struttura simmetrica che permette di avere un rapporto di reiezione in modo comune (CMRR: Common Mode Rejection Ratio) molto alto. Tale proprietà, che è legata al funzionamento differenziale dell'amplificatore operazionale, fornisce un'indicazione sulla capacità dell'amplificatore operazionale di non amplificare segnali a modo comune (ad esempio i disturbi) e di amplificare solo segnali differenziali. I segnali a modo comune non sono amplificati perché la tensione ai capi della resistenza variabile sarebbe nulla. Ciò significa che non scorre corrente attraverso le resistenze di reazione della prima parte del circuito e di conseguenza il guadagno risulta unitario. In questo caso in cui più amplificatori operazionali si trovano in cascata, il CMRR totale è dato dalla somma dei singoli rapporti di reiezione.

Questa configurazione ha inoltre la caratteristica di avere una resistenza d'ingresso molto elevata e valori di tensione di offset, correnti di polarizzazione e derive termiche molto bassi.

Il circuito risultante da questa analisi è il seguente ed è noto in letteratura tecnica come amplificatore per strumentazione:

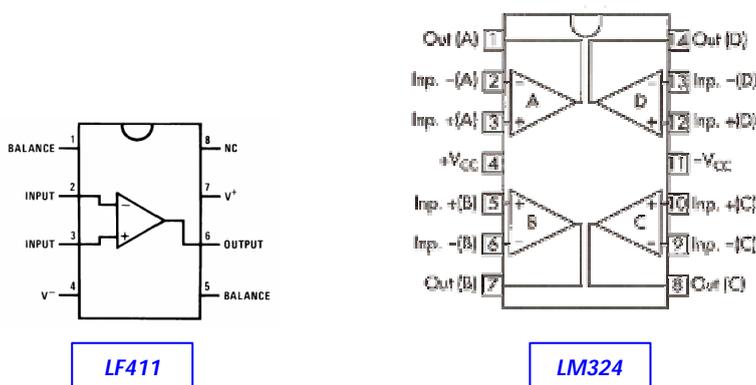


schema elettrico dell'amplificatore per strumentazione

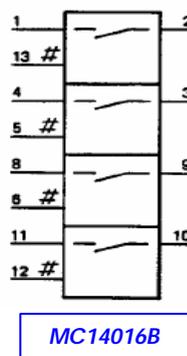
SCELTA E DIMENSIONAMENTO DEI COMPONENTI

Si inizia col scegliere gli integrati che servono per la realizzazione del progetto. Questi infatti sono già stati menzionati nella stesura dello schema elettrico.

Per amplificatori operazionali si utilizzano quelli presenti nell'integrato **LF411** che ha la caratteristica di avere un'elevata impedenza d'ingresso e una frequenza d'angolo per il rumore flicker molto bassa. Considerando la possibilità di poter realizzare il circuito su basetta, bisogna tener conto dello spazio occupato dai componenti. Inoltre, bisogna evitare di utilizzare un gran numero di componenti se in commercio esistono circuiti integrati che possono implementare quell'insieme di componenti. Naturalmente, sono disponibili circuiti integrati che hanno la funzione di sample & hold, di filtro o di amplificatore da strumentazione; considereremo però il caso di utilizzo di componenti elementari discreti. Così, invece di utilizzare 2 circuiti integrati del tipo LF411, è possibile adottare un solo integrato: **LM324**! Questo contiene 4 amplificatori operazionali con ingresso a JFET. Anche l'LF411 adotta la stessa tecnologia costruttiva.

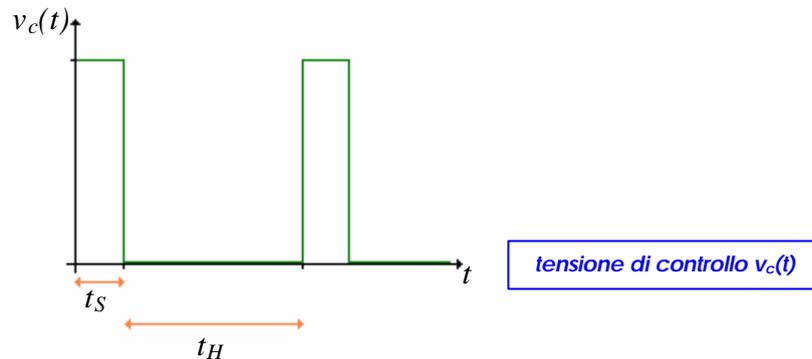


Per quanto riguarda gli interruttori, conviene utilizzare quelli elettronici e non quelli meccanici (relè) che sono maggiormente soggetti a rottura. Il circuito integrato **MC14016B** racchiude 4 interruttori analogici. Per il progetto descritto, ne sarà adoperato solo uno.



Avendo scelto i componenti attivi del circuito, si può decidere il valore dell'alimentazione che sarà del tipo duale a ± 15 V.

Ora inizia il dimensionamento dei componenti quali resistori e condensatori. Cominciamo con il dimensionare il circuito di S/H. Si è detto che la tensione di controllo v_c è un'onda rettangolare.



Durante il livello alto di durata t_S , l'interruttore U3 è chiuso e si è nella fase di campionamento. In tale fase, la tensione sulla capacità C1 segue l'andamento della tensione d'ingresso v_{in} . In pratica, la tensione sulla capacità deve assumere il valore di v_{in} . Questo valore non viene assunto istantaneamente, ma si può considerare raggiunto dopo 5 costanti di tempo ($5 \cdot t_S$) con $t_S = R_{ON} \cdot C1$ in cui R_{ON} è la resistenza di conduzione dell'interruttore analogico.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Voltages Referenced to V_{SS})

Characteristic	Figure	Symbol	V _{DD} Vdc	- 55° C		25° C			125° C		Unit
				Min	Max	Min	Typ (4.)	Max	Min	Max	
Input Voltage	1	V _{IL}	5.0 10	—	—	—	1.5 1.5	0.9 0.9	—	—	Vdc
ON Resistance (V _C = V _{DD} , R _L = 10 kΩ) (V _{in} = + 5.0 Vdc) (V _{in} = - 5.0 Vdc) V _{SS} = - 5.0 Vdc (V _{in} = ± 0.25 Vdc) (V _{in} = + 7.5 Vdc) (V _{in} = - 7.5 Vdc) V _{SS} = - 7.5 Vdc (V _{in} = ± 0.25 Vdc) (V _{in} = + 10 Vdc) (V _{in} = + 0.25 Vdc) V _{SS} = 0 Vdc (V _{in} = + 5.6 Vdc)	4,5,6	R _{ON}	5.0 7.5 10	— — —	600 600 600	— — —	300 300 280	660 660 660	— — —	840 840 840	Ohms
				—	360	—	260	660	—	840	
				—	600	—	310	660	—	840	
				—	600	—	310	660	—	840	
				—	360	—	260	400	—	840	

estratto del data-sheet del MC14016B

Per fare in modo che la tensione sulla capacità raggiunga v_{in} è necessario che $t_S > 5 \cdot t_S$. Essendo R_{ON} fissato, per la fase di campionamento è preferibile avere una capacità C1 di basso valore in modo che $5 \cdot t_S$ sia piccolo. Durante il livello basso di durata t_H del segnale v_c , U3 si apre. In questa fase di mantenimento, C1 si scarica attraverso la resistenza d'ingresso R_N di U2.

La costante di tempo in questo caso vale $t_H = R_{IN} \cdot C1$. Questa volta è preferibile che t_H sia la più alta possibile per avvicinarci alla condizione ideale di mantenimento. Vediamo quindi che la scelta del condensatore C1 è legata ad un compromesso fra due esigenze contrastanti: per la fase di sample serve una capacità piccola, mentre per la fase di hold serve una capacità elevata. Nel caso di realizzazione fisica del circuito, bisogna considerare il fatto che il dielettrico non è perfetto e quindi vi è un assorbimento di cariche. Per ridurre questo effetto, si utilizzano condensatori con dielettrico in policarbonato, poliestere o teflon.

DC Electrical Characteristics

Symbol	Parameter	Conditions	LF411A			LF411			Units
			Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
V_{OS}	Input Offset Voltage	$R_S = 10 \text{ k}\Omega, T_A = 25^\circ\text{C}$		0.3	0.5		0.8	2.0	mV
$\Delta V_{OS}/\Delta T$	Average TC of Input	$R_S = 10 \text{ k}\Omega$ (Note 6)		7	10		7	20	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
		(Notes 5, 7)			4			4	I_{IN}
		$T_j = 125^\circ\text{C}$			50			50	nA
R_{IN}	Input Resistance	$T_j = 25^\circ\text{C}$		10^{12}			10^{12}		Ω
A_{VOL}	Large Signal Voltage Gain	$V_S = \pm 15\text{V}, V_O = \pm 10\text{V}, R_L = 2\text{k}\Omega, T_A = 25^\circ\text{C}$	50	200		25	200		V/mV
		Over Temperature	25	200		15	200		V/mV
V_{O}	Output Swing	$V_S = \pm 15\text{V}, R_L = 2\text{k}\Omega$	± 12	± 13.5					V

estratto del data-sheet del LF411

Per quanto riguarda il valore della capacità C_1 , la condizione più "rigida" si ha con la frequenza di campionamento di $f_c = 44.1 \text{ kHz}$ alla quale corrisponde un periodo $T = 1 / f_c = 22.675 \mu\text{s}$. Inoltre, $T = t_s + t_H$; scegliamo $t_s = T / 4$ per cui si ha $t_s = 5.66875 \mu\text{s}$ e $t_H = 17.00625 \mu\text{s}$.

$$t_s > 5 \cdot t_s = 5 \cdot R_{ON} \cdot C_1 \quad ? \quad C_1 < \frac{t_s}{5 \cdot R_{ON}} = 1.71 \text{ nF}$$

Scegliendo un valore commerciale $C_1 = 1.5 \text{ nF}$, si ha $t_s = 1.1025 \mu\text{s}$ e quindi $5 \cdot t_s = 5.5125 \mu\text{s} < t_s$. Inoltre, $t_H = 1500 \text{ s}$.

Ripetendo i conti per le altre frequenze di campionamento si ottiene:

$$f_c = 8 \text{ kHz} \quad ? \quad T = 125 \mu\text{s} \quad \Rightarrow \quad t_s = 31.25 \mu\text{s}, \quad t_H = 93.75 \mu\text{s}$$

$$C_1 < 9.46 \text{ nF} \quad \Rightarrow \quad \text{valore commerciale: } C_1 = 6.8 \text{ nF}$$

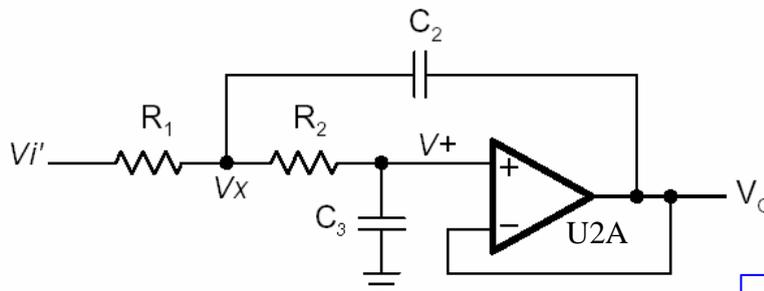
$$t_s = 4.998 \mu\text{s}, \quad 5 \cdot t_s = 24.99 \mu\text{s}, \quad t_H = 6800 \text{ s}$$

$$f_c = 22.05 \text{ kHz} \quad ? \quad T = 45.35 \mu\text{s} \quad \Rightarrow \quad t_s = 11.3375 \mu\text{s}, \quad t_H = 34.0125 \mu\text{s}$$

$$C_1 < 3.43 \text{ nF} \quad \Rightarrow \quad \text{valore commerciale: } C_1 = 2.2 \text{ nF}$$

$$t_s = 1.617 \mu\text{s}, \quad 5 \cdot t_s = 8.085 \mu\text{s}, \quad t_H = 2200 \text{ s}$$

Consideriamo ora il filtro passa-basso del 2° ordine con guadagno k unitario e quindi, con riferimento al seguente schema $v^+ \cdot k = v_o$.



filtro passa-basso del 2° ordine

Determiniamone la funzione di trasferimento:

Supponendo che l'amplificatore operazionale non assorba corrente si ottiene tramite le leggi di Kirchhoff:

$$\frac{V_o - V_x}{s \cdot C_2} + \frac{V_i' - V_x}{R_1} = \frac{V_x}{R_2 + \frac{1}{s \cdot C_3}} = \frac{s \cdot C_3 \cdot V_x}{1 + s \cdot R_2 \cdot C_3}$$

Usando la formula del partitore di tensione si ricava la tensione sul morsetto non invertente dell'amplificatore operazionale:

$$V^+ = \frac{V_x \cdot \frac{1}{s \cdot C3}}{R2 + \frac{1}{s \cdot C3}} = \frac{V_x}{s \cdot C3 \cdot R2 + 1}$$

Si può quindi esprimere l'uscita in funzione di V_x per poi, invertendo la relazione, ottenere V_x in funzione di V_o :

$$\frac{V_x \cdot k}{1 + s \cdot R2 \cdot C3} = V_o \Rightarrow V_x = \frac{V_o \cdot (1 + s \cdot R2 \cdot C3)}{k}$$

A questo punto sostituendo nella relazione individuata con le leggi di Kirchhoff si ha:

$$s \cdot C2 \cdot (V_o - \frac{V_o \cdot (1 + s \cdot R2 \cdot C3)}{k}) + \frac{V_i' - \frac{V_o \cdot (1 + s \cdot R2 \cdot C3)}{k}}{R1} = \frac{s \cdot C3 \cdot V_o}{k}$$

Svolgendo i seguenti passaggi algebrici si ricava la funzione di trasferimento $\frac{V_o}{V_i'}$ cercata:

$$\frac{s \cdot C2}{k} \cdot (k \cdot V_o - V_o - s \cdot R2 \cdot C3 \cdot V_o) + \frac{k \cdot V_i' - V_o - s \cdot R2 \cdot C3 \cdot V_o}{k \cdot R1} = \frac{s \cdot C3 \cdot V_o}{k}$$

$$\frac{s \cdot C2 \cdot V_o}{k} \cdot (k - (1 + s \cdot R2 \cdot C3)) + \frac{V_i'}{R1} - \frac{V_o}{k \cdot R1} \cdot (1 + s \cdot R2 \cdot C3) = \frac{s \cdot C3 \cdot V_o}{k}$$

$$\frac{V_i'}{R1} = \frac{V_o}{k} \cdot (s \cdot C3 + \frac{1}{R1} \cdot (1 + s \cdot R2 \cdot C3) - s \cdot C2 \cdot (k - 1 - s \cdot R2 \cdot C3))$$

$$\begin{aligned} \frac{V_o}{V_i'} &= \frac{k}{s \cdot R1 \cdot C3 + 1 + s \cdot R2 \cdot C3 - s \cdot R1 \cdot C2 \cdot (k - 1 - s \cdot R2 \cdot C3)} = \\ &= \frac{k}{s \cdot R1 \cdot C3 + 1 + s \cdot R2 \cdot C3 - k \cdot s \cdot R1 \cdot C2 + s \cdot R1 \cdot C2 + s^2 \cdot R1 \cdot R2 \cdot C2 \cdot C3} = \\ &= \frac{k}{s^2 \cdot R1 \cdot R2 \cdot C2 \cdot C3 + s \cdot (R1 \cdot C3 + R2 \cdot C3 + R1 \cdot C2 \cdot (1 - k)) + 1} = \\ &= \frac{\frac{k}{R1 \cdot R2 \cdot C2 \cdot C3}}{s^2 + s \cdot (\frac{1}{R2 \cdot C2} + \frac{1}{R1 \cdot C2} + \frac{1 - k}{R2 \cdot C3}) + \frac{1}{R1 \cdot R2 \cdot C2 \cdot C3}} \end{aligned}$$

Ponendo $R1 = R2 = R$, $C1 = C2 = C$ e $k = 1$, si ottiene la funzione di trasferimento che verrà usata per il progetto:

$$\frac{V_o}{V_i'} = \frac{\frac{1}{(RC)^2}}{s^2 + s \cdot \frac{2}{RC} + \frac{1}{(RC)^2}} = \frac{\frac{1}{(RC)^2}}{(s + \frac{1}{RC})^2}$$

che è nella forma:

$$T(s) = \frac{w_0^2}{s^2 + \frac{w_0}{Q}s + w_0^2}$$

con $w_0 = \frac{1}{RC}$ e $Q = \frac{1}{2}$.

