

Università degli Studi di Ferrara
Corso di Laurea in Ingegneria Elettronica



Laboratorio di Elettronica

Relazione di Laboratorio
di
Tarin Gamberini

Corso di Laboratorio di Elettronica (Vecchio Ordinamento)
Anno Accademico 2001/2002
Prof. A. Corticelli

INDICE

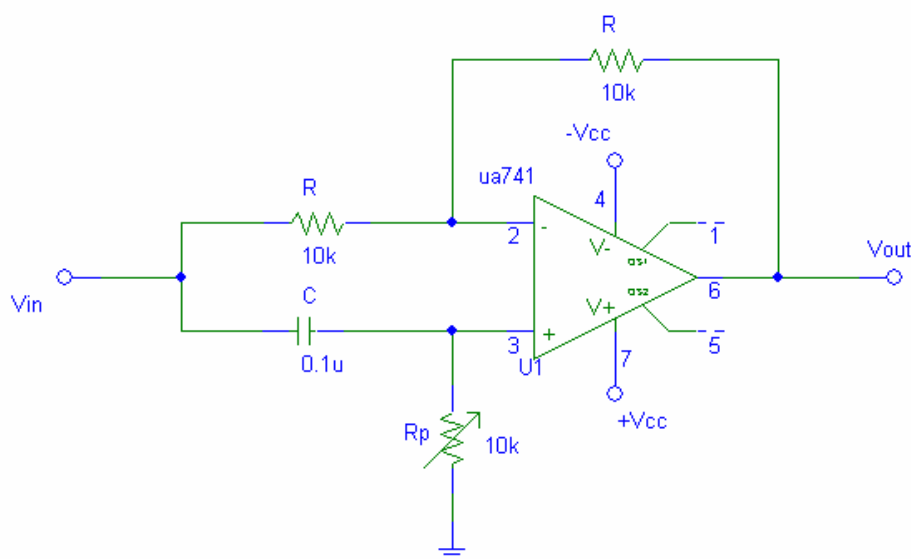
RETE SFASATRICE	3
DERIVATORE	9
INTEGRATORE	13
AMPLIFICATORE LOGARITMICO	17
FILTRO PASSA BASSO DEL II ORD. A RETROAZIONE SEMPLICE	21
FILTRO PASSA ALTO DEL II ORD. A RETROAZIONE SEMPLICE	25
FILTRO PASSA BANDA DEL II ORD. A RETROAZIONE MULTIPLA	29
MULTIVIBRATORE ASTABILE	33

Rete Sfasatrice

Scopo dell'esperienza

In questa esperienza vogliamo verificare il comportamento della rete sfasatrice realizzata con un amplificatore operazionale $\mu A741$.

Schema Circuitale



$R = 10 \text{ k}\Omega$
 $R_p = 10 \text{ k}\Omega$
 $C = 0,1\mu\text{F}$
 $V_{cc} = \pm 15 \text{ V}$

Figura 1: Rete sfasatrice

Descrizione dell'Esperienza

La rete sfasatrice di fig.1 sfasa il segnale di uscita rispetto a quello d'ingresso in funzione del valore resistivo del trimmer. E' possibile determinare l'angolo di sfasamento sfruttando la relazione:

$$\varphi = \frac{2\pi \Delta t}{\Delta T}$$

con ΔT periodo di V_{in} , o V_{out} , e Δt tempo di ritardo di V_{out} rispetto a V_{in} .

Esperienza Pratica in Laboratorio

Strumentazione Utilizzata

- Un alimentatore DC
- Un generatore di funzioni
- Un oscilloscopio digitale
- Una breadboard

Componenti Utilizzati

- Un amplificatore operazionale $\mu A741$
- $R = 10 \text{ k}\Omega$
- $R_p = 10 \text{ k}\Omega$
- $C = 0,1 \mu\text{F}$

Ponendo in ingresso un segnale sinusoidale di ampiezza sufficiente e di frequenza $f_{in} = 1 \text{ kHz}$ abbiamo visualizzato sull'oscilloscopio il segnale di ingresso e d'uscita misurando il relativo ritardo Δt per diversi valori del potenziometro:

$R_p \text{ (k}\Omega)$	$\Delta t \text{ (ms)}$	φ
0,0005	0,52	180°
5,07	0,90	311°
9,57	0,96	332°

Esperienza Simulata in SPICE

Rete Sfasatrice

```
Vin 1 0 DC 0 AC 1 sin(0 0.8 1k)
```

```
Vcc 5 0 15
```

```
Vee 4 0 -15
```

```
R1 1 2 10k
```

```
R2 2 6 10k
```

```
Rp 3 0 9.57k
```

```
C 1 3 0.1u
```

```
.INC c:\programmi\spice\capture\library\pspice\eval.lib
```

```
X1 3 2 5 4 6 ua741
```

```
.TRAN 0.1m 3m
```

```
.AC DEC 10 1 10meg
```

```
.PRINT TRAN V(1) V(6)
```

```
.PRINT AC V(6)
```

```
.PROBE
```

```
.END
```

L'analisi nel dominio dei tempi evidenzia per $R_p = 0,5\Omega$ uno sfasamento stimato attorno al $\Delta t = 500,0 \mu\text{sec}$ con $Er_{\Delta t} = 3,85\%$:

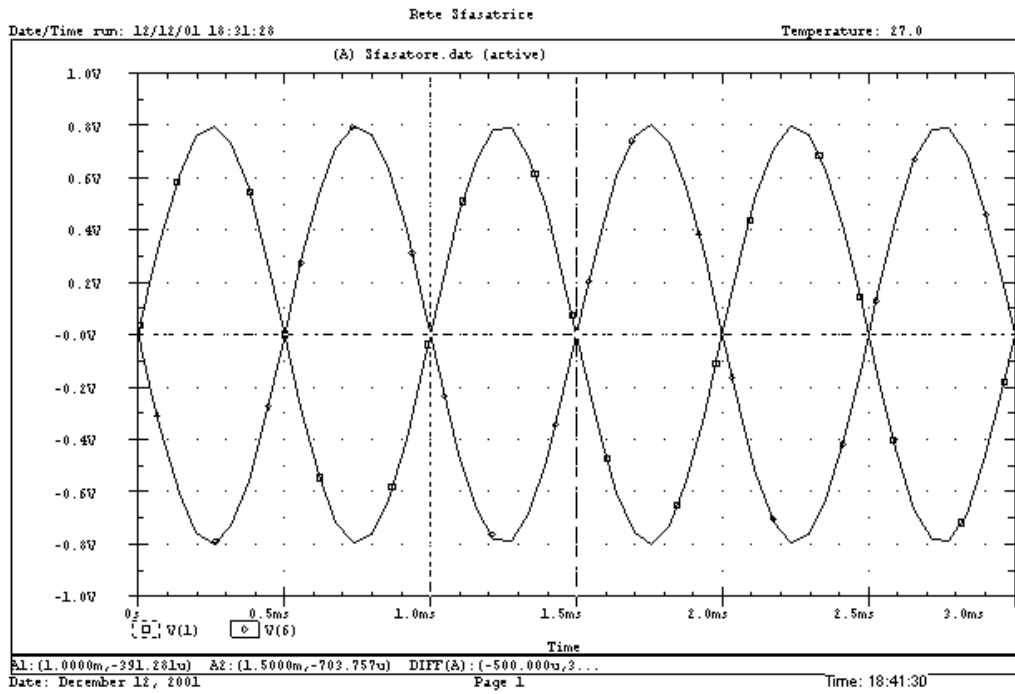


Figura 2: Sfasamento fra V_{in} e V_{out} per $R_p = 0,5\Omega$

Come confermato anche dal diagramma delle fasi ad $f_{in} = 1\text{kHz}$:

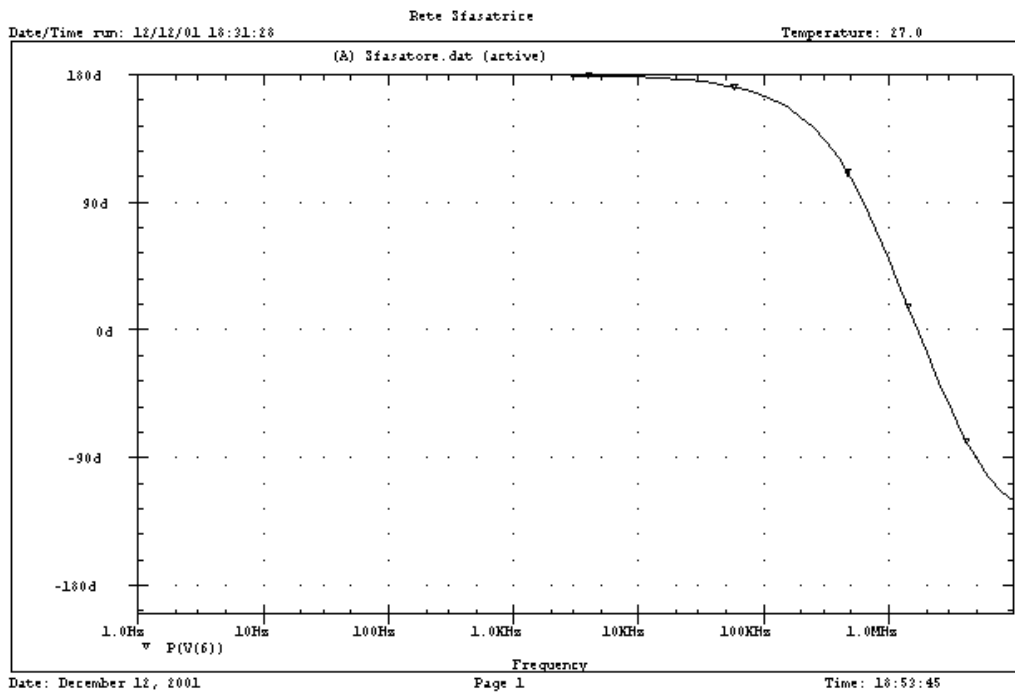


Figura 3: Diagramma di fase per $R_p = 0,5\Omega$

L'analisi nel dominio dei tempi evidenzia per $R_p = 5,07 \text{ k}\Omega$ uno sfasamento stimato attorno al $\Delta t = 907,6 \text{ }\mu\text{sec}$ con $Er_{\Delta t} = 0,84\%$:

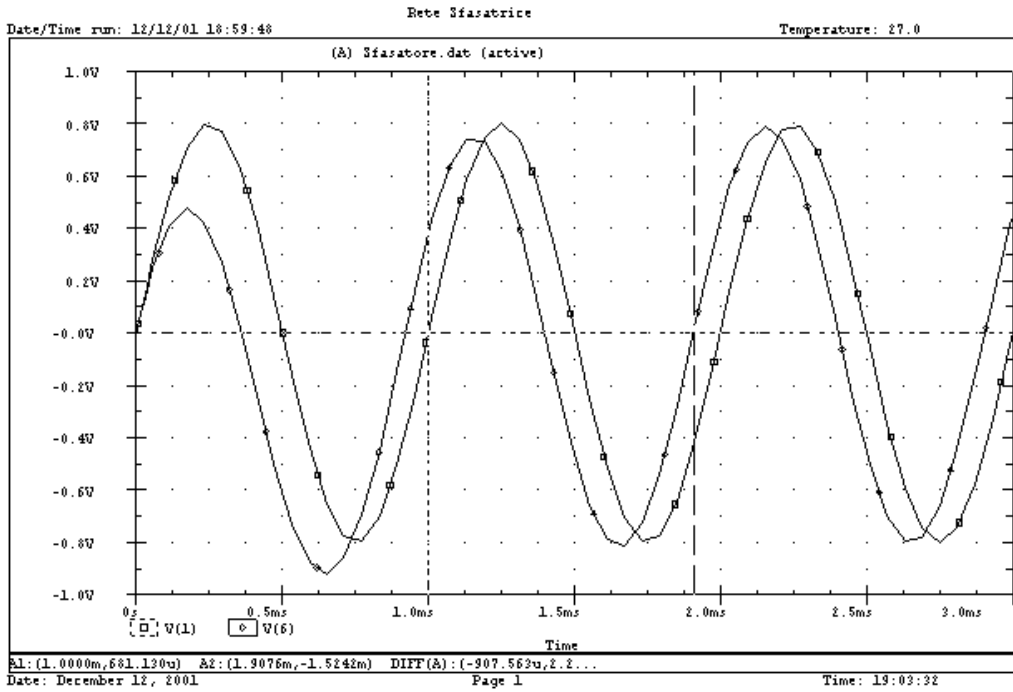


Figura 4: Sfasamento fra V_{in} e V_{out} per $R_p = 5,07 \text{ k}\Omega$

Come confermato anche dal diagramma delle fasi ad $f_{in} = 1 \text{ kHz}$:

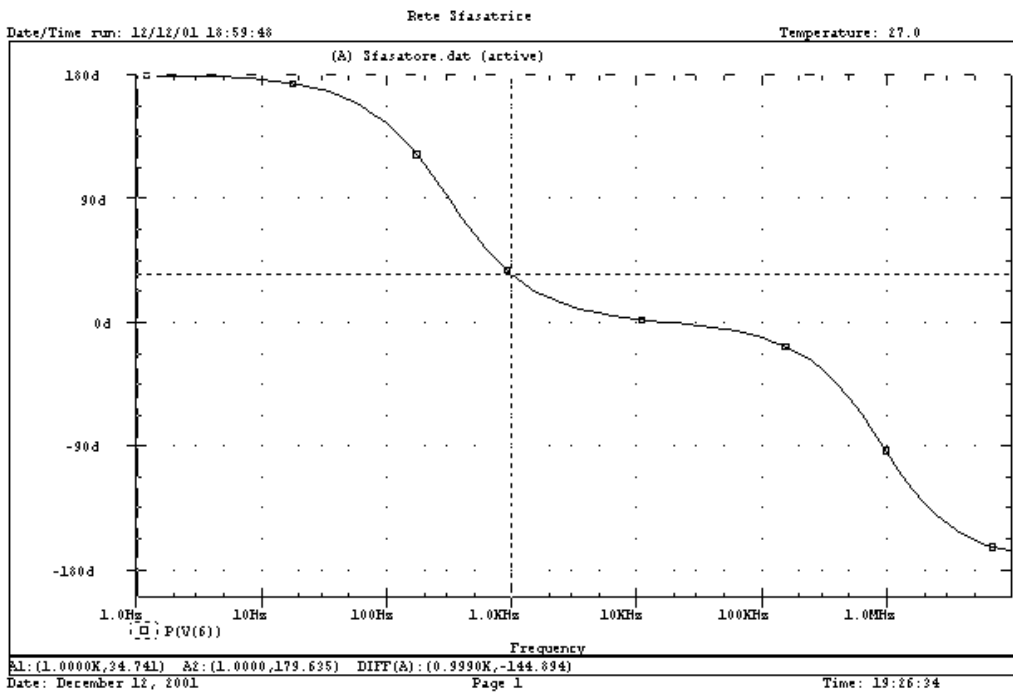


Figura 5: Diagramma di fase per $R_p = 5,07 \text{ k}\Omega$

L'analisi nel dominio dei tempi evidenzia per $R_p = 9,57 \text{ k}\Omega$ uno sfasamento stimato attorno al $\Delta t = 953,8 \text{ }\mu\text{sec}$ con $Er_{\Delta t} = 0,64\%$:

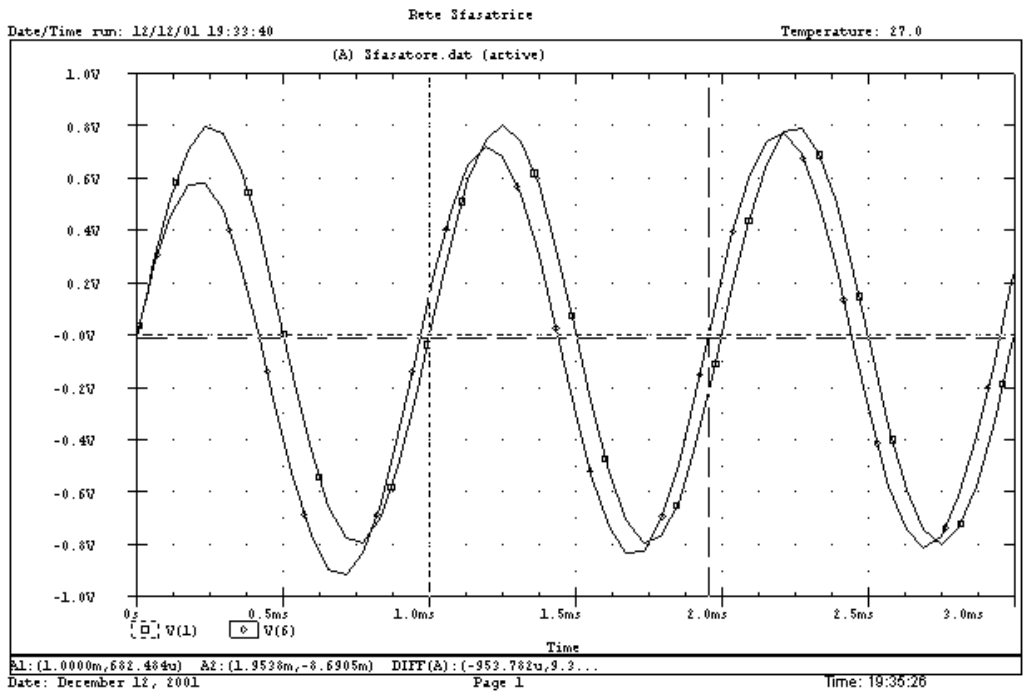


Figura 6: Sfasamento fra V_{in} e V_{out} per $R_p = 9,57 \text{ k}\Omega$

Come confermato anche dal diagramma delle fasi ad $f_{in} = 1 \text{ kHz}$.

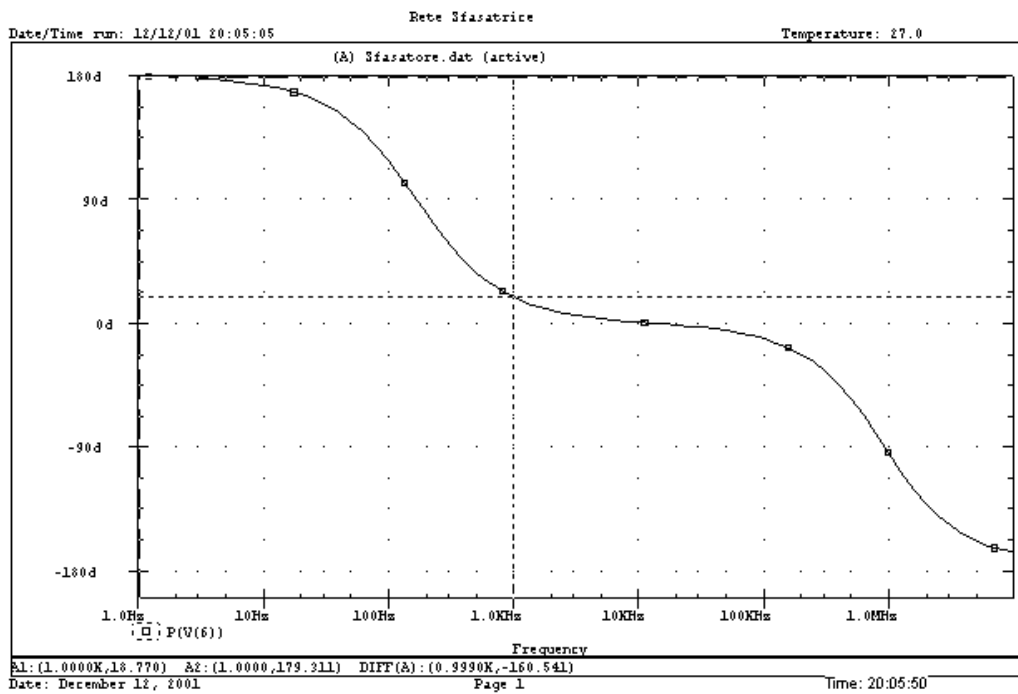


Figura 7: Diagramma di fase per $R_p = 9,57 \text{ k}\Omega$

Derivatore

Scopo dell'esperienza

In questa esperienza vogliamo effettuare uno studio nel dominio dei tempi e nel dominio delle frequenze di un derivatore realizzato con un amplificatore operazionale $\mu A741$.