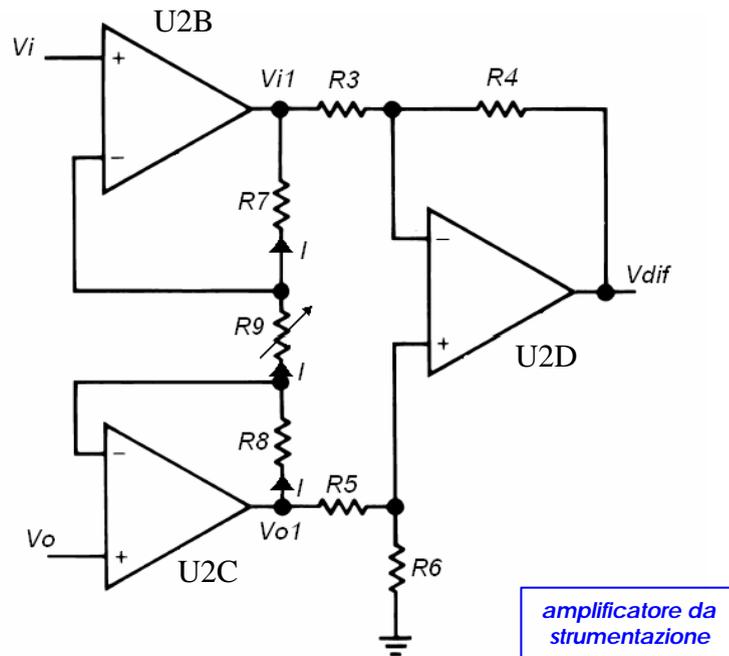
La frequenza di taglio che deve avere il filtro è $f_0 = 20$ kHz che corrisponde ad una pulsazione di taglio $\omega_0 = 2\pi f_0 = 125.6$ krad/s. Ciò implica che $RC = 1/\omega_0 = 7.957$ μ s. Scegliendo $R = 10$ k Ω , si ottiene $C = 795$ pF. Il valore commerciale più vicino è $C = 820$ pF.

Il dimensionamento del filtro ci dice quindi che **$R1 = R2 = 10$ k Ω** e **$C2 = C3 = 820$ pF**.

Con questi valori di resistenze e capacità, la frequenza di taglio cambia: $f_0' = 19.4$ kHz a cui corrisponde $\omega_0' = 121.8$ krad/s.

Dalla teoria dei diagrammi di Bode, si sa che una funzione del tipo $T(s) = \frac{1}{(RC)^2 (s + \frac{1}{RC})^2}$ ha un'attenuazione di 6 dB alla frequenza di taglio. Calcolando il modulo di tale funzione in $f_0 = 20$ kHz ($\omega_0 = 125.6$ rad/s), cioè $20 \cdot \text{Log}_{10} \left(\frac{V_o}{V_i}(\omega_0) \right)$, si ottiene un'attenuazione di 6.29 dB.

Per ultimo, consideriamo comunque il dimensionamento del circuito differenziale anche se non verrà impiegato, come già detto più volte, nella simulazione. Tale circuito fa uso di una resistenza variabile R9 per la modifica del guadagno.



L'amplificatore da strumentazione è costituito da un amplificatore operazionale U2D in configurazione differenziale. Per la presenza di R9 variabile, si può attribuire a questo stadio un guadagno unitario assegnando a R3, R4, R5 ed R6 uno stesso valore. In questo modo, i segnali provenienti dall'uscita di U2B e U2C saranno semplicemente elaborati da U2D senza nessuna amplificazione. Poniamo $R3 = R4 = R5 = R6 = 10$ k Ω . La corrente che circola in R7, R8 ed R9 è la stessa se supponiamo che gli amplificatori operazionali non assorbono corrente. Quindi:

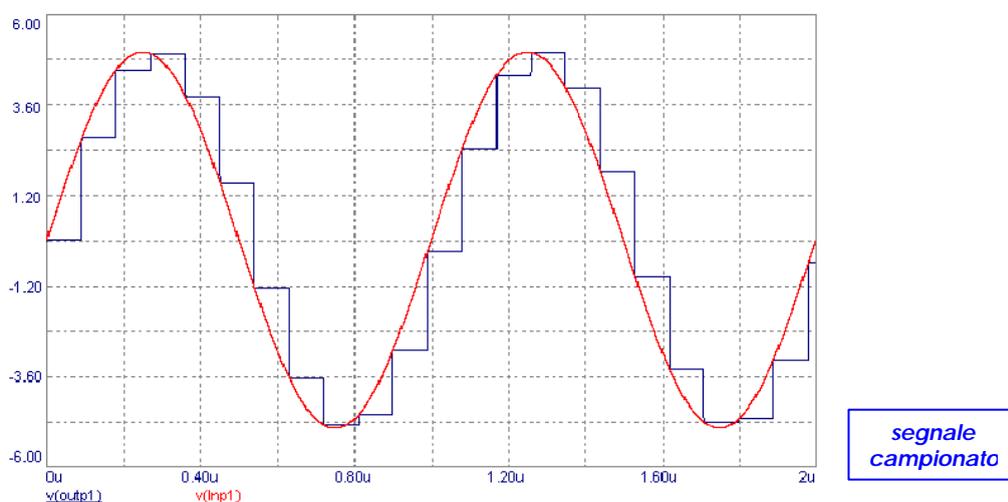
$$\begin{cases} I = \frac{v_i - v_{i1}}{R7} \\ I = \frac{v_{o1} - v_o}{R8} \\ I = \frac{v_o - v_i}{R9} \end{cases} \left\{ \begin{array}{l} v_{i1} = v_i - \frac{R7}{R9} \cdot (v_o - v_i) \\ v_{o1} = v_o + \frac{R8}{R9} \cdot (v_o - v_i) \end{array} \right\} \rightarrow v_{DIF} = v_{o1} - v_{i1} \xrightarrow{R7=R8=R_x} v_{DIF} = (v_o - v_i) \cdot \left(1 + \frac{2R_x}{R9}\right)$$

Possiamo scegliere $R_x = R7 = R8 = 10$ k Ω . Scegliendo una resistenza variabile R9 fino a 20 k Ω si otterrà di avere un guadagno minimo pari a 2.

FUNZIONAMENTO DEL CIRCUITO

Sarà ora spiegato brevemente il funzionamento del circuito progettato. Si farà riferimento allo schema circuitale completo di pagina 17.

L'obiettivo del campionamento è quello di ottenere una discretizzazione del segnale d'ingresso.



Con il circuito progettato si ottiene questo effetto. Quando il segnale v_c è a livello alto, l'interruttore U3 è chiuso. Così, il segnale v_{in} arriva alla capacità C1 che inizia a caricarsi. La tensione presente ai capi della capacità viene trasferita all'uscita attraverso il buffer U2. In questa fase di campionamento, v_{camp} segue il segnale v_{in} . Quando il segnale di controllo v_c è a livello basso, lo stato dell'interruttore s'inverte. L'apertura di U3 isola il condensatore rispetto al segnale d'ingresso. Così, C1 vede, sia a valle che a monte, un'elevata resistenza. In pratica, la capacità mantiene, durante la fase di hold, la carica accumulata precedentemente.

Ad un segnale campionato nel dominio del tempo corrisponde una replica nel dominio della frequenza. Per questo motivo, per riottenere il segnale di origine, è necessario privare il segnale campionato di queste repliche. Adatto a questo scopo è il filtro passa-basso che attenua le frequenze presenti al di sopra della frequenza di taglio. Per ottenere una funzione di questo tipo, è necessario ottenere una funzione di trasferimento con un polo. La cella di Sallen-Key è del secondo ordine; infatti sono presenti due poli dovuti alle due capacità C2 e C3. Si ottiene così un'attenuazione in banda attenuata di 40 dB per decade. L'amplificatore operazionale U1 serve per disaccoppiare gli stadi e per fornire un'eventuale amplificazione al filtraggio. Nel circuito che è stato progettato, non è stato dato un guadagno al filtro.

L'amplificatore da strumentazione permette di ottenere un rapporto di reiezione in modo comune molto elevato. Con riferimento allo schema di pagina 16, l'amplificatore operazionale U2D è in configurazione differenziale con guadagno unitario visto che le resistenze hanno tutte lo stesso valore. L'amplificazione viene fornita dallo stadio precedente U2B e U2C. Questi ultimi due amplificatori operazionali sono in configurazione non invertente e la resistenza in comune R9 permette di variare il guadagno. I segnali v_i e v_o vengono amplificati rispettivamente da U2B ed U2C. In questo modo anche la loro differenza risulta amplificata. A questo punto, l'amplificatore operazionale U2D ha il compito di fare la differenza dei segnali amplificati v_{i1} e v_{o1} e trasferire tale segnale in uscita.

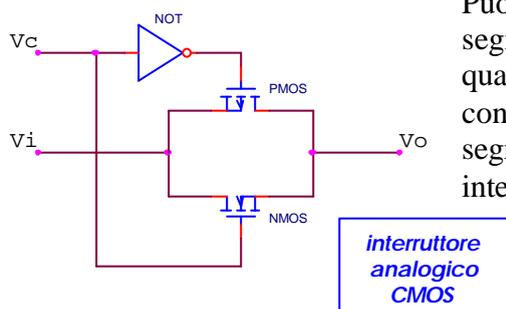
DESCRIZIONE DEI COMPONENTI UTILIZZATI

➤ LF411 (LM324)

Questo circuito integrato contiene un amplificatore operazionale (4 per LM324) con ingresso a JFET (Junction Field Effect Transistor). La caratteristica principale di questo componente è la sua elevata resistenza d'ingresso dell'ordine dei teraohm ($10^{12} \Omega$). Inoltre ha delle caratteristiche molto interessanti dal punto di vista del rumore: la frequenza d'angolo del rumore $1/f$ molto bassa nonché una bassa corrente di rumore in ingresso. Queste particolarità fanno dell'integrato LF411 un componente molto impiegato nelle applicazioni pratiche.

➤ CD4016

Questo circuito integrato è costituito da 4 interruttori analogici realizzati in logica CMOS.



Può essere impiegato sia per segnali analogici che per segnali digitali. Il suo funzionamento è semplice: quando v_c è alto, i transistor PMOS ed NMOS conducono entrambi permettendo il passaggio del segnale. Quando v_c è basso, i transistor sono entrambi interdetti isolando fra loro l'ingresso e l'uscita.

➤ RESISTORE



resistore

I resistori utilizzati sono a pellicola di carbonio e ad alta stabilità. Inoltre sono a basso rumore. Nonostante la semplicità del componente, anche il resistore ha delle caratteristiche tecniche che vanno rispettate come la potenza nominale (0.25 W). Inoltre, questi componenti scelti per il progetto sono della serie E24 con una tolleranza del 5 %.

➤ POTENZIOMETRO



potenziometro

Si tratta di una resistenza variabile con elemento resistivo di carbonio su poliestere. Ha una tolleranza maggiore dei resistori utilizzati. Infatti, la tolleranza è del 10 %, ma per la funzione che ha nel progetto (nel caso di realizzazione dell'amplificatore differenziale), ciò non influisce molto. La potenza nominale è di 3 W.

➤ CONDENSATORE

Il condensatore è costituito da due lamine metalliche separate da un dielettrico. Il dielettrico scelto nel nostro caso è il poliestere per il condensatore del sample & hold, e ceramica per i condensatori del filtro attivo. I condensatori ceramici sono molto impiegati nei circuiti in cui serve un'elevata precisione. Invece, i condensatori al poliestere vengono utilizzati laddove è necessario avere basse perdite. Inoltre questi ultimi sono molto leggeri.



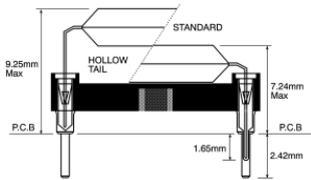
*condensatore
ceramico*



*condensatore
al poliestere*

➤ ZOCCOLO DIL

Gli zoccoli Dual In Line servono per l'inserimento dei circuiti integrati su una basetta. Vengono utilizzati per evitare di surriscaldare i circuiti integrati durante la saldatura. Ne esistono di vari tipi. Quelli del tipo hollow tail permettono di inserire il circuito più a fondo nello zoccolo e di ridurre così la distanza del circuito integrato dal PCB.



*zoccolo DIL standard
ed hollow tail*

➤ CONNETTORI

Sono dei terminali (a due o tre poli per il tipo utilizzato nel progetto) che consentono di effettuare collegamenti con apparecchiature o componenti che non possono trovare posto sul PCB, come gli alimentatori, i generatori di funzione, gli oscilloscopi e gli analizzatori di spettro. Il contatto viene garantito grazie ad un morsetto ad avvitamento. I piedini sono posti ad una distanza di 5 mm.

➤ CIRCUITO STAMPATO

I circuiti elettronici vengono, nella maggior parte dei casi, realizzati mediante la tecnica del PCB (Printed Circuit Board). In questa tecnica, i componenti vengono saldati su una basetta di materiale isolante sulla quale i collegamenti sono realizzati mediante piste di rame.