Schema Circuitale

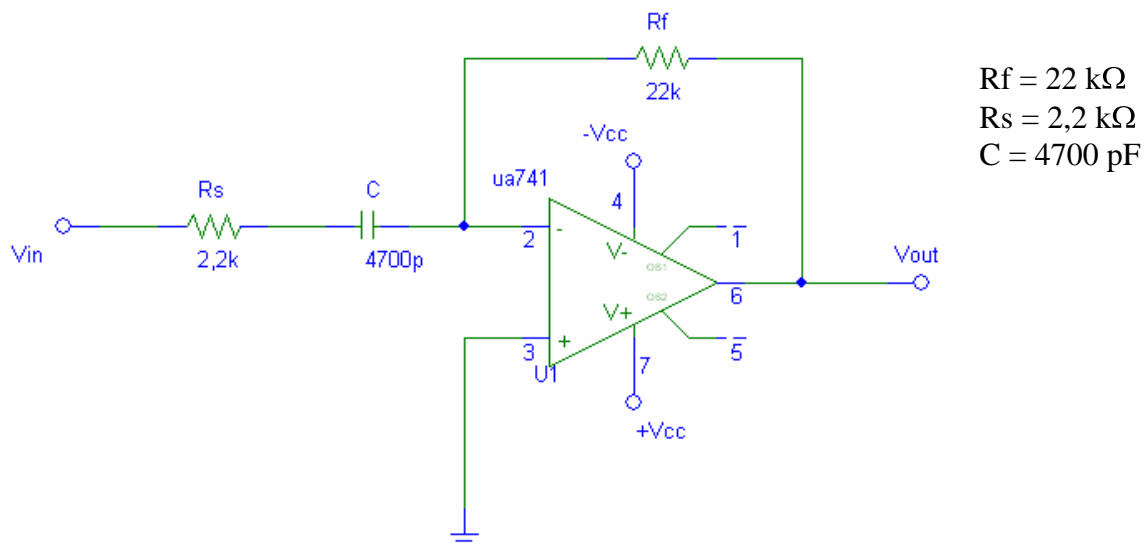


Figura 8: Circuito Derivatore

Descrizione dell'Esperienza

Il circuito derivatore in fig.1 è caratterizzato da una frequenza di taglio:

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_s C} = 15,392 \text{ kHz}$$

Se la frequenza del segnale di ingresso V_{in} è superiore ad f_c il derivatore si comporta da amplificatore invertente con guadagno in banda passante pari a:

$$A_v = -\frac{R_f}{R_s} = -10 \quad |A_v|_{dB} = 20$$

A frequenze sufficientemente inferiori ad f_c il circuito si comporta da derivatore invertente, nel senso che presenta in uscita un segnale proporzionale alla derivata del segnale di ingresso:

$$V_{out}(t) = -R_f C \frac{dV_{in}(t)}{dt}$$

Esperienza Pratica in Laboratorio

Strumentazione Utilizzata

- Un alimentatore DC
- Un generatore di funzioni
- Un oscilloscopio digitale
- Una breadboard

Componenti Utilizzati

- Un amplificatore operazionale $\mu A741$
- $R_f = 21,76 \text{ k}\Omega$ (22 k Ω)
- $R_s = 2,164 \text{ k}\Omega$ (2,2 k Ω)
- $C = 4700 \text{ pF}$

Con i componenti utilizzati ci aspettiamo una frequenza di taglio:

$$f_{c \text{ pratica}} = \frac{1}{2\pi R_s C} = \frac{1}{2\pi \cdot 2,164 \cdot 10^3 \cdot 4700 \cdot 10^{-12}} = 15,648 \text{ kHz}$$

ed un guadagno in banda passante:

$$A_v = -\frac{R_f}{R_s} = -\frac{21,76 \cdot 10^3}{2,164 \cdot 10^3} = -10,06 \quad |A_v|_{dB} = 20,05$$

Ponendo in ingresso un onda triangolare di ampiezza $V_{in} = 1 \text{ Vpp}$ e di frequenza $f_{in} = 25 \text{ kHz}$, superiore alla frequenza di taglio, in uscita misuriamo una $V_{out} = 10,80 \text{ Vpp}$. Il guadagno in banda passante ottenuto risulta:

$$A_v = -\frac{V_{out}}{V_{in}} = -\frac{10,80}{1} \cong -10,80 \quad |A_v|_{dB} = 20,66$$

Infine abbiamo misurato la frequenza di taglio osservando quando il modulo del guadagno si riduceva a:

$$|A_v(j2\pi f_c)| = \frac{|A_v(j2\pi f_p)|}{\sqrt{2}} = \frac{10,80}{\sqrt{2}} \cong 7,64 = 17,66 \text{ dB}$$

ottenendo $f_c = 15,75 \text{ kHz}$ con un errore relativo $Er_{fc} = 2,3 \%$ rispetto alla teorica.

Esperienza Simulata in SPICE

Derivatore - Risposta in Frequenza

```
Vin 1 0 DC 0 AC 1 PULSE(-1 1 0 1m 1m 1f 2m)
Vcc 5 0 DC 15
Vee 4 0 DC -15
```

```
Rs 1 2 2.2k
Rf 3 6 22k
C1 2 3 4700p
```

```
* Include la libreria di standard di modelli e sottocircuiti
.INC c:\programmi\spice\capture\library\pspice\eval.lib
X1 0 3 5 4 6 ua741
```

```
.TRAN 100u 6m
.AC DEC 10 1 1meg
```

```
.PRINT TRAN V(1)
.PRINT TRAN V(1) V(6)
.PRINT AC V(6)
.PROBE
.END
```

L'analisi in transitorio (.TRAN) evidenzia come applicando all'ingresso una forma d'onda triangolare alla frequenza $f_{in} = \frac{1}{2 \cdot 10^{-3}} = 0,5kHz$, di molto inferiore a quella di taglio, venga trasformata in uscita come un'onda rettangolare. In uscita abbiamo un segnale proporzionale alla derivata dell'ingresso.

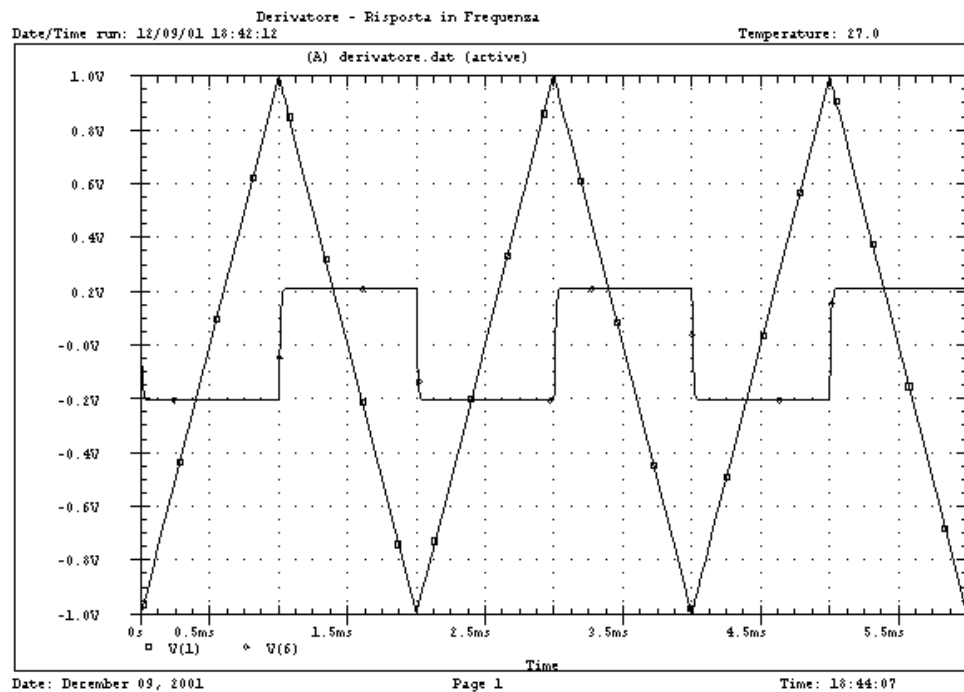


Figura 9: Analisi in transitorio

L'analisi nel dominio delle frequenze (.AC) evidenzia un guadagno in banda passante $|A_v| = 9.929 = 19,94 \text{ dB}$ con un errore relativo $Er_{A_v} = 0,71\%$ rispetto al teorico. Mentre la frequenza di taglio, in cui il guadagno si riduce a:

$$|A_v(j2\pi fc)| = \frac{|A_v(j2\pi fp)|}{\sqrt{2}} = \frac{9.929}{\sqrt{2}} \cong 7,021 = 16,93 \text{ dB}$$

viene stimata attorno ai $f_c = 13,629$ kHz con un errore relativo $Er_{fc} = 11,45\%$ rispetto alla teorica.

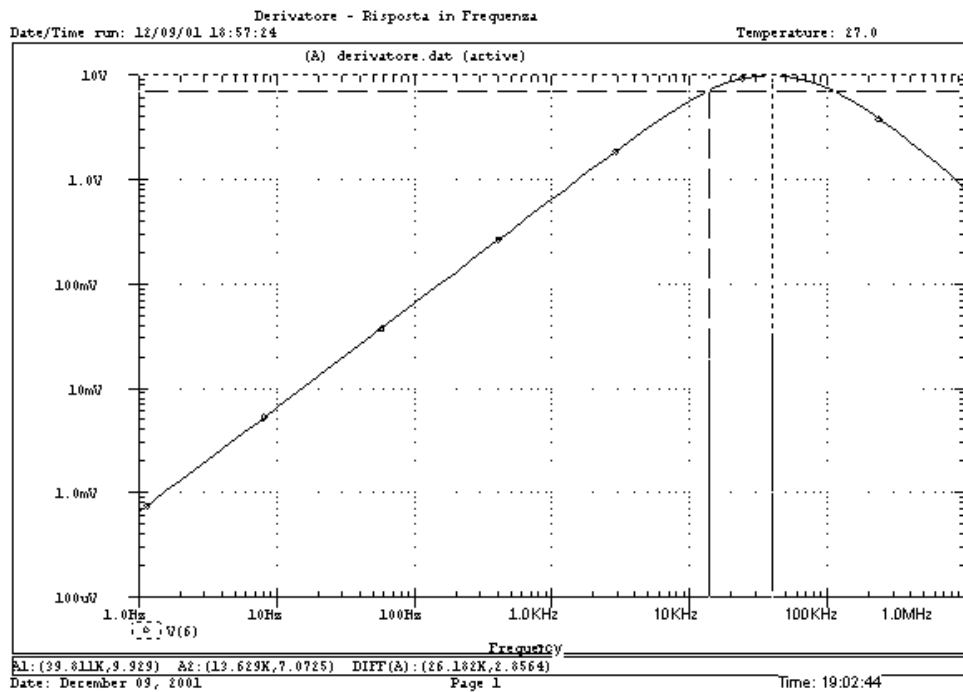


Figura 10: Analisi nel dominio delle frequenze

Osservazioni

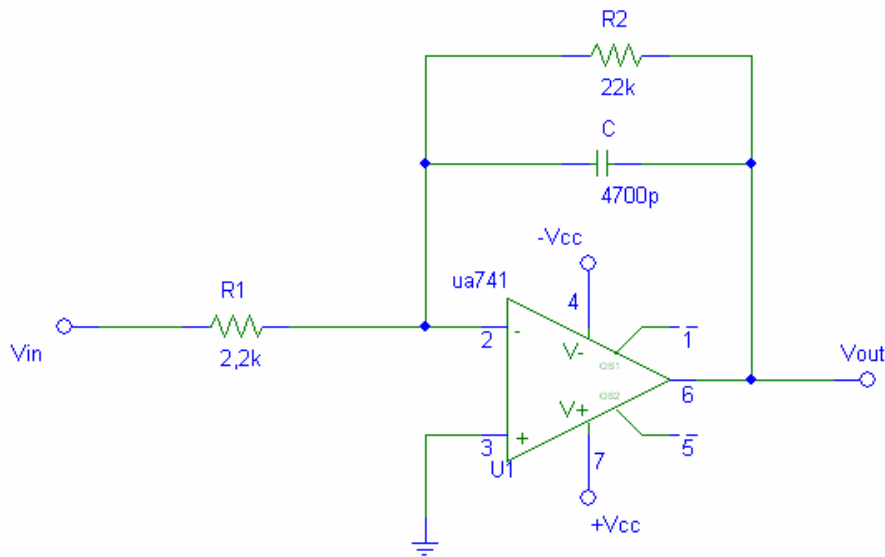
In figura 3 non si nota il classico comportamento ad alta frequenza di un filtro passa alto. Molto probabilmente perché entrano in gioco gli effetti parassiti capacitivi evidentemente contemplati nel modello di simulazione adottato da SPICE.

Integratore

Scopo dell'esperienza

In questa esperienza vogliamo effettuare uno studio nel dominio dei tempi e nel dominio delle frequenze di un integratore realizzato con un amplificatore operazionale $\mu A741$.

Schema Circuitale



$$\begin{aligned} R2 &= 22 \text{ k}\Omega \\ R1 &= 2,2 \text{ k}\Omega \\ C &= 4700 \text{ pF} \end{aligned}$$

Figura 11: Circuito Integratore

Descrizione dell'Esperienza

Il circuito integratore in fig.1 è caratterizzato da una frequenza di taglio:

$$f_c = \frac{1}{2\pi R2 C} = 1,539 \text{ kHz}$$

Se la frequenza del segnale di ingresso V_{in} è inferiore ad f_c l'integratore si comporta da amplificatore invertente con guadagno in banda passante pari a:

$$A_v = -\frac{R2}{R1} = -10 \quad |A_v|_{dB} = 20$$

A frequenze sufficientemente superiori ad f_c il circuito si comporta da integratore invertente, nel senso che presenta in uscita un segnale proporzionale all'integrale del segnale di ingresso:

$$V_{out}(t) = -\frac{1}{R1 C} \int V_{in}(t) dt$$

Esperienza Pratica in Laboratorio

Strumentazione Utilizzata

- Un alimentatore DC
- Un generatore di funzioni
- Un oscilloscopio digitale
- Una breadboard

Componenti Utilizzati

- Un amplificatore operazionale $\mu A741$
- $R2 = 21,76 \text{ k}\Omega$ (22 k Ω)
- $R1 = 2,164 \text{ k}\Omega$ (2,2 k Ω)
- $C = 4700 \text{ pF}$

Con i componenti utilizzati ci aspettiamo una frequenza di taglio:

$$f_{c_{pratica}} = \frac{1}{2\pi R2 C} = \frac{1}{2\pi \cdot 21,76 \cdot 10^3 \cdot 4700 \cdot 10^{-12}} = 1,556 \text{ kHz}$$

ed un guadagno in banda passante:

$$A_v = -\frac{R_f}{R_s} = -\frac{21,76 \cdot 10^3}{2,164 \cdot 10^3} = -10,06 \quad |A_v|_{dB} = 20,05$$

Ponendo in ingresso un onda rettangolare di ampiezza e frequenza riportate in tabella, misuriamo in uscita:

Vin (Vpp)	fin (Hz)	Vout (Vpp)
2,2	300	20,0
2,2	1000	19,53

Abbiamo così calcolato il guadagno in banda passante considerando l'ingresso alla frequenza di 300 Hz, inferiore a quella di taglio, ottenendo:

$$|A_v| = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{20,0}{2,2} \cong 9,09 \quad |A_v|_{dB} = 19,17$$

Infine abbiamo misurato la frequenza di taglio osservando quando il modulo del guadagno si riduceva a:

$$|A_v(j2\pi f_c)| = \frac{|A_v(0)|}{\sqrt{2}} = \frac{9,09}{\sqrt{2}} \cong 6,43 = 16,16 \text{ dB}$$

ottenendo $f_c = 1,30 \text{ kHz}$ con un errore relativo $Er_{f_c} = 15,5 \%$ rispetto alla teorica.

Esperienza Simulata in SPICE

Integratore - Risposta in Frequenza

```
Vin 1 0 DC 0 AC 1 PULSE(-2 2 0 1n 1n 50u 100u)
Vcc 3 0 DC 15
Vee 4 0 DC -15

R1 1 2 2.2k
R2 2 5 22k
C1 2 5 4700p

.INC c:\programmi\spice\capture\library\pspice\eval.lib
X1 0 2 3 4 5 ua741

.TRAN 5u 600u
.AC DEC 10 1 1meg

.PRINT TRAN V(1) V(5)
.PRINT AC V(5)
.PROBE
.END
```

L'analisi in transitorio (.TRAN) evidenzia come applicando all'ingresso una forma d'onda rettangolare alla frequenza $f_{in} = \frac{1}{100 \cdot 10^{-6}} = 10kHz$, di molto superiore a quella di taglio, venga trasformata in uscita come un'onda triangolare. In uscita abbiamo un segnale proporzionale all'integrale dell'ingresso.