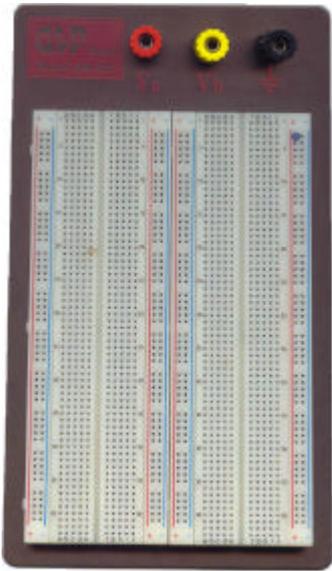
*basetta ramata
presensibilizzata*

La basetta è costituita da:

- un supporto isolante con ottime caratteristiche d'isolamento, bassa costante dielettrica per evitare la formazione di capacità parassite fra due piste parallele, buona resistenza al calore per resistere durante la saldatura.
- il collante che deve assicurare una perfetta aderenza tra le piste di rame e il supporto isolante; deve avere una buona elasticità per consentire la dilatazione degli altri due materiali.

- il rame deve essere chimicamente e fisicamente puro. Deve avere caratteristiche elettriche e meccaniche identiche in tutti i punti del foglio.

In alternativa, per provare il circuito è possibile utilizzare una basetta ad inserimento (o basetta di breadboard) che consiste in un gran numero di minuscole prese collegate tra loro a file parallele. Si realizza il circuito inserendo i componenti nei fori della basetta. Le molle interne trattengono i componenti e assicurano il contatto elettrico.



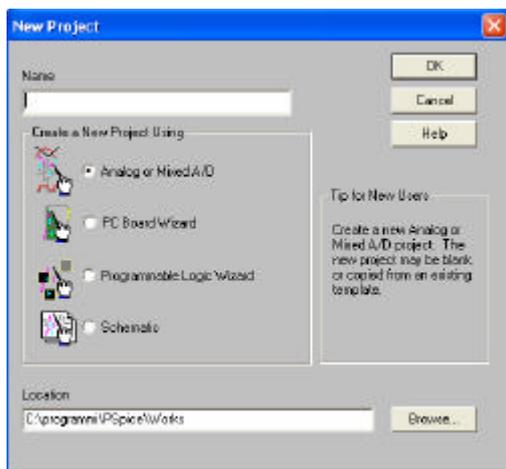
basetta ad inserimento

SIMULAZIONE CON P-SPICE

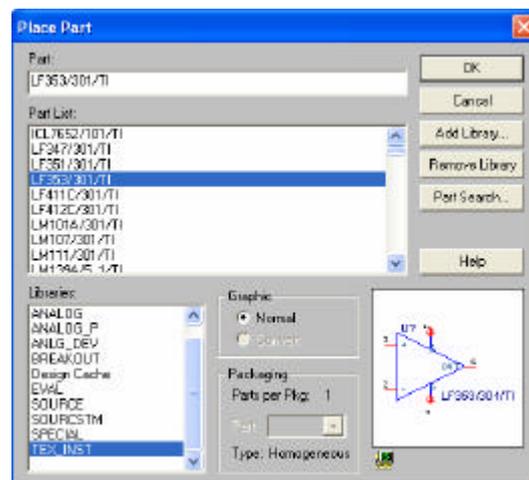


Per la simulazione di un circuito elettrico con P-Spice è necessario aprire un nuovo progetto usando l'opzione "Analog or Mixed A/D". In questo modo, verranno creati i file di simulazione che altrimenti non sarebbero creati scegliendo semplicemente l'opzione "Schematic".

Dopo di che, vanno inseriti i componenti scegliendo fra quelli disponibili nelle librerie di P-Spice oppure scaricandoli dai siti Internet dei relativi costruttori (come Texas Instrument).



creazione di un nuovo progetto



sceita dei componenti

Iniziamo con spiegare come vengono definiti due dei componenti che sono utilizzati nello schema elettrico completo.

Il primo è il generatore di impulsi rettangolari V_{pulse} che viene utilizzato per generare il segnale di controllo v_c . $V1$ e $V2$ indicano rispettivamente il valore minimo e massimo dell'onda rettangolare. TD è il ritardo con cui inizia l'impulso. TR è il tempo di salita per passare da $V1$ a $V2$. TF è il tempo di discesa per passare da $V2$ a $V1$. PW è la durata dell'impulso. PER è il periodo dell'onda rettangolare.

V1 =
V2 =
TD =
TR =
TF =
PW =
PER =



simbolo di V_{pulse}

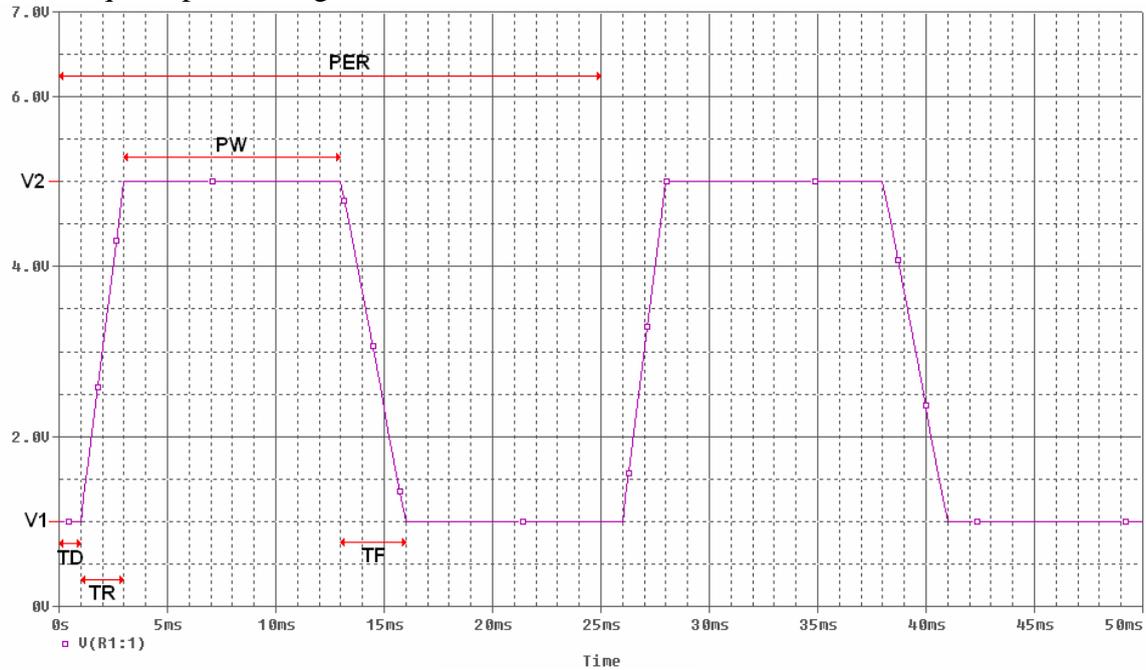
VOFF =
VAMPL =
FREQ =



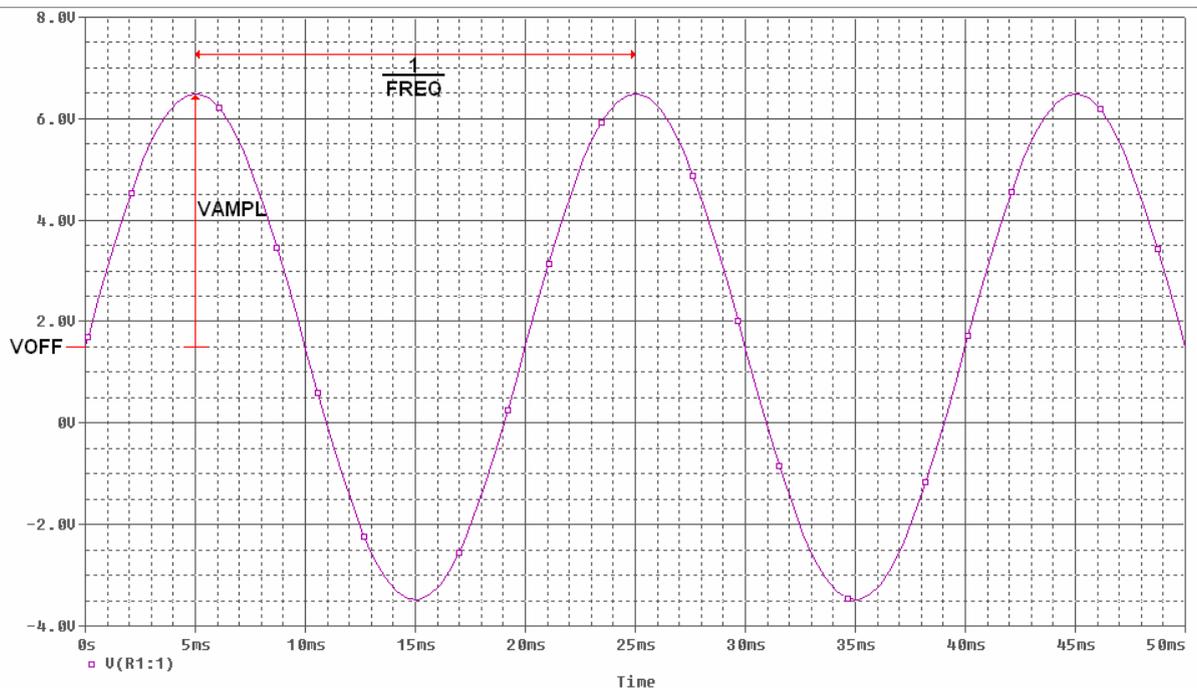
simbolo di V_{sin}

L'altro componente è il generatore sinusoidale V_{sin} che viene utilizzato per simulare le varie sinusoidi che saranno in seguito sommate tra di loro. $VOFF$ è il valore medio dell'onda sinusoidale. Naturalmente, questo è anche il valore della sinusoidale all'istante zero. $VAMPL$ è l'ampiezza dell'onda sinusoidale. Il valore massimo che la funzione assume è pari a $VOFF + VAMPL$. $FREQ$ è ovviamente la frequenza dell'onda che per questo progetto è fissata per i vari generatori utilizzati a 20 kHz, 16 kHz, 12 kHz e 8 kHz.

Vediamo ora questi parametri graficamente:



parametri di Vpulse

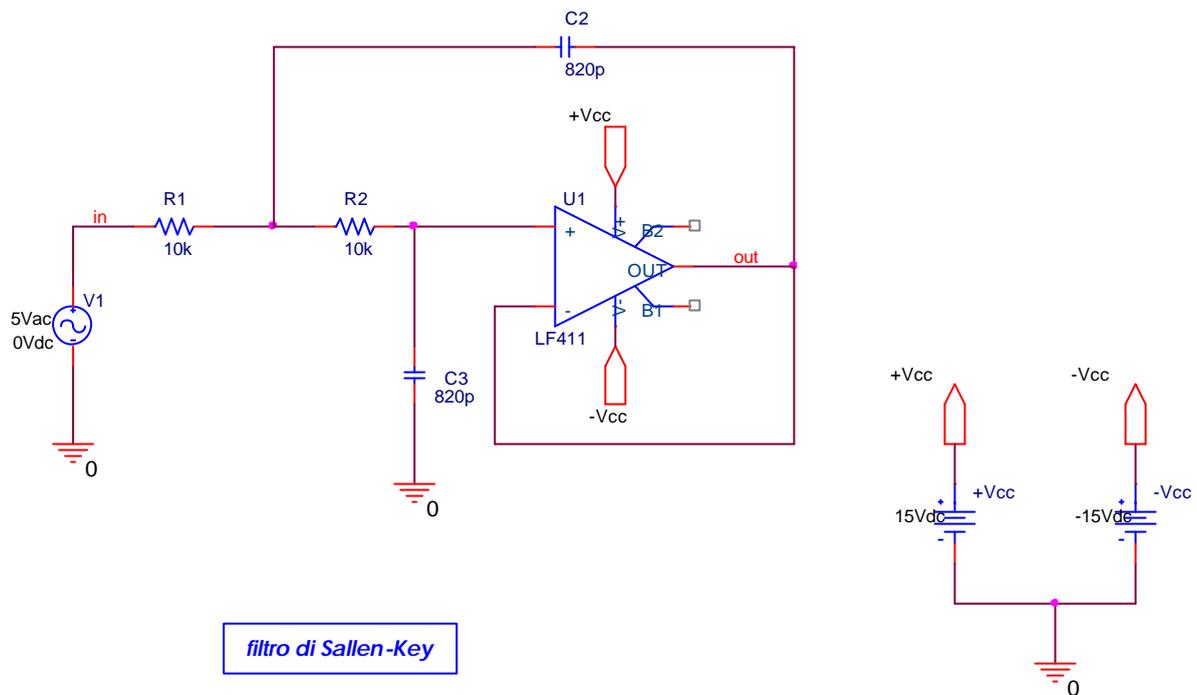


parametri di Vsin

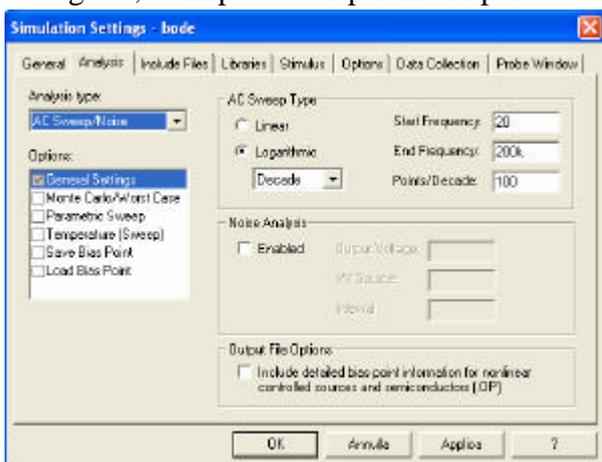
La versione dimostrativa di PSpice è limitata: non è possibile simulare circuiti con un numero di componenti superiore a quello prefissato per la demo. Per questo motivo, il circuito è

stato progettato semplificandolo e quindi riducendo il numero di componenti. Per una simulazione che dimostri effettivamente l'efficacia dell'utilizzo di frequenze di campionamento alte servirebbe peraltro un filtro molto selettivo e quindi di ordine elevato (almeno del sesto ordine).

Analizziamo inizialmente il comportamento del filtro attivo passa-basso. Si vuole determinare la risposta in frequenza del filtro usando i valori dei componenti che forniscono una frequenza di taglio di 19.4 kHz. Per la simulazione della risposta in frequenza, è necessario inserire il generatore di tensione in corrente alternata (Vac) e fissare i suoi parametri. Si inseriscono delle etichette (in, out) per identificare più semplicemente, in seguito, il nodo di ingresso in cui è applicato il generatore e il nodo di uscita del filtro.