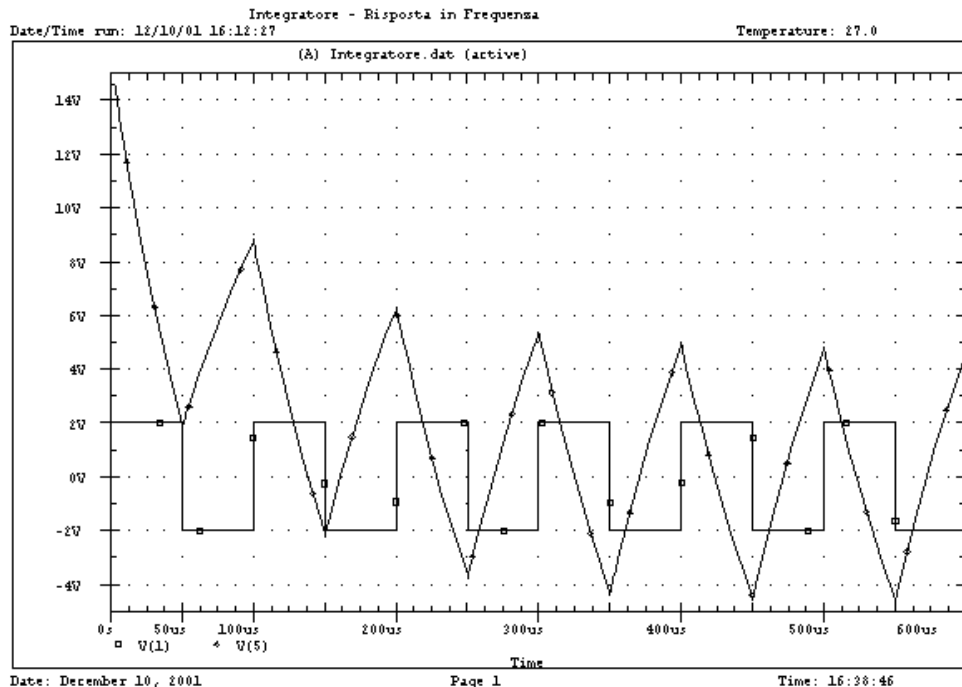


Figura 12: Analisi in transitorio

L'analisi nel dominio delle frequenze (.AC) evidenzia un guadagno in banda passante $|A_v| = 9.999 = 19,99 \text{ dB}$ con un errore relativo $Er_{A_v} = 0,01\%$ rispetto al teorico. Mentre la frequenza di taglio, in cui il guadagno si riduce a:

$$|A_v(j2\pi fc)| = \frac{|A_v(0)|}{\sqrt{2}} = \frac{9.999}{\sqrt{2}} \cong 7,07 = 16,98 \text{ dB}$$

viene stimata attorno ai $f_c = 1,501 \text{ kHz}$ con un errore relativo $Er_{fc} = 2,5\%$ rispetto alla teorica.

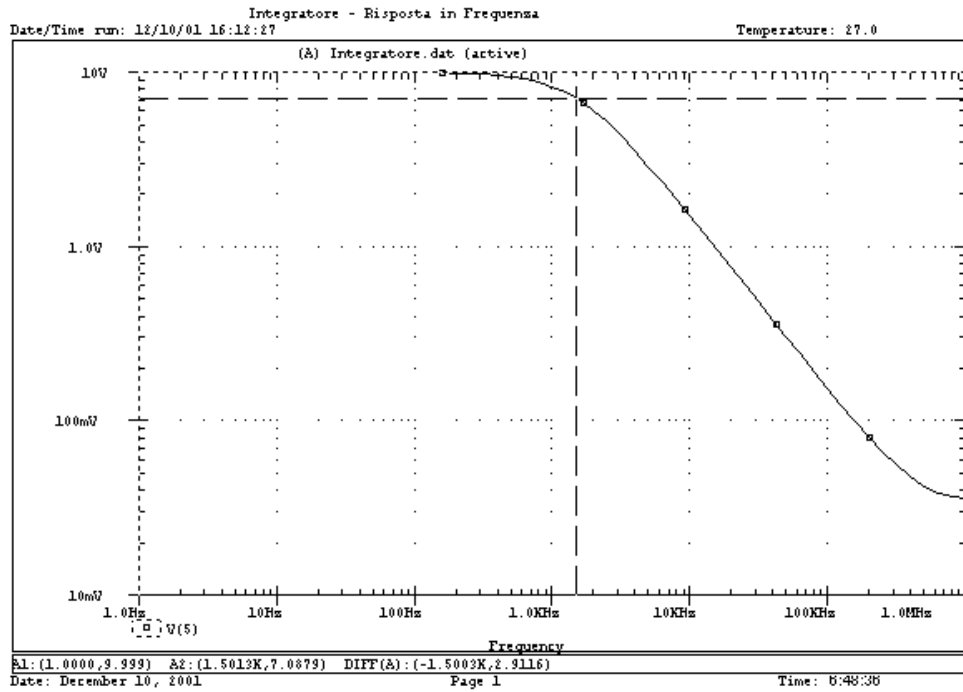


Figura 13: Analisi nel dominio delle frequenze

Amplificatore Logaritmico

Scopo dell'esperienza

In questa esperienza vogliamo effettuare uno studio nel dominio dei tempi di un amplificatore logaritmico realizzato con un amplificatore operazionale $\mu A741$.

Schema Circuitale

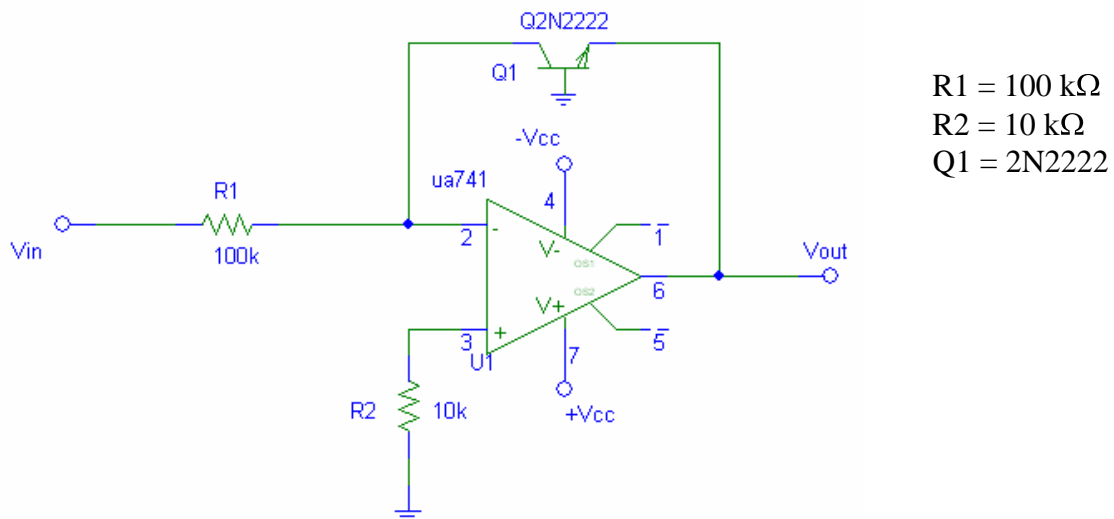


Figura 14: Amplificatore logaritmico

Descrizione dell'Esperienza

Il circuito amplificatore logaritmico in fig.1 presenta un segnale di uscita proporzionale al logaritmo del segnale di ingresso.

Il transistor NPN posto in catena di retroazione simula un diodo grazie al “cortocircuito” fra base e collettore, presentando una:

$$V_{be} = V_t \ln \frac{I_c}{I_s}$$

con V_t tensione termica ($\cong 25 \text{ mV}$) ed I_s corrente di saturazione della giunzione ($\cong 10^{-15} \text{ A}$). Il comportamento del transistor si avvicina a quello del diodo quanto più V^+ si trova a massa ossia, per il corto virtuale fra V^+ e V^- quanto più il collettore si trova allo stesso potenziale della base. Sempre per l'ipotesi di corto virtuale $V^+ - V^- = 0 \text{ V}$ e poiché $I^+ = I^- = 0 \text{ A}$:

$$I_{R1} = \frac{V_{in}}{R1 + R2} = I_c$$

Bilanciando le tensioni alla maglia di retroazione:

$$V_{out} \cong -V_t \ln \frac{V_{in}}{I_s(R_1 + R_2)} \quad (1)$$

Esperienza Pratica in Laboratorio

Strumentazione Utilizzata

- Due alimentatori DC
- Un oscilloscopio digitale
- Una breadboard

Componenti Utilizzati

- Un amplificatore operazionale $\mu A741$
- Un transistor bipolare NPN 2N2222
- $R_2 = 9,828 \text{ k}\Omega$ (10 k Ω)
- $R_1 = 99,23 \text{ k}\Omega$ (100 k Ω)

Con i componenti utilizzati abbiamo applicato all'ingresso del circuito tensioni di modulo crescente, misurando di volta in volta la tensione d'uscita che abbiamo riportato in tabella insieme ai valori teorici che ci aspettavamo applicando l'equazione (1):

Vin (V)	Vout sperimentale (mV)	Vout teorica eq.(1) (mV)	Er _{Vout} (%)
1	-480,0	-573,5	16,30
2	-728,0	-590,8	23,22
3	-840,0	-600,9	39,85
5	-930,0	-613,7	51,53
10	-1010,0	-631,0	60,06

Esperienza Simulata in SPICE

Amplificatore Logaritmico

```
Vin 1 0 DC 0 AC 1 pulse(0.5 5 1n 1.5m 1.5m .1p 3m)
Vcc 5 0 10
Vee 4 0 -10
```

```
R1 1 2 100k
R2 3 0 10k
```

```
* Include la libreria di standard di modelli e sottocircuiti
.INC c:\programmi\spice\capture\library\pspice\eval.lib
X1 3 2 5 4 6 ua741
.MODEL bjt NPN
Q1 2 0 6 bjt
```

```
.TRAN 0.1m 0.01
.PRINT tran V(1) V(6)
.PROBE
.END
```

L'analisi in transitorio (.TRAN) evidenzia come applicando all'ingresso una forma d'onda triangolare:

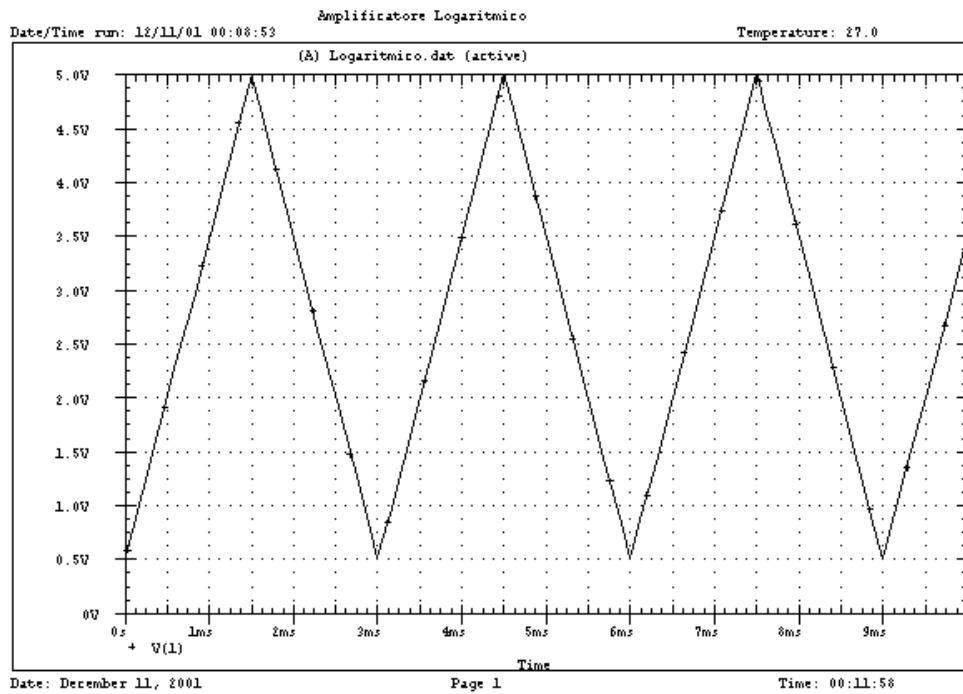


Figura 15: Segnale di ingresso

si ottenga in uscita un segnale proporzionale al logaritmo del segnale di ingresso:

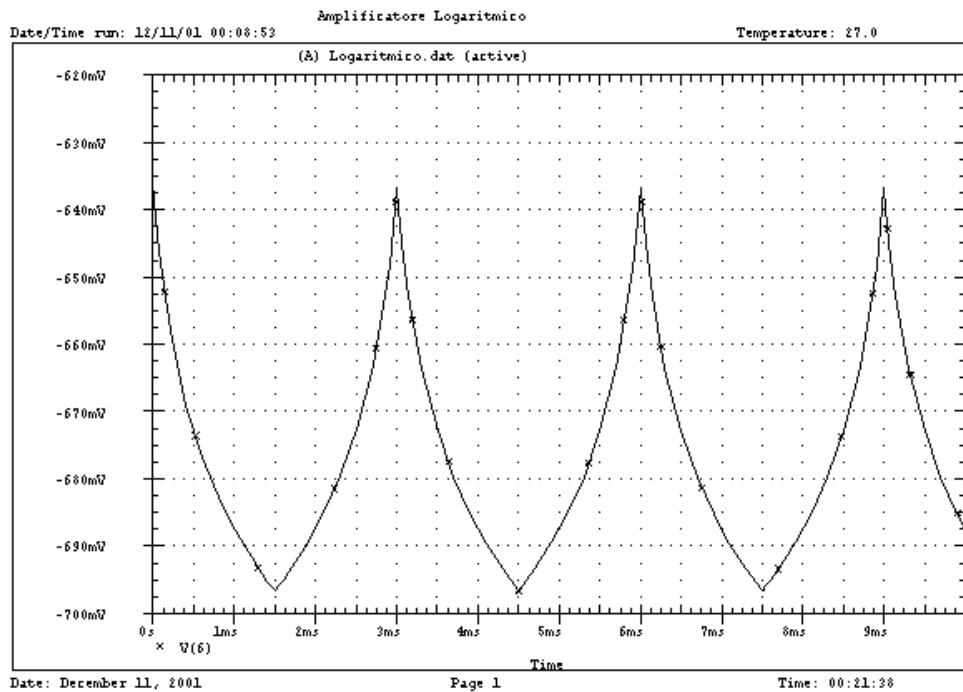


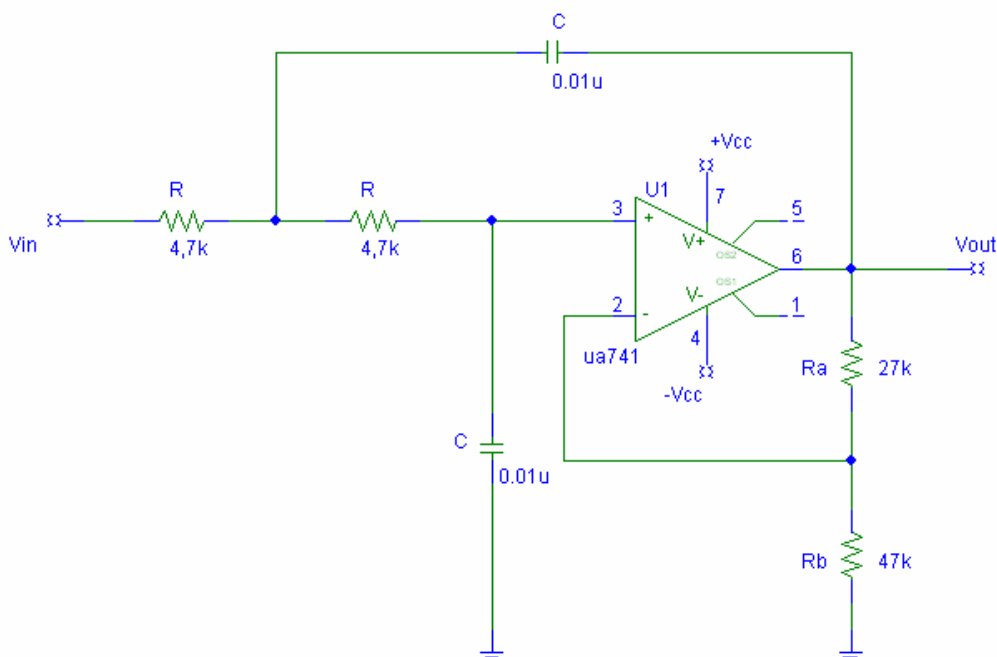
Figura 16: Segnale di uscita

Filtro Passa Basso del II Ord. a Retroazione Semplice

Scopo dell'esperienza

In questa esperienza vogliamo effettuare uno studio nel dominio delle frequenze di un filtro passa basso del II ordine a retroazione semplice realizzato con un amplificatore operazionale $\mu A741$.

Schema Circuitale



$R = 4,7 \text{ k}\Omega$
 $C = 0,01 \mu\text{F}$
 $R_a = 27 \text{ k}\Omega$
 $R_b = 47 \text{ k}\Omega$
 $V_{cc} = \pm 15 \text{ V}$

Figura 17: Passa basso del II ordine a retroazione semplice

Descrizione dell'Esperienza

Il filtro in fig.1 ha come funzione di trasferimento:

$$G(s) = \frac{A \frac{1}{R^2 C^2}}{s^2 + s \frac{3-A}{RC} + \frac{1}{R^2 C^2}} \quad \text{con } A = \left(1 + \frac{R_a}{R_b}\right)$$

ed è caratterizzato dalle seguenti grandezze:

frequenza di taglio: $\omega_n = \frac{1}{RC} \Rightarrow f_n = \frac{1}{2\pi RC} = 3,39 \text{ kHz}$

guadagno in banda passante: $|G(0)| = A = 1 + \frac{R_a}{R_b} = 1,57 = 3,94 \text{ dB}$

fattore di merito: $Q = \frac{1}{2 - \frac{R_a}{R_b}} = 0,702$

pendenza in banda oscura: $\alpha = 20 \log \frac{V_{out}(f_c)}{V_{out}(2f_c)} = 12 \text{ dB/oct}$

Si preferisce esprimere la pendenza in banda oscura in dB/oct invece che dB/dec perché sperimentalmente $V_{out}(10f_c)$ risulta non essere apprezzabile dagli strumenti. Infatti l'elevata selettività del filtro del II ordine attenua rapidamente il segnale d'uscita da renderlo a $10f_c$ addirittura minore del rumore.

Esperienza Pratica in Laboratorio

Strumentazione Utilizzata

- Un alimentatore DC
- Un generatore di funzioni
- Un oscilloscopio digitale
- Una breadboard

Componenti Utilizzati

- Un amplificatore operazionale $\mu A741$
- $R = 4,7 \text{ k}\Omega$
- $C = 0,01 \mu\text{F}$
- $R_a = 27 \text{ k}\Omega$
- $R_b = 47 \text{ k}\Omega$

Ponendo in ingresso un onda sinusoidale di ampiezza $V_{in} = 1,75 \text{ Vrms}$ abbiamo sperimentalmente determinato il guadagno in banda passante variando f_{in} per frequenze minori di f_c , fino al massimo raggiunto da V_{out} misurando:

$V_{out} \text{ (rms)}$	2,81	2,81	2,72
$f_{in} \text{ (kHz)}$	0,5	1	2

Ottenendo:

$$|G(0)| = \frac{V_{out}(0)}{V_{in}(0)} = \frac{2,81}{1,75} \cong 1,61 = 4,11 \text{ dB}$$

con un errore relativo $Er_{G(0)} = 2,55\%$.

Abbiamo misurato poi la frequenza di taglio osservando quando il segnale di uscita si riduceva a:

$$V_{out}(f_c) = \frac{V_{out}(0)}{\sqrt{2}} = \frac{2,81}{\sqrt{2}} \cong 1,99 \text{ Vrms}$$

ottenendo $f_c = 3,40$ kHz con un errore relativo $Er_{f_c} = 0,3$ % rispetto alla teorica. Infine abbiamo misurato la pendenza in banda oscura:

$$\alpha = 20 \log \frac{V_{out}(f_c)}{V_{out}(2f_c)} = 20 \log \frac{V_{out}(3,40 \text{ kHz})}{V_{out}(6,80 \text{ kHz})} = 20 \log \frac{1,99}{0,64} \cong 9,85 \text{ dB/oct}$$

Tale pendenza è un'approssimazione di quella reale in quanto uno dei due punti si trova alla frequenza di taglio dove sappiamo esserci un'attenuazione di 3 dB rispetto alla retta di pendenza α . Pertanto compensando tale attenuazione otteniamo un $\alpha = 9,85 + 3 = 12,85$ dB/oct con un errore relativo $Er_\alpha = 7,08$ % rispetto al teorico.

Esperienza Simulata in SPICE

Filtro Attivo Passa Basso del II Ordine a Retroazione Semplice

```
Vin 1 0 DC 0 AC 1 SIN(0 2 1k)
Vcc 4 0 DC 15
Vee 7 0 DC -15
```

```
R1 1 2 4.7k
R2 2 3 4.7k
Ra 6 5 27k
Rb 5 0 47k
C1 3 0 0.01u
C2 2 6 0.01u
```

```
* Include la libreria di standard di modelli e sottocircuiti
.INC c:\programmi\spice\capture\library\pspice\eval.lib
X1 3 5 4 7 6 ua741
```

```
.AC OCT 100 10 100k
```

```
.PRINT AC V(6)
.PROBE
.END
```

L'analisi nel dominio delle frequenze (.AC) evidenzia un guadagno in banda passante $|G(0)| = 1,5744 = 3,94$ dB con un errore relativo $Er_{G(0)} = 0,28$ %. Mentre la frequenza di taglio, in cui il guadagno si riduce a:

$$|G(j2\pi f_c)| = \frac{|G(0)|}{\sqrt{2}} = \frac{1,5744}{\sqrt{2}} \cong 1,113 = 0,93 \text{ dB}$$

viene stimata attorno ai $f_c = 3,3546$ kHz con un errore relativo $Er_{f_c} = 1,04$ % rispetto alla teorica.

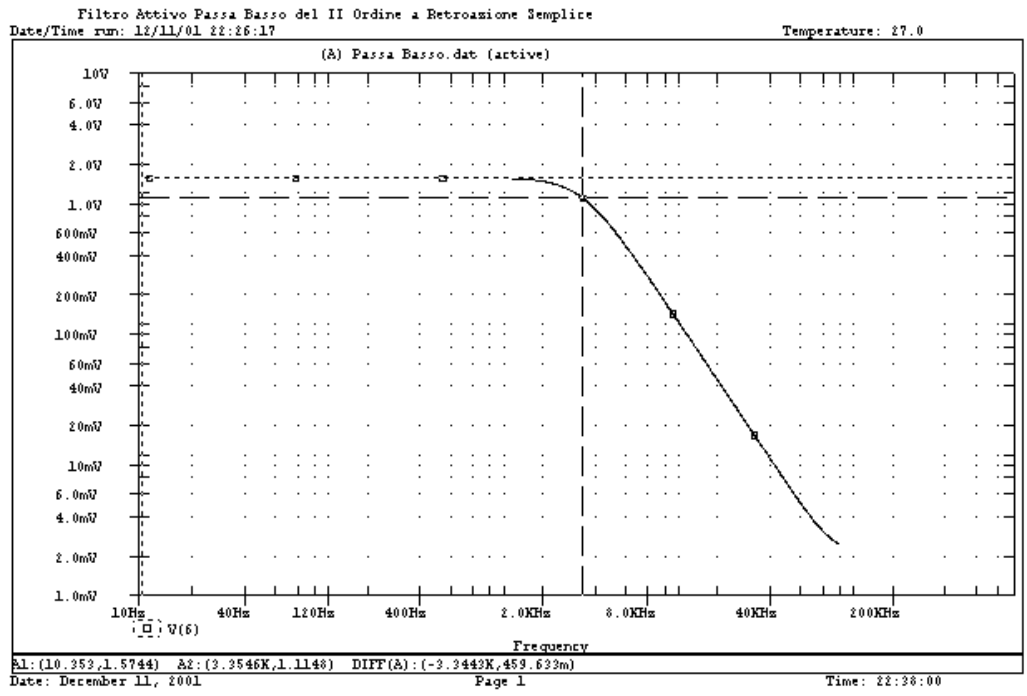


Figura 18: Analisi nel dominio delle frequenze

Filtro Passa Alto del II Ord. a Retroazione Semplice

Scopo dell'esperienza

In questa esperienza vogliamo effettuare uno studio nel dominio delle frequenze di un filtro passa basso del II ordine a retroazione semplice realizzato con un amplificatore operazionale $\mu A741$.

Schema Circuitale

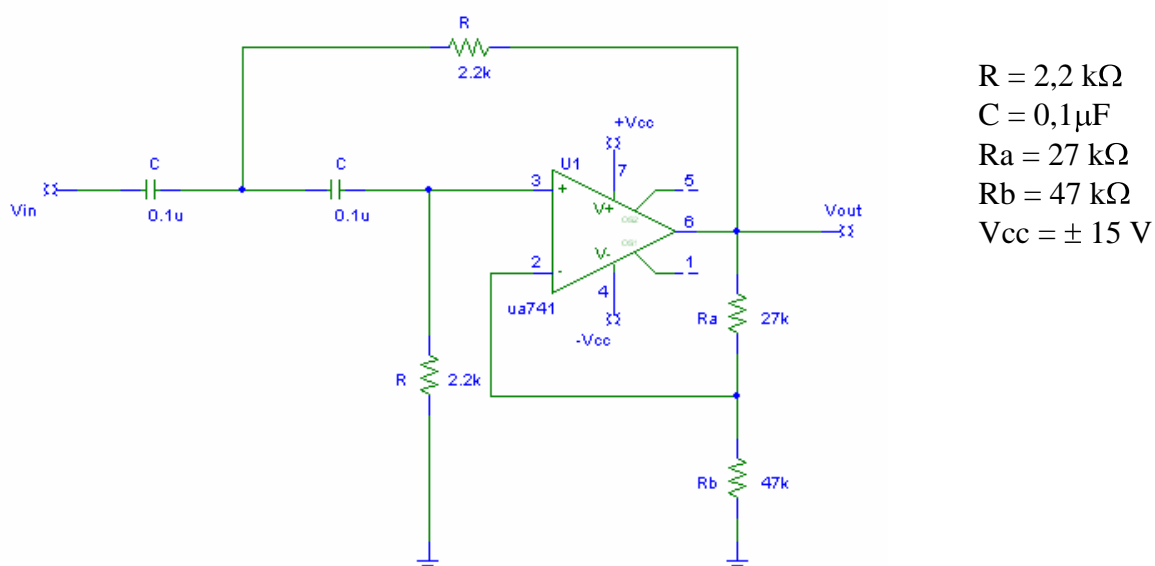


Figura 19: Passa alto del II ordine a retroazione semplice

Descrizione dell'Esperienza

Il filtro in fig.1 ha come funzione di trasferimento:

$$G(s) = \frac{A s^2}{s^2 + s \frac{3-A}{RC} + \frac{1}{R^2 C^2}} \quad \text{con } A = \left(1 + \frac{R_a}{R_b}\right)$$

ed è caratterizzato dalle seguenti grandezze:

frequenza di taglio: $\omega_n = \frac{1}{RC} \Rightarrow f_n = \frac{1}{2\pi RC} = 723,43 \text{ Hz}$

guadagno in banda passante: $|G(\infty)| = A = 1 + \frac{R_a}{R_b} = 1,57 = 3,94 \text{ dB}$

fattore di merito:
$$Q = \frac{1}{2 - \frac{R_a}{R_b}} = 0,702$$

pendenza in banda oscura:
$$\alpha = 20 \log \frac{V_{out}(f_c)}{V_{out}(f_c/2)} = 12 \text{ dB/oct}$$

Si preferisce esprimere la pendenza in banda oscura in dB/oct invece che dB/dec perché sperimentalmente $V_{out}(f_c/10)$ risulta non essere apprezzabile dagli strumenti. Infatti l'elevata selettività del filtro del II ordine attenua rapidamente il segnale d'uscita da renderlo a $f_c/10$ addirittura minore del rumore.

Esperienza Pratica in Laboratorio

Strumentazione Utilizzata

- Un alimentatore DC
- Un generatore di funzioni
- Un oscilloscopio digitale
- Una breadboard

Componenti Utilizzati

- Un amplificatore operazionale $\mu A741$
- $R = 2,2 \text{ k}\Omega$
- $C = 0.1 \mu\text{F}$
- $R_a = 27 \text{ k}\Omega$
- $R_b = 47 \text{ k}\Omega$

Ponendo in ingresso un onda sinusoidale di ampiezza $V_{in} = 1,39 \text{ Vrms}$ abbiamo sperimentalmente determinato il guadagno in banda passante variando f_{in} per frequenze maggiori di f_c , fino al massimo raggiunto da V_{out} misurando:

$V_{out} \text{ (rms)}$	1,46	1,52	1,9	2,16	2,16
$f_{in} \text{ (Hz)}$	700	723	1000	2000	4000

Ottenendo :

$$|G(\infty)| = \frac{V_{out}(\infty)}{V_{in}(\infty)} = \frac{2,16}{1,39} \cong 1,55 = 3,83 \text{ dB}$$

con un errore relativo $Er_{G(\infty)} = 1,27\%$.

Abbiamo misurato poi la frequenza di taglio osservando quando il segnale di uscita si riduceva a:

$$V_{out}(f_c) = \frac{V_{out}(\infty)}{\sqrt{2}} = \frac{2,16}{\sqrt{2}} \cong 1,53 \text{ Vrms}$$

ottenendo $f_c = 730 \text{ Hz}$ con un errore relativo $Er_{f_c} = 1,0 \%$ rispetto alla teorica.