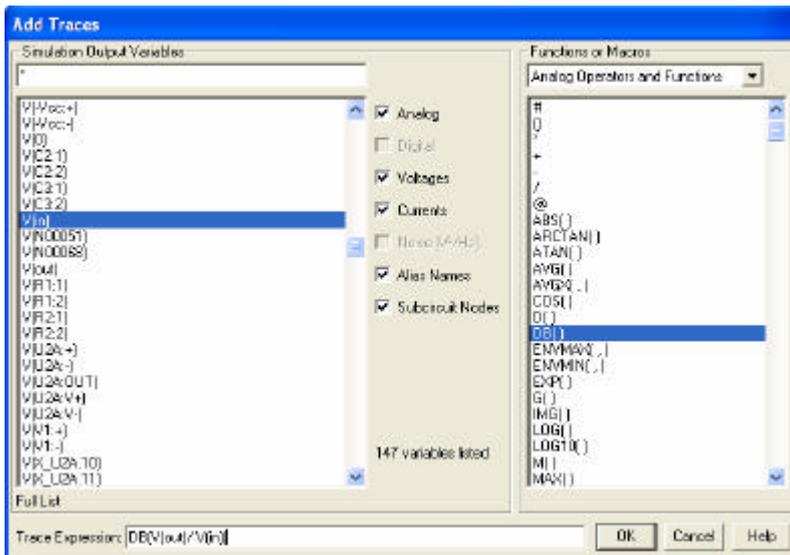
In seguito, si impostano i parametri per la simulazione. Per questo, si sceglie il tipo di analisi che, per il diagramma di Bode, è "AC Sweep/Noise". Qui vanno impostate la frequenza alla quale iniziare la simulazione e quella a cui farla terminare. E' stata scelta una banda che va dai 20 Hz ai 200 kHz. Poi, è necessario indicare in quanti punti verrà calcolato il valore della risposta in frequenza. Un valore accettabile è 100 punti per decade.



impostazione della simulazione

Una volta fatta partire la simulazione, il diagramma che si ottiene potrebbe sicuramente non essere quello che ci aspettavamo. Per modificare il grafico si va su "Add traces" e si inserisce l'espressione del diagramma che si desidera. Per visualizzare il diagramma di Bode delle ampiezze è necessario fornire la seguente espressione:

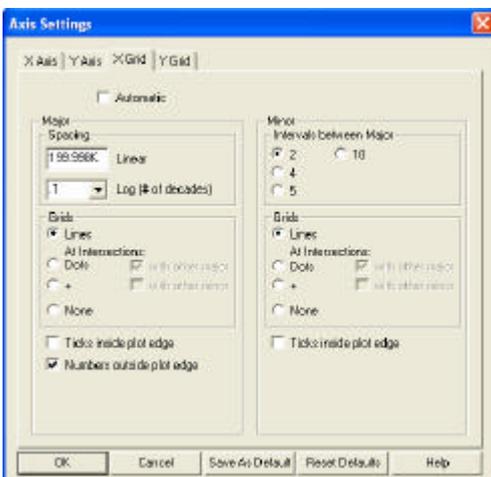
$$20 \cdot \log_{10}(V_{out}/V_{in})$$



Usando le funzioni fornite dal software, si può fornire tale espressione scrivendo anche:

$$DB(V_{out}/V_{in}) .$$

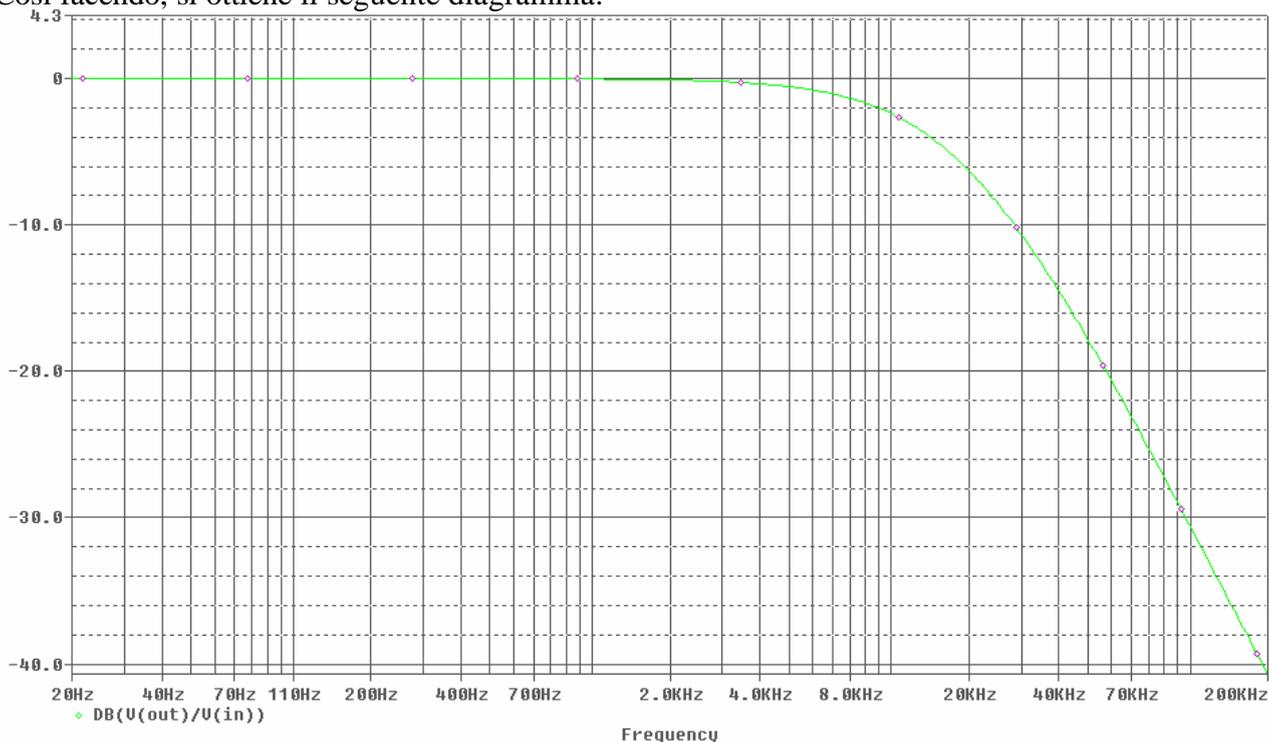
aggiunta di un grafico



E' possibile anche impostare il range di valori sull'asse X e sull'asse Y. Per una buona lettura del diagramma, si consiglia di impostare la griglia lungo l'asse X in modo da avere una linea verticale ogni decimo di decade così come mostra la figura affianco (nel campo: Log(# of decades)).

impostazione degli assi

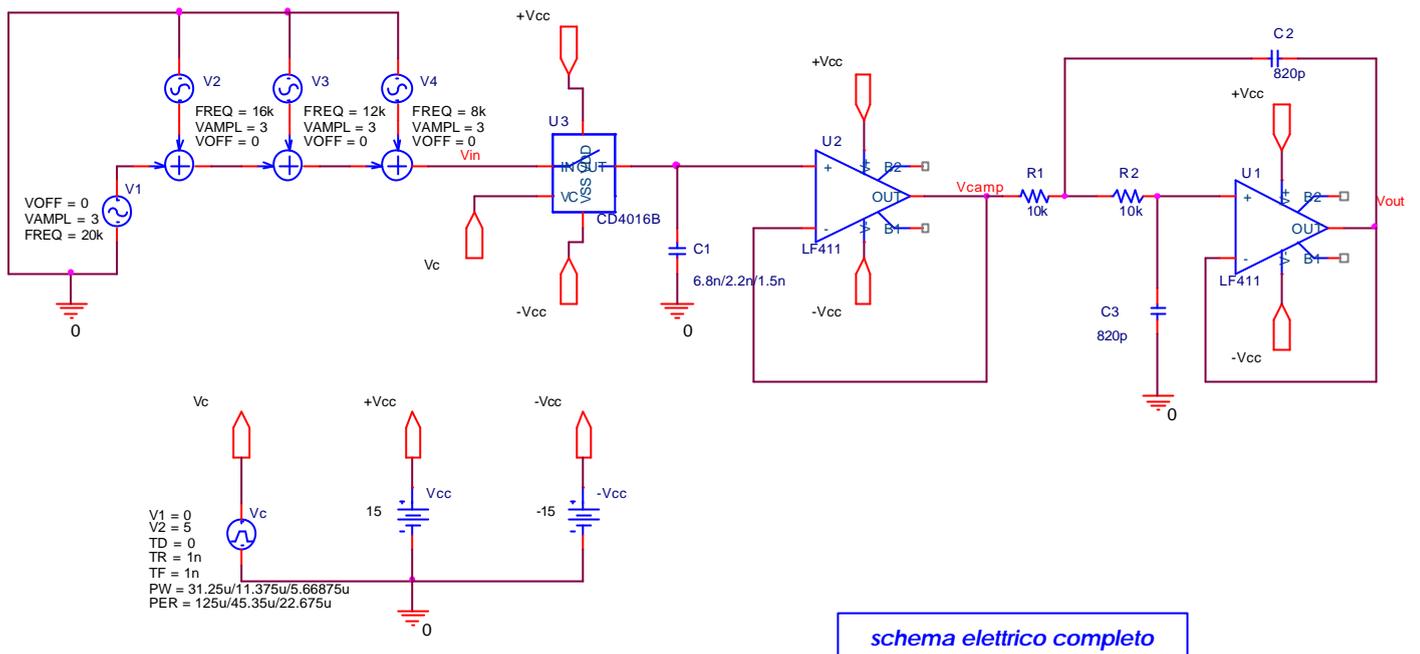
Così facendo, si ottiene il seguente diagramma:



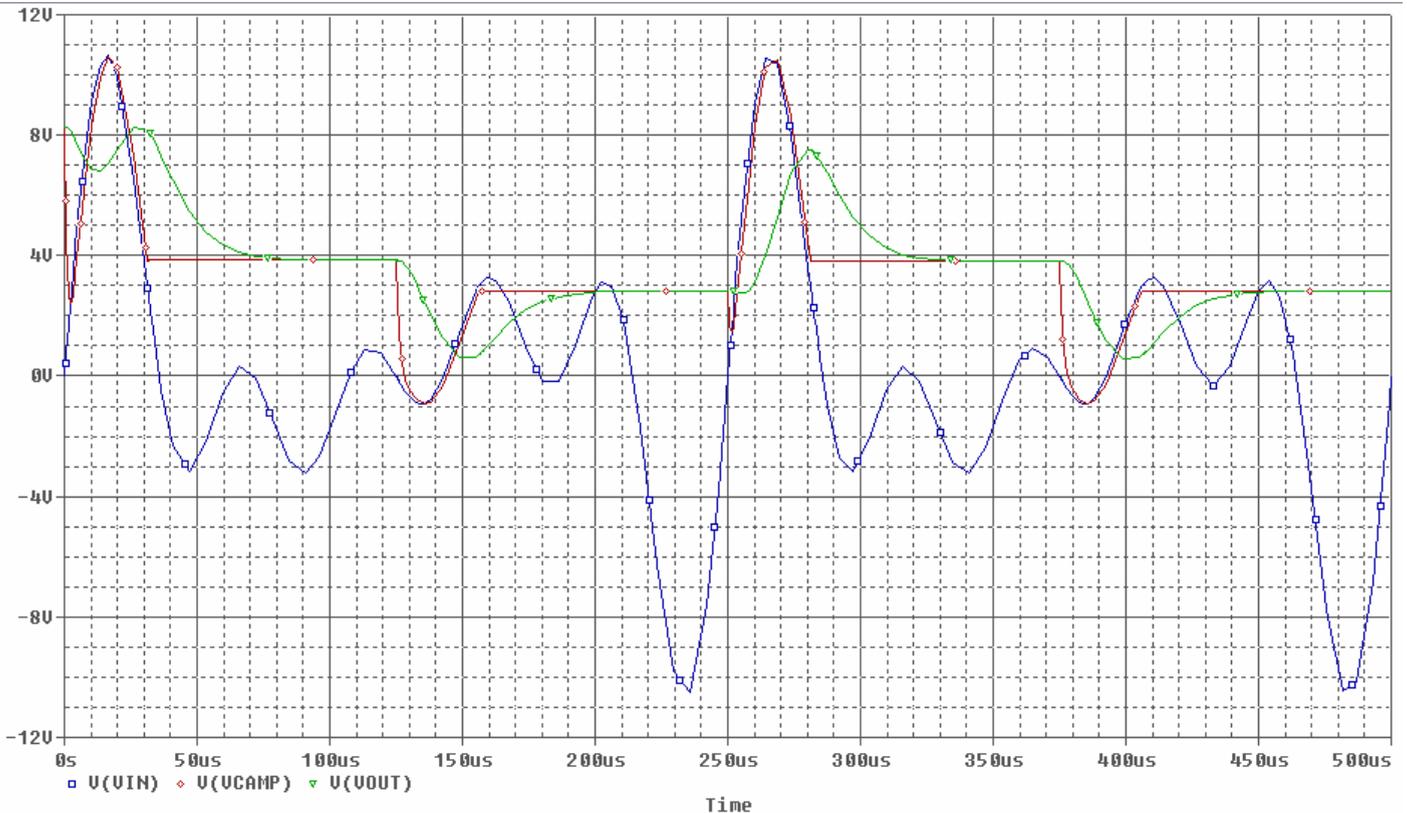
risposta in frequenza del filtro passa-basso

Da notare che alla frequenza di 20 kHz si ha un'attenuazione di circa 6 dB.

Ora passiamo alla simulazione del circuito completo che viene riportato di seguito:

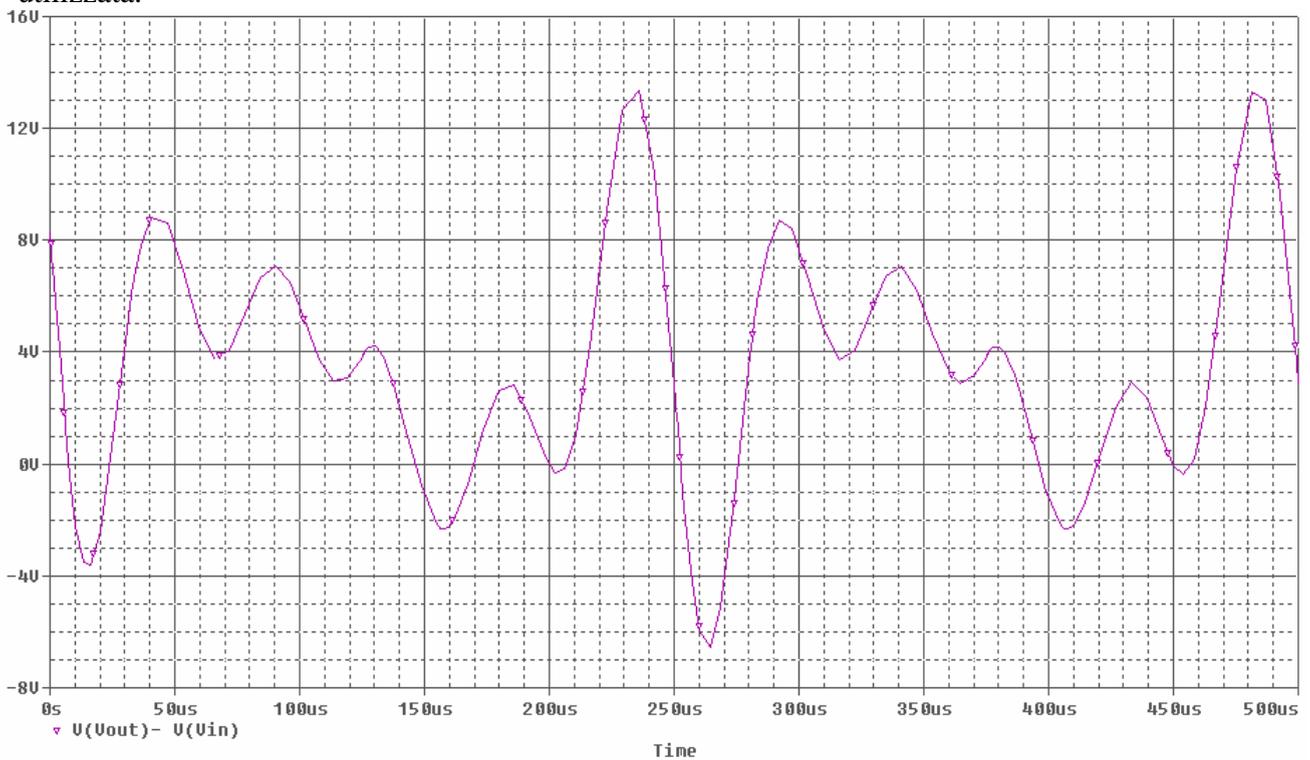


La prima simulazione che viene presentata è quella relativa alla frequenza di campionamento di 8 kHz. Avviando la simulazione (per un tempo pari a 500 μ s), è possibile visualizzare l'andamento nel dominio del tempo del segnale d'ingresso, del segnale campionato e del segnale presente all'uscita del filtro passa-basso.



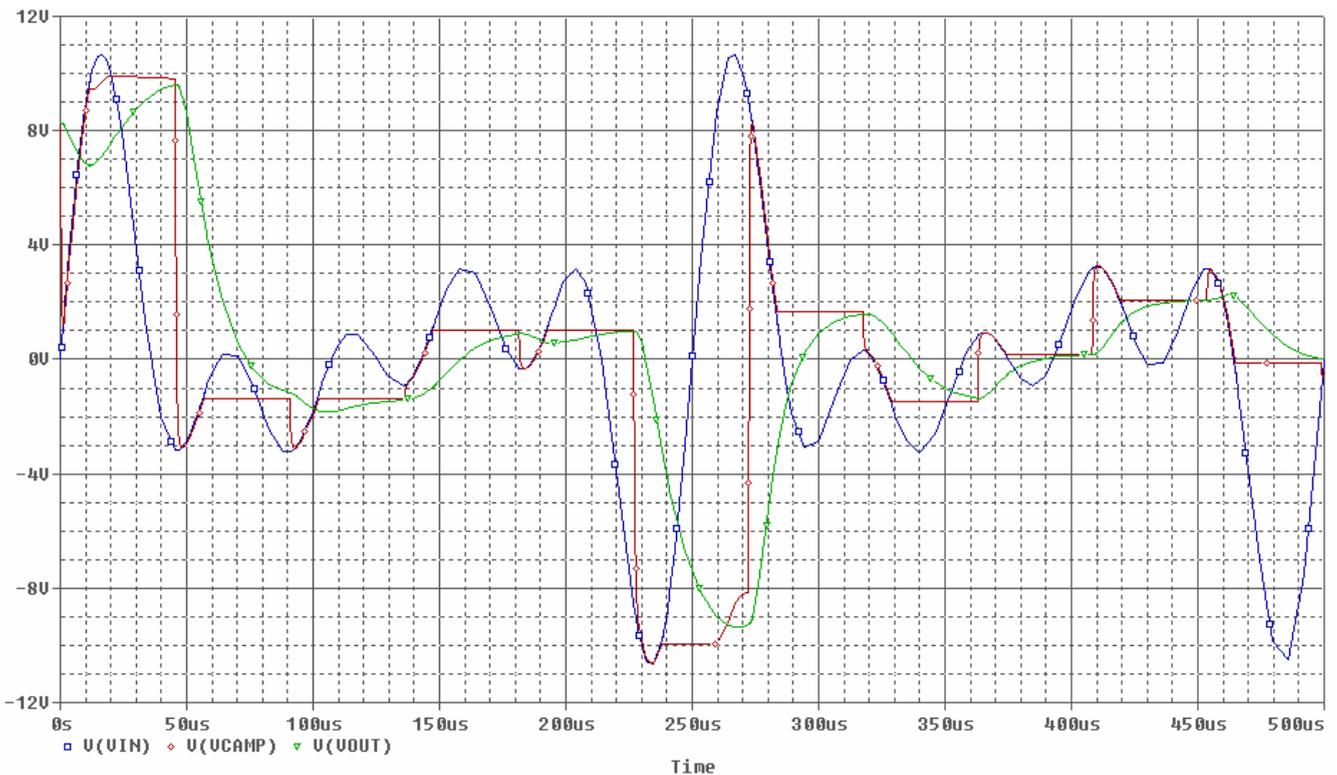
Vin, Vcamp e Vout per il campionamento a 8 kHz

Da questo diagramma, si può notare la forte differenza che esiste tra la forma d'onda in ingresso e la forma d'onda in uscita. Però, visualizzando il diagramma della differenza tra v_{out} e v_{in} non si ottiene un'informazione utile per valutare la bontà del circuito alla frequenza di campionamento utilizzata.

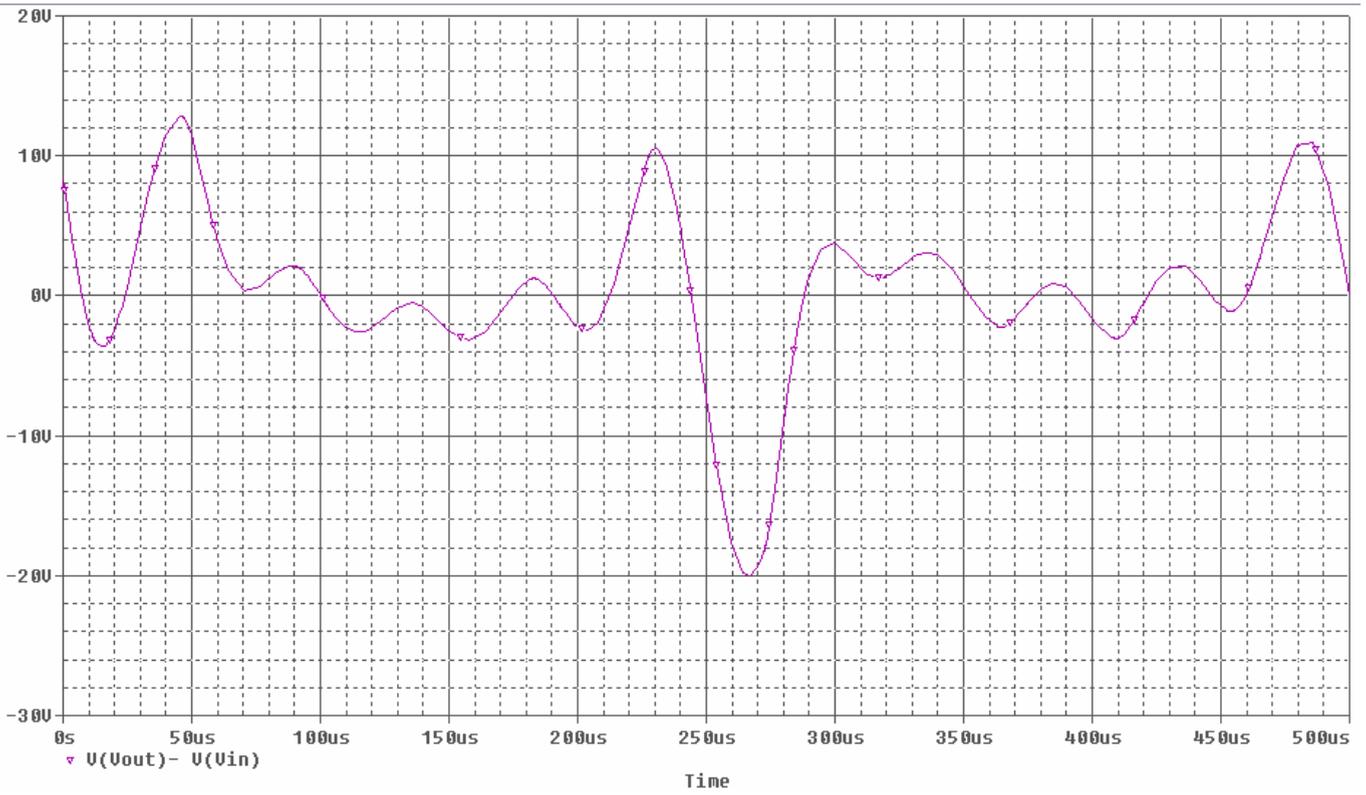


Vout - Vin per il campionamento a 8 kHz

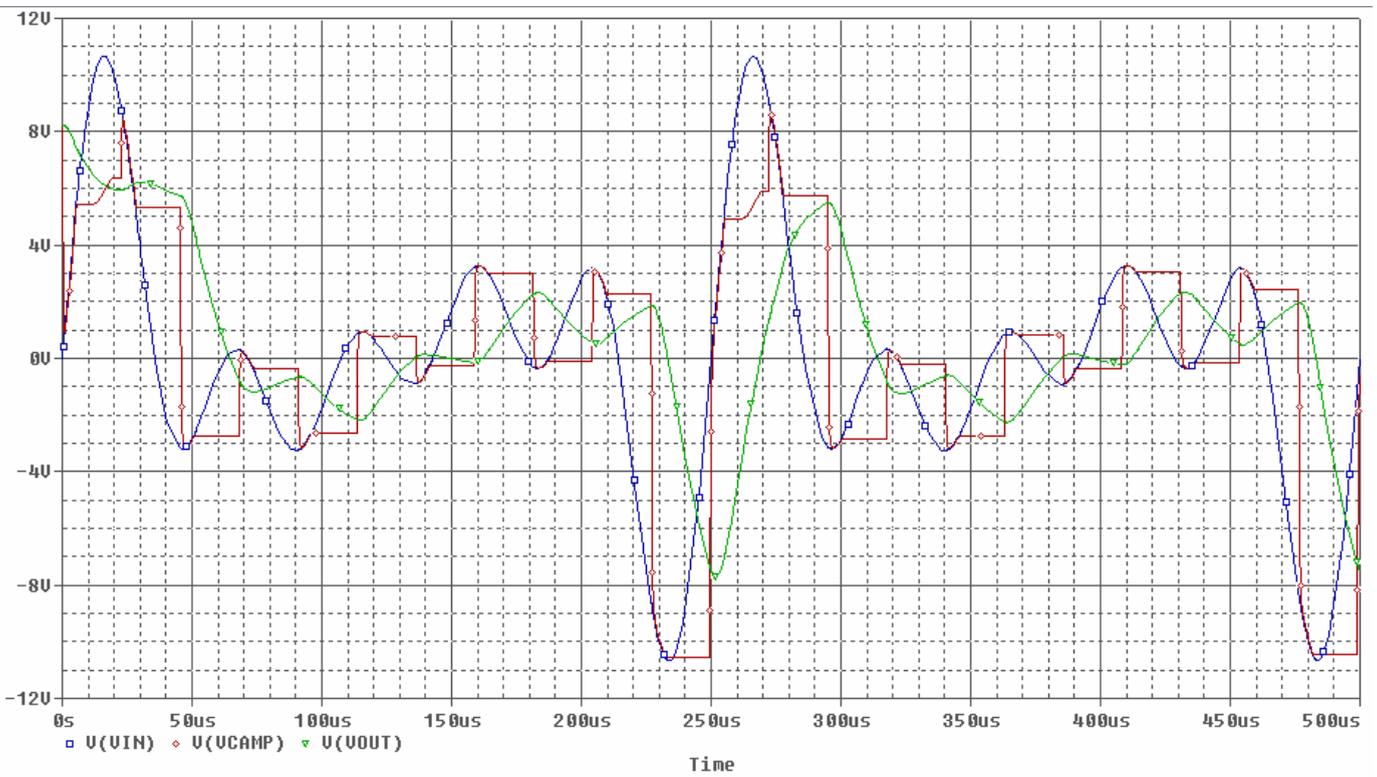
Si inseriscono qui in sequenza i relativi diagrammi temporali di v_{out} , v_{in} , v_{camp} e $v_{out} - v_{in}$ per le frequenze di campionamento a 22.05 kHz e 44.1 kHz.



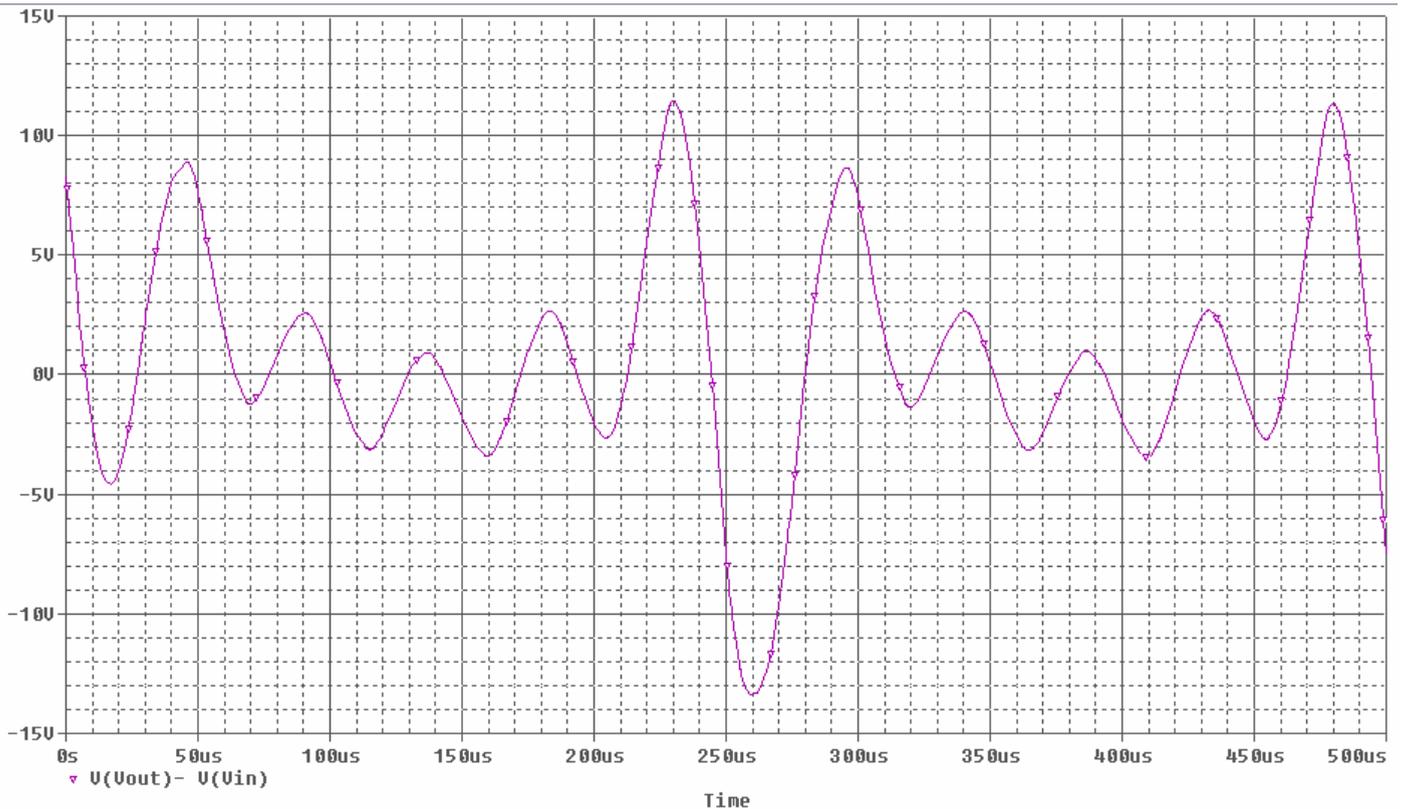
Vin, Vcamp e Vout per il campionamento a 22.05 kHz



Vout - Vin per il campionamento a 22.05 kHz

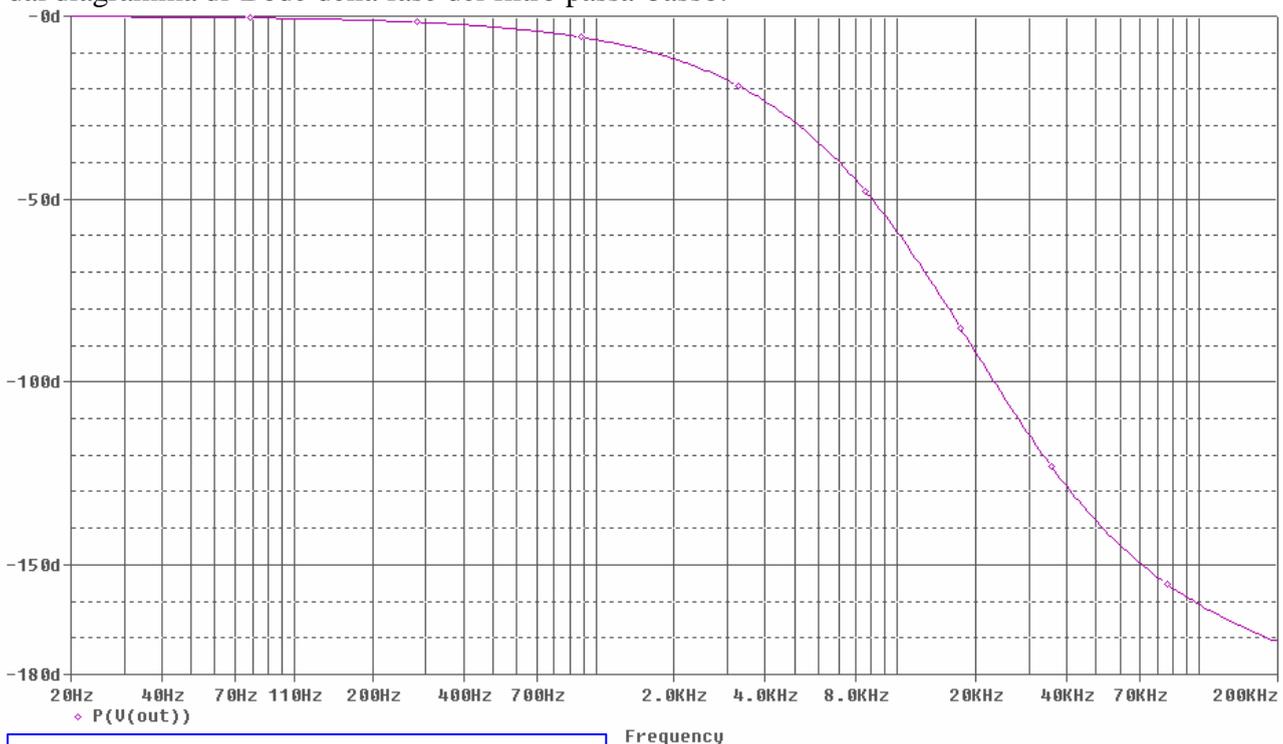


Vin, Vcamp e Vout per il campionamento a 44.1 kHz



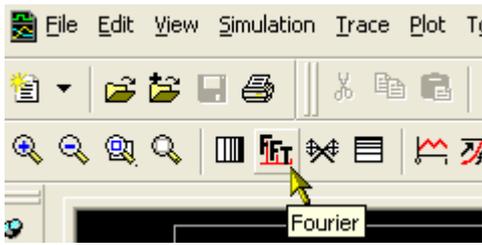
Vout - Vin per il campionamento a 44.1 kHz

Da questa serie di grafici, si può notare come all'aumentare della frequenza di campionamento diminuisca la durata della fase di hold riducendo così la perdita d'informazione che è notevole quando la frequenza di campionamento scelta non rispetta il teorema di Nyquist. Inoltre, si vede che i grafici della differenza tra il segnale originale e il segnale a valle dell'elaborazione sono veramente poco significativi, soprattutto perché il segnale filtrato subisce intorno alla frequenza di 20 kHz uno sfasamento di 90°. Tale sfasamento è minore per frequenze inferiori come si può notare dal diagramma di Bode della fase del filtro passa-basso:



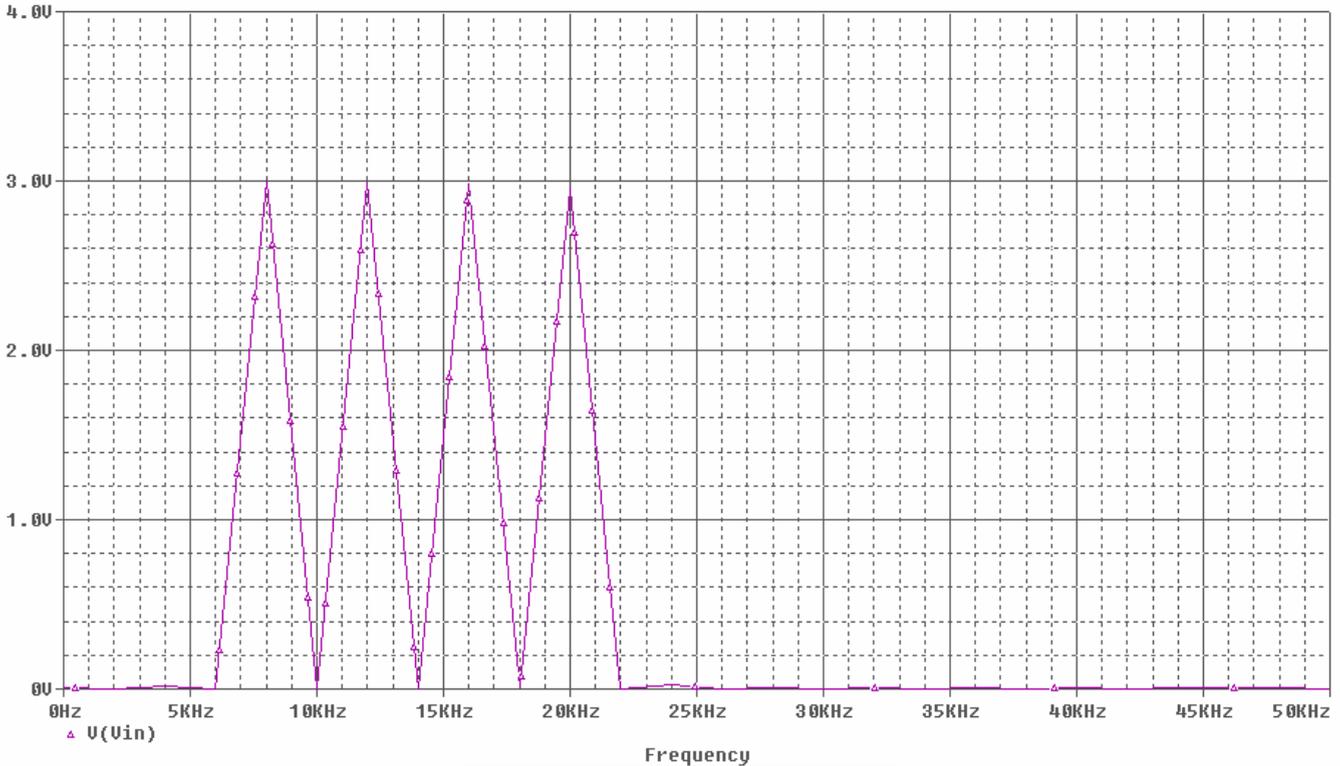
andamento della fase all'uscita del filtro passa-basso

Un'analisi più accurata delle prestazioni del circuito al variare della frequenza di campionamento si può ottenere adottando la trasformata di Fourier. Per ciò si utilizza l'icona della trasformata di Fourier che permette di permutare tra l'analisi nel dominio del tempo e l'analisi nel dominio della frequenza.



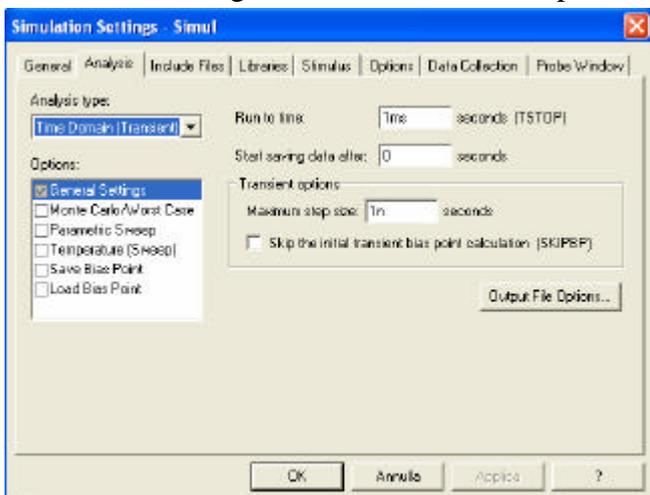
icona della trasformata di Fourier

Il segnale d'ingresso è costituito dalla somma di quattro sinusoidi di ampiezza pari a 3 V e quindi, la rappresentazione in frequenza consiste in quattro impulsi di ampiezza di 3 V e centrati in 8 kHz, 12 kHz, 16 kHz e 20 kHz.



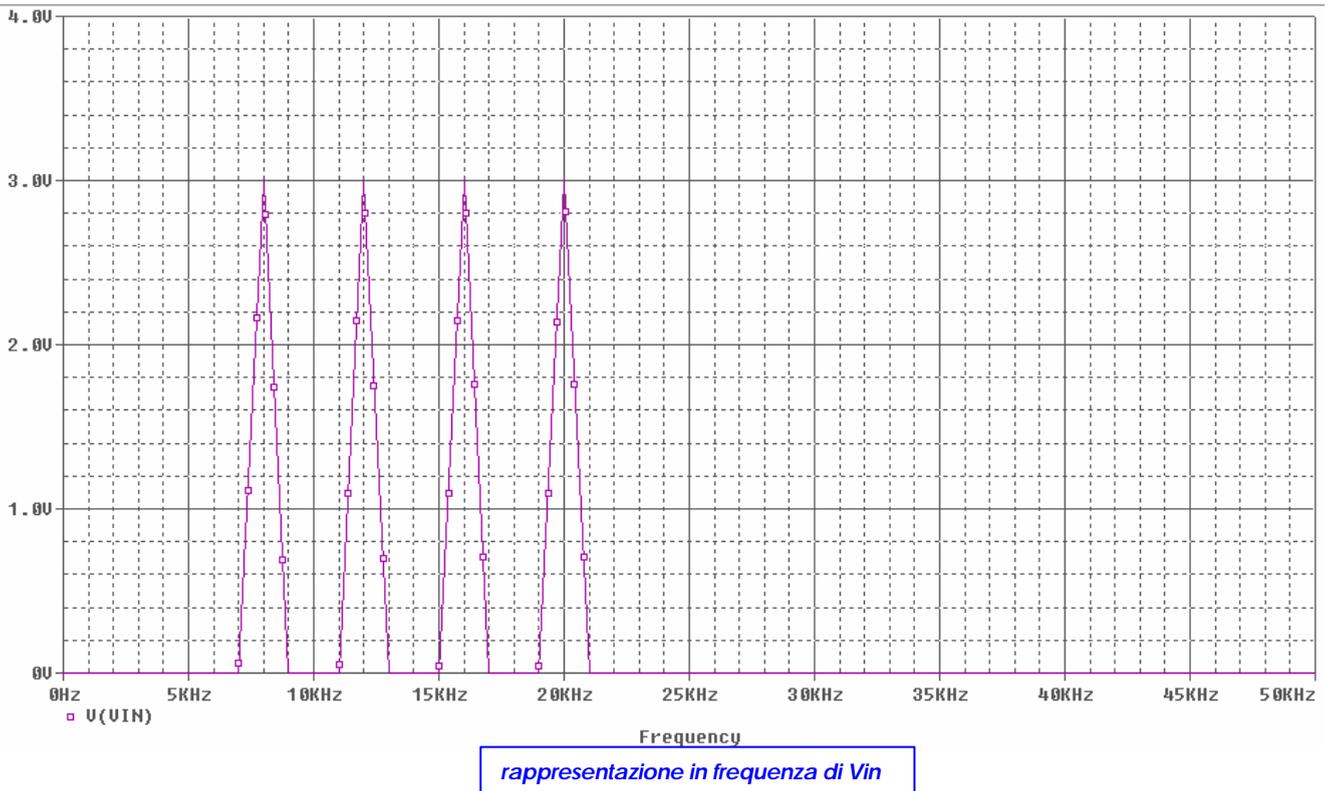
rappresentazione in frequenza di Vin

Per avere una migliore definizione dello spettro si possono cambiare i parametri della simulazione come segue ottenendo una larghezza della riga spettrale di 2 kHz invece di 4 kHz. Per questo scopo, bisogna porre il massimo intervallo di campionamento piccolo rispetto alla durata della simulazione. Impostando i parametri in questo modo, la durata della simulazione sarà decisamente più lunga.



impostazione della simulazione

Si ottiene così il seguente spettro:



Dalla teoria si sa che ad un campionamento nel dominio del tempo corrisponde una replica nel dominio della frequenza. Inoltre, il fatto che il segnale d'ingresso sia moltiplicato per un'onda rettangolare v_c implica che le repliche vengano modulate dal seno cardinale (sinc). Con riferimento alla notazione utilizzata in precedenza si ha:

$$v_{camp} = v_{in} \cdot v_c = v_{in} \cdot \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \text{rect}_{t_s}(t-kT) = v_{in} \cdot \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \text{rect}_{t_s}(t) \cdot \mathbf{d}(t-kT) = \text{rect}_{t_s}(t) \cdot [v_{in} \cdot \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \mathbf{d}(t-kT)]$$

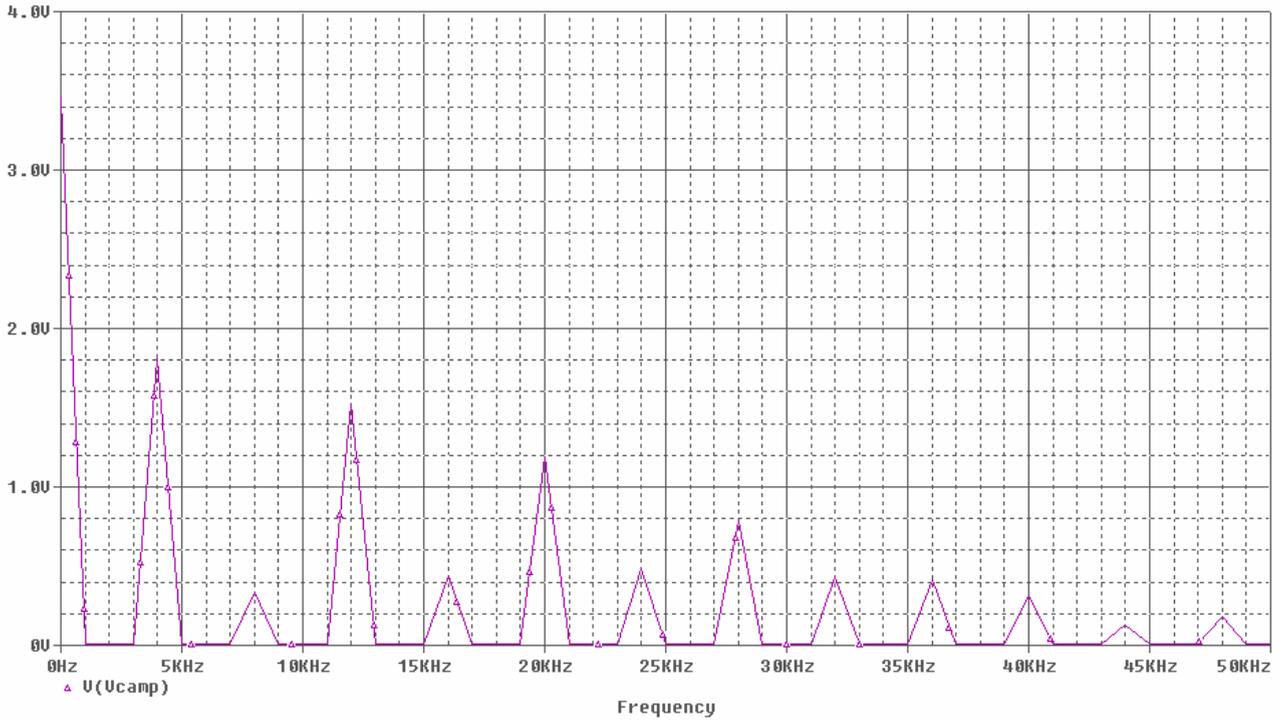
La trasformata di Fourier di quest'espressione è:

$$\begin{aligned} \mathfrak{F}[v_{camp}] &= \frac{1}{2p} \int_{-\infty}^{+\infty} \mathfrak{F}[\text{rect}_{t_s}(t)] \cdot \mathfrak{F}[v_{in} \cdot \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \mathbf{d}(t-kT)] d\mathbf{l} = t_s \cdot \frac{\text{sin}\left(\frac{\mathbf{w} \cdot t_s}{2}\right)}{\frac{\mathbf{w} \cdot t_s}{2}} \cdot \frac{\mathbf{w}_{camp}}{2p} \cdot \sum_{k=-\infty}^{+\infty} v_{in}(\mathbf{w} - k\mathbf{w}_{camp}) = \\ &= t_s \cdot \text{Sinc}\left(\frac{\mathbf{w} \cdot t_s}{2p}\right) \cdot \frac{\mathbf{w}_{camp}}{2p} \cdot \sum_{k=-\infty}^{+\infty} v_{in}(\mathbf{w} - k\mathbf{w}_{camp}) \end{aligned}$$

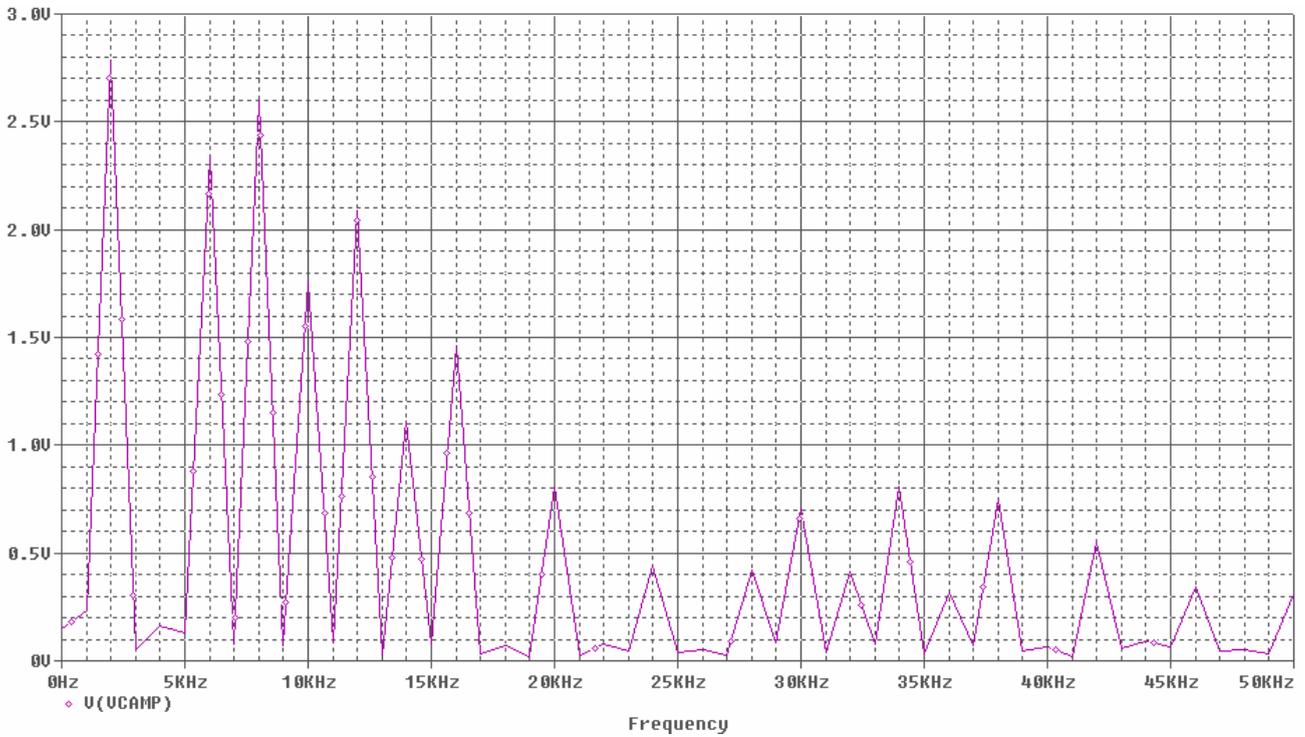
in cui \mathbf{w}_{camp} è la pulsazione di campionamento.

Nel nostro caso, bisogna però porre un po' d'attenzione perché il segnale ottenuto a valle del campionamento non è una vera e propria moltiplicazione tra v_{in} e v_c perché il condensatore C1 mantiene la carica accumulata durante la fase di sample. Questo significa che le espressioni ricavate in precedenza non sono descrittive completamente del campionamento che avviene nel circuito simulato. Però la base sulla quale dobbiamo fare le nostre considerazioni è quella.

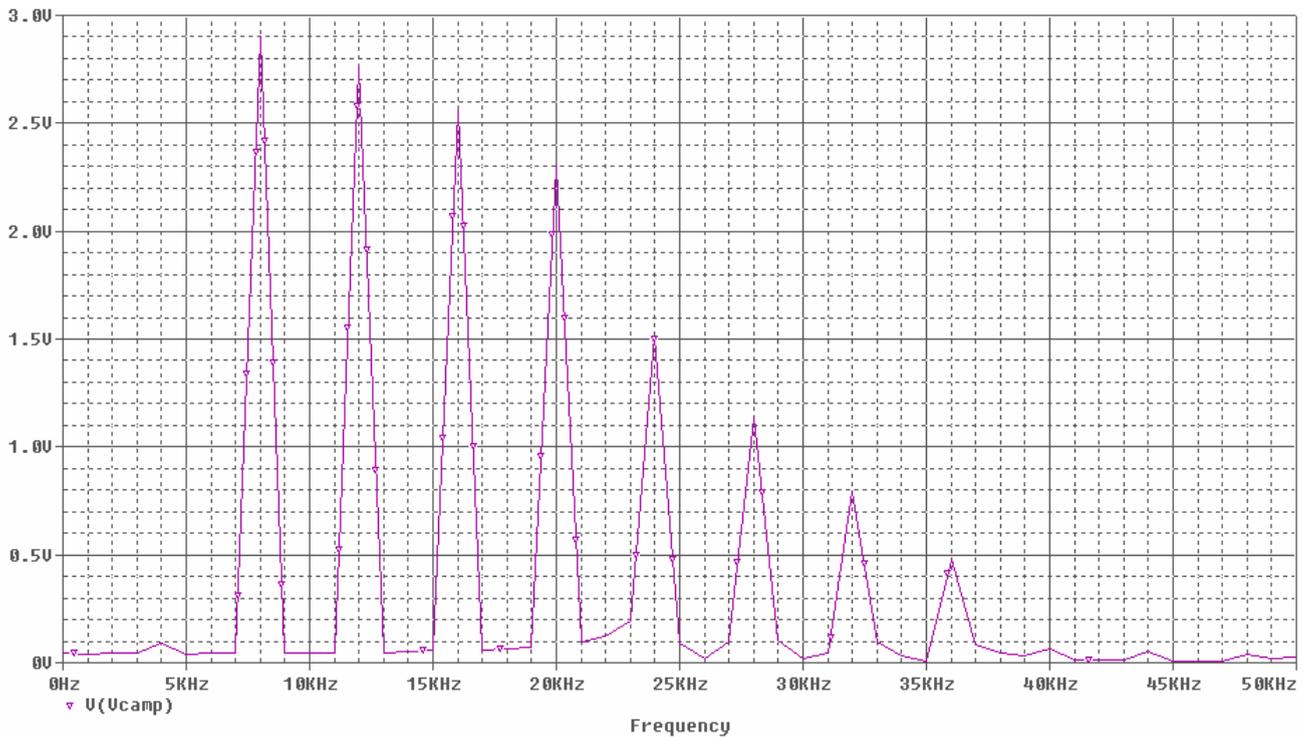
Vediamo quali sono le rappresentazioni in frequenza dei segnali campionati.



rappresentazione in frequenza di Vcamp (8 kHz)



rappresentazione in frequenza di Vcamp (22.05 kHz)

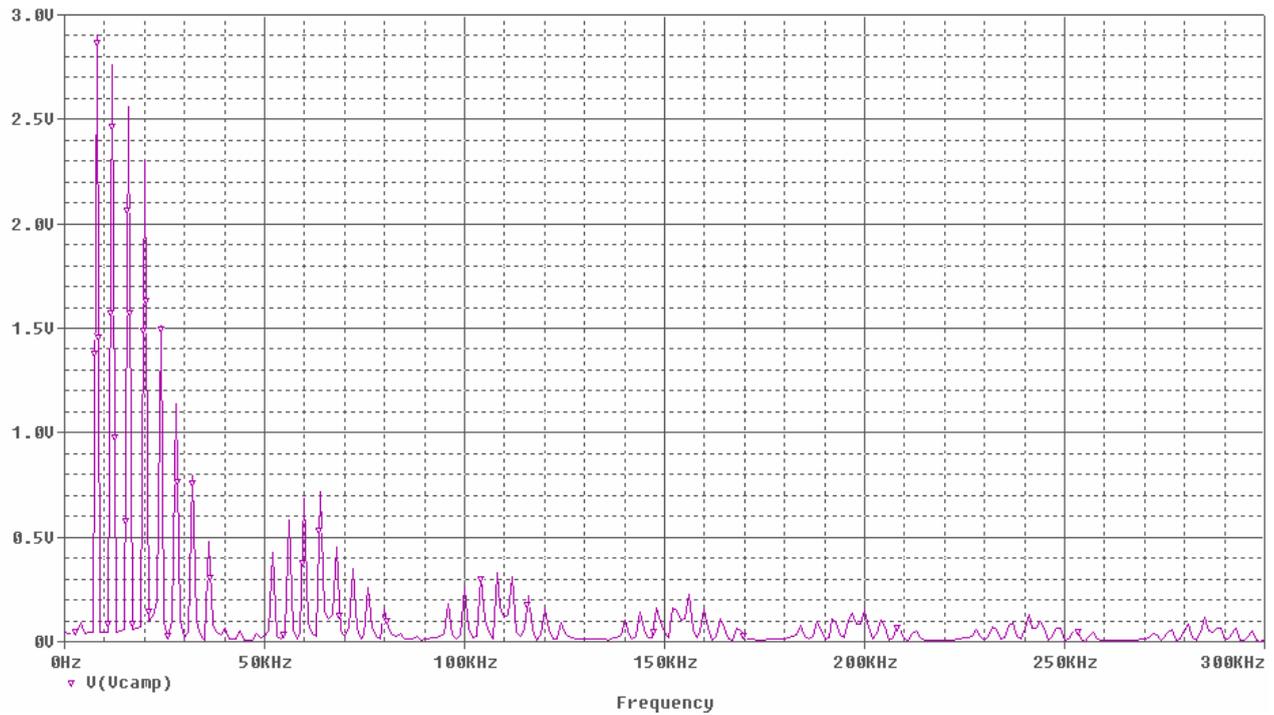


rappresentazione in frequenza di Vcamp (44.1 kHz)

Come si può facilmente notare l'effetto delle repliche è presente in tutti e tre i diagrammi. Infatti si notano le frequenze che vengono ad aggiungersi al segnale originale. Si vede anche come il campionamento a 44.1 kHz mantenga maggiormente l'informazione del segnale d'ingresso: infatti si notano molto bene gli impulsi presenti alle frequenze di 8 kHz, 12 kHz, 16 kHz e 20 kHz e l'attenuazione che si ha all'aumentare della frequenza. Negli altri due casi, ciò è meno evidente. Inoltre, si può osservare come il campionamento ad 8 kHz introduca una forte componente continua dovuta ai lunghi periodi di hold che inevitabilmente si hanno adottando basse frequenze di campionamento. Questa è tra l'altro praticamente assente nel campionamento a 44.1 kHz.

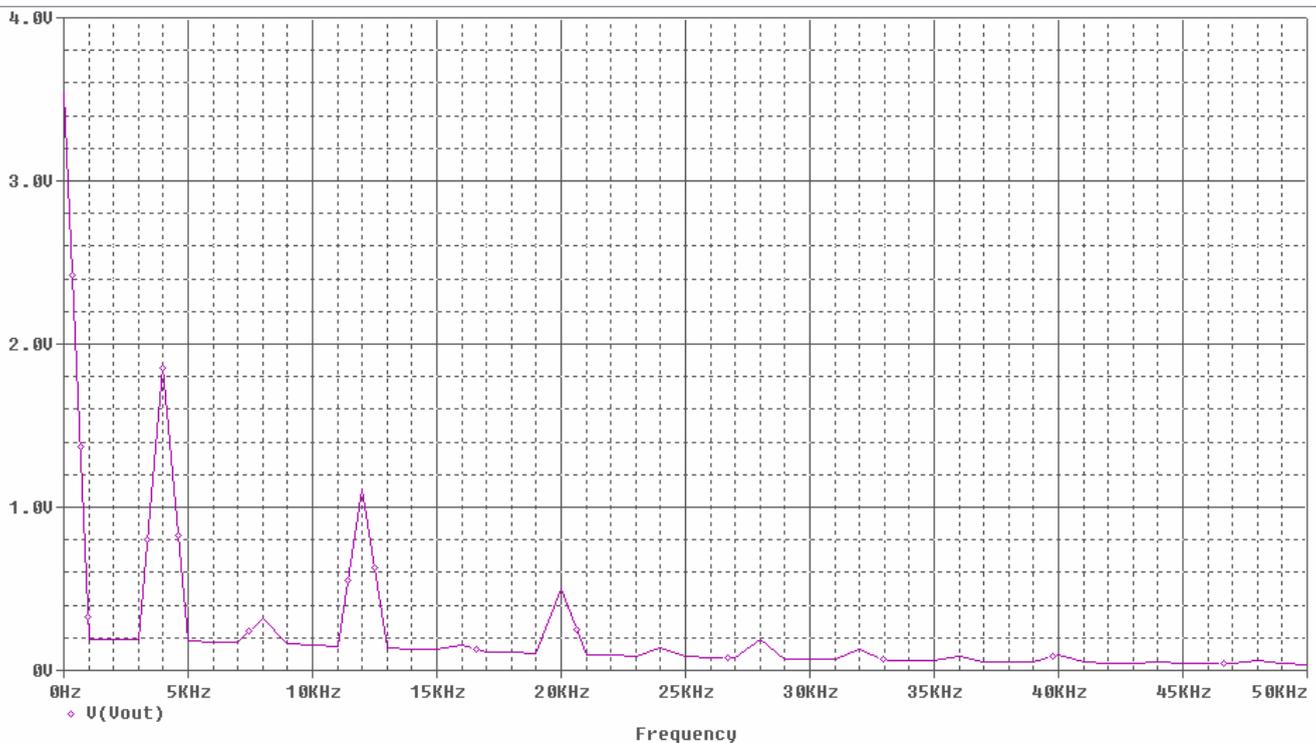
L'andamento modulato dal seno cardinale si può evidenziare se si aumenta il range dell'asse delle frequenze da 50 kHz a 300 kHz.

Osserviamo quest'andamento per la frequenza di campionamento di 44.1 kHz:

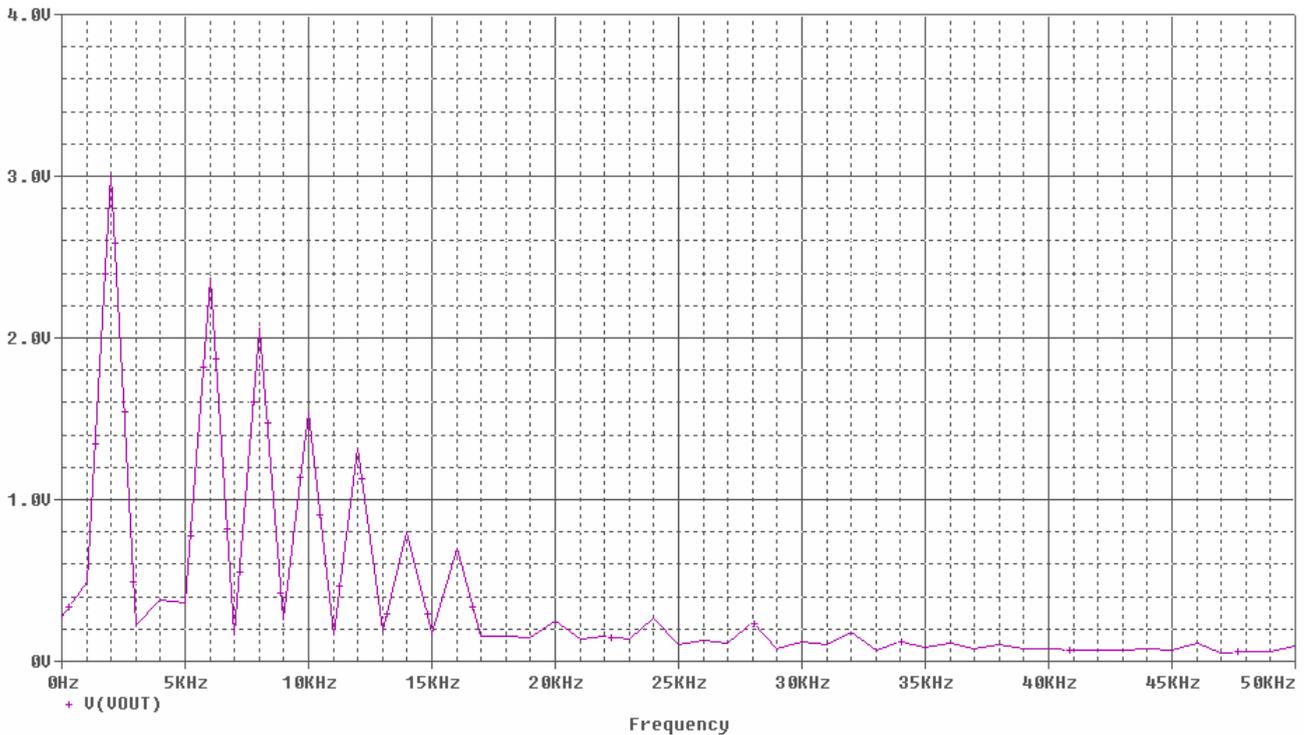


representazione in frequenza di V_{camp} (44.1 kHz): andamento del tipo sinc

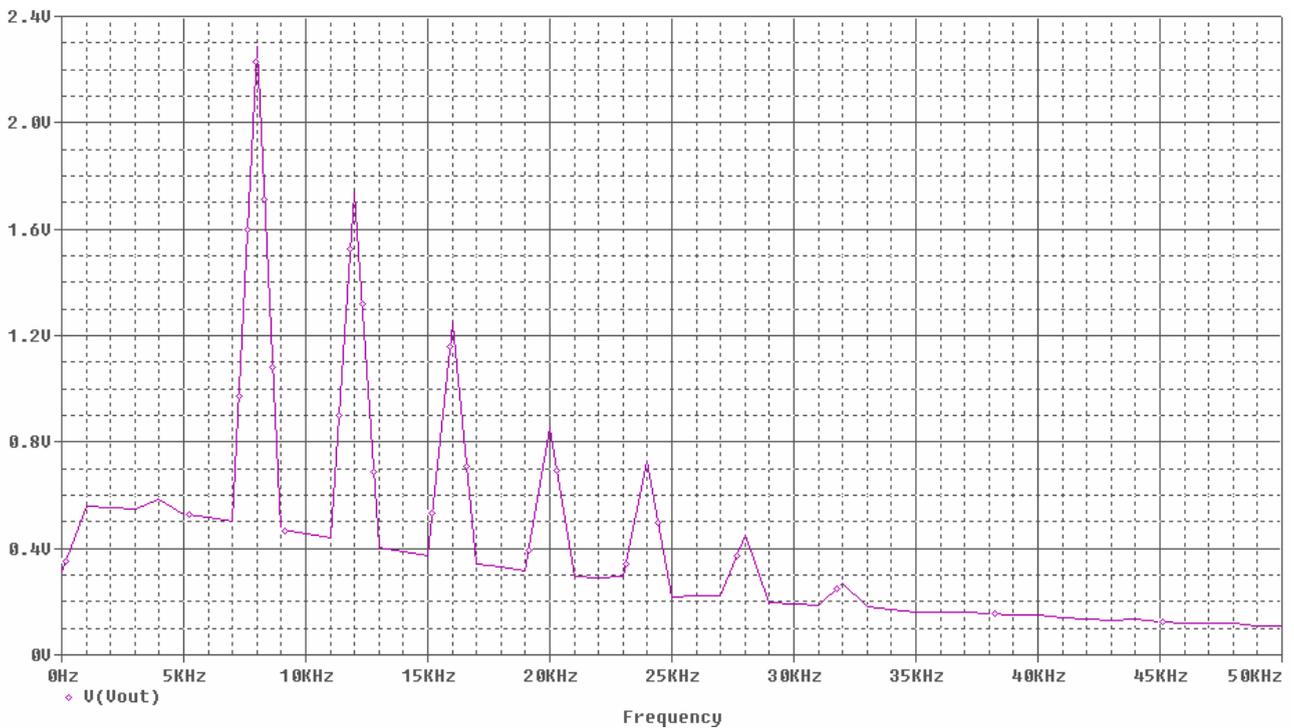
Dopo il filtraggio si dovrebbe riottenere il segnale originale e quindi nel grafico della trasformata di Fourier dovrebbero essere visibili i picchi degli impulsi a frequenza 8 kHz, 12 kHz, 16 kHz, 20 kHz.



representazione in frequenza di V_{out} (8 kHz)



rappresentazione in frequenza di Vout (22.05 kHz)



rappresentazione in frequenza di Vout (44.1 kHz)

Si nota che i picchi sono abbastanza visibili nel caso a 44.1 kHz; il risultato però non è perfetto a causa dell'utilizzo di un filtro non abbastanza selettivo. Comunque negli altri due casi, l'informazione persa è molto maggiore. Infatti, nella situazione del campionamento a 22.05 kHz, l'impulso a 20 kHz è stato molto attenuato. Vi sono inoltre contributi elevati alle basse frequenze e

una distorsione dovuta (oltre alle righe di bassa frequenza) all'introduzione di nuove frequenze comprese tra 8 kHz e 20 kHz. Anche nel campionamento a 8 kHz si hanno delle perdite di questo tipo ancor più evidenti ed in più è presente una componente continua non indifferente.

Da questa simulazione si nota come sia plateale la differenza tra segnali campionati a frequenze diverse. Nel caso di un'applicazione ad alta fedeltà, è indispensabile quindi utilizzare una frequenza di campionamento adeguata per non incorrere a distorsioni dovute essenzialmente all'introduzione di frequenze aggiuntive. Inoltre, adottando queste accortezze, si riduce l'attenuazione delle frequenze in gioco.

ELENCO COMPONENTI

QUANTITA'	COMPONENTE	RIFERIMENTO	NOTA	
2	LF411	U1, U2	Amplificatore operazionale	
1	CD4016	U3	4 interruttori analogici	
2	10 k Ω	R1, R2	Resistori serie E24	
2	820 pF	C2, C3	Condensatore ceramico	
1	6.8 nF	C1	Condensatore poliestere	8 kHz
1	2.2 nF	C1	Condensatore poliestere	22.05 kHz
1	1.5 nF	C1	Condensatore poliestere	44.1 kHz

Se si vuole realizzare il circuito su basetta (PCB: Printed Circuit Board), bisogna prevedere l'utilizzo di zoccoli DIL (Dual In Line) per l'inserimento dei circuiti integrati. Inoltre, sono necessari dei connettori a 2 e 3 poli per l'applicazione dell'alimentazione e del segnale v_{in} , e per il prelievamento dei segnali v_{out} (ed eventualmente v_{df} nel caso in cui venga realizzato anche l'amplificatore da strumentazione). Per la realizzazione su PCB, conviene utilizzare l'integrato LM324 al posto dei due LF411. Consideriamo di realizzare il circuito senza l'amplificatore da strumentazione. In fase di collaudo, si potrà sempre fare l'analisi del segnale differenza usando un buon oscilloscopio (nel dominio del tempo) ed un analizzatore di spettro (nel dominio della frequenza).

QUANTITA'	COMPONENTE	NOTA
2	Zoccolo DIL 14 poli passo 7.62 mm	Per inserimento degli integrati LM324 e CD4016
2	Connettore a 2 poli	Per applicare v_{in} e per prelevare v_{out}
1	Connettore a 3 poli	Per applicare l'alimentazione $+V_{cc}$, $-V_{cc}$, massa

PREZZI COMPONENTI PER REALIZZAZIONE SU PCB

COMPONENTE	QUANTITA'	PREZZO UNITARIO	PREZZO COMPLESSIVO
LM324	1	€0.86	€0.86
CD4016	1	€0.38	€0.38
Resistore 10 kΩ da ¼ W	2	€0.04	€0.08
Condensatore poliestere (6.8 nF/2.2 nF/1.5 nF)	3	€0.17	€0.51
Condensatore ceramico 820 pF	2	€0.08	€0.16
Zoccolo DIL 14 poli passo 7.62 mm	2	€0.32	€0.64
Connettore a 2 poli	2	€0.13	€0.26
Connettore a 3 poli	1	€0.16	€0.16
Basetta ramata presensibilizzata	1	€2.00	€2.00
TOTALE	15	////////////////////	€5.05

- ✚ J. Millman, A. Grabel – Microelettronica – Mc Graw-Hill
- ✚ G. Biondo, E. Sacchi – Manuale di elettronica e telecomunicazioni – Hoepli
- ✚ E. Cuniberti, L. De Lucchi, B. De Stefano – Elettronica: componenti e tecniche circuitali – Petrini
- ✚ E. Cuniberti, L. De Lucchi, B. De Stefano – Elettronica: dispositivi e sistemi – Petrini
- ✚ G. Portaluri, E. Bove – Tecnologie e disegno per la progettazione elettronica – Tramontana
- ✚ A. Kostopoulos – Corso di telecomunicazioni – Petrini
- ✚ G. Ricci, M. E. Valcher – Segnali e sistemi – Libreria Progetto