Infine abbiamo misurato la pendenza in banda oscura:

$$\alpha = 20 \log \frac{V_{out}(f_c)}{V_{out}(f_c/2)} = 20 \log \frac{V_{out}(730 \text{ Hz})}{V_{out}(365 \text{ Hz})} = 20 \log \frac{1,53}{0,57} \cong 8,58 \text{ dB/oct}$$

Tale pendenza è un'approssimazione di quella reale in quanto uno dei due punti si trova alla frequenza di taglio dove sappiamo esserci un'attenuazione di 3 dB rispetto alla retta di pendenza α . Pertanto compensando tale attenuazione otteniamo un $\alpha = 8,58 + 3 = 11,58 \text{ dB/oct}$ con un errore relativo $Er_\alpha = 3,5 \%$ rispetto al teorico.

Esperienza Simulata in SPICE

Filtro Attivo Passa Alto del II Ordine a Retroazione Semplice

```
Vin 1 0 DC 0 AC 1 SIN(0 2 1k)
Vcc 4 0 DC 15
Vee 7 0 DC -15
```

```
R1 2 6 2.2k
R2 3 0 2.2k
Ra 6 5 27k
Rb 5 0 47k
C1 1 2 0.1u
C2 2 3 0.1u
```

```
* Include la libreria di standard di modelli e sottocircuiti
.INC c:\programmi\spice\capture\library\pspice\eval.lib
X1 3 5 4 7 6 ua741
```

```
.AC OCT 100 10 100k
```

```
.PRINT AC V(6)
.PROBE
.END
```

L'analisi nel dominio delle frequenze (.AC) evidenzia un guadagno in banda passante $|G(\infty)| = 1,5714 = 3,92 \text{ dB}$ con un errore relativo $Er_{G(0)} = 0,09\%$. Mentre la frequenza di taglio, in cui il guadagno si riduce a:

$$|G(j2\pi f_c)| = \frac{|G(\infty)|}{\sqrt{2}} = \frac{1,5714}{\sqrt{2}} \cong 1,111 = 0,92 \text{ dB}$$

viene stimata attorno ai $f_c = 725,04 \text{ Hz}$ con un errore relativo $Er_{f_c} = 0,22\%$ rispetto alla teorica.

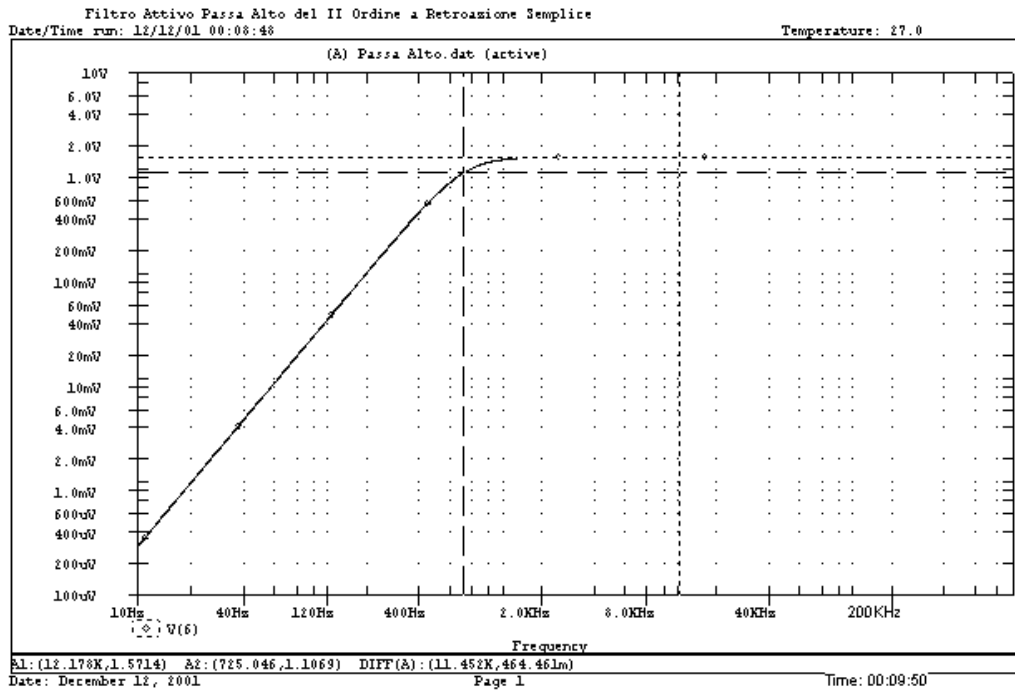


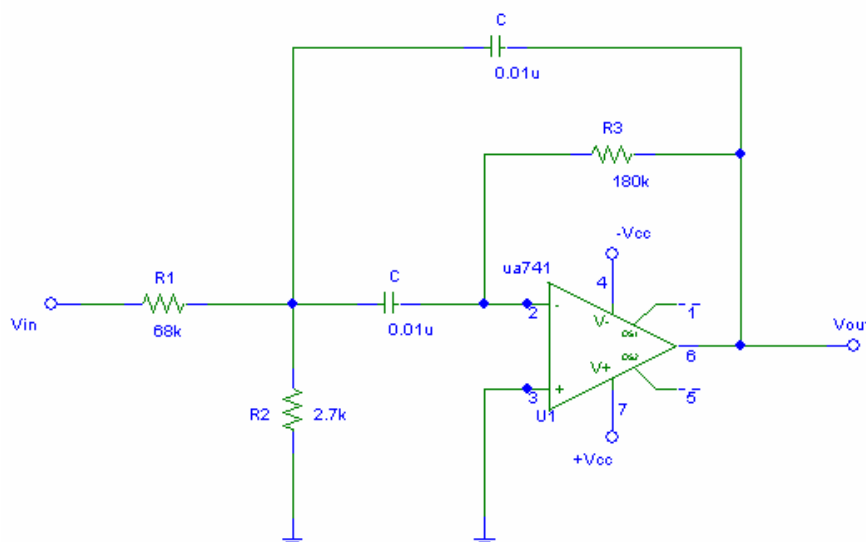
Figura 20: Risposta in frequenza

Filtro Passa Banda del II Ord. a Retroazione Multipla

Scopo dell'esperienza

In questa esperienza vogliamo effettuare uno studio nel dominio delle frequenze di un filtro passa banda del II ordine a retroazione multipla realizzato con un amplificatore operazionale $\mu A741$.

Schema Circuitale



$R1 = 68 \text{ k}\Omega$
 $R2 = 2,7 \text{ k}\Omega$
 $R3 = 180 \text{ k}\Omega$
 $C = 0,01 \mu\text{F}$
 $V_{cc} = \pm 15 \text{ V}$

Figura 21: Passa banda del II ordine a retroazione multipla

Descrizione dell'Esperienza

Il filtro in fig.1 ha come funzione di trasferimento:

$$G(s) = \frac{-\frac{1}{R_1 C} s}{s^2 + s \frac{2}{R_3 C} + \frac{1}{R_3 C^2} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right)}$$

ed è caratterizzato dalle seguenti grandezze:

frequenza di centro banda: $\omega_n = \frac{1}{C} \sqrt{\frac{1}{R_3} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right)}$ \Rightarrow $f_n = \frac{\omega_n}{2\pi} = 736,14 \text{ Hz}$

guadagno in banda passante: $G(j\omega_n) = -\frac{R_3}{2 R_1} = -1,32$ $|G(j\omega_n)| \cong 2,43 \text{ dB}$

fattore di merito:
$$Q = \frac{\omega_n R_3 C}{2} = \frac{1}{2} \sqrt{R_3 \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right)} = 4,16$$

frequenze di taglio:
$$f_{t1} = f_n - \frac{f_n}{2Q} = 647,66 \text{ Hz} \quad f_{t2} = f_n + \frac{f_n}{2Q} = 824,62 \text{ Hz}$$

larghezza di banda:
$$B = f_{t2} - f_{t1} = 176,96 \text{ Hz}$$

pendenza in banda oscura:
$$\alpha = 20 \log \frac{V_{out}(f_{t1})}{V_{out}(f_n/2)} = 20 \log \frac{V_{out}(f_{t2})}{V_{out}(2f_n)} = 6 \text{ dB/oct}$$

Esperienza Pratica in Laboratorio

Strumentazione Utilizzata

- Un alimentatore DC
- Un generatore di funzioni
- Un oscilloscopio digitale
- Una breadboard

Componenti Utilizzati

- Un amplificatore operazionale $\mu A741$
- $R1 = 68 \text{ k}\Omega$
- $R2 = 2,7 \text{ k}\Omega$
- $R3 = 180 \text{ k}\Omega$
- $C = 0,01 \mu\text{F}$

Ponendo in ingresso un'onda sinusoidale di ampiezza $V_{in} = 1,78 \text{ Vrms}$ abbiamo sperimentalmente determinato il guadagno in banda passante variando f_{in} indicativamente attorno ad f_n , fino al massimo raggiunto da V_{out} misurando:

Vout (rms)	2,21	2,23	2,15
f_{in} (Hz)	735	740	752

Ottenendo :

$$|G(j2\pi f_n)| = \frac{V_{out}(j2\pi f_n)}{V_{in}(j2\pi f_n)} = \frac{2,23}{1,78} \cong 1,25 = 1,96 \text{ dB}$$

con un errore relativo $Er_{G(\infty)} = 5,3\%$.

Abbiamo misurato poi le frequenze di taglio inferiore e superiore osservando quando il segnale di uscita si riduceva a:

$$V_{out}(f_{i1}) = V_{out}(f_{i2}) = \frac{V_{out}(j2\pi f_n)}{\sqrt{2}} = \frac{2,23}{\sqrt{2}} \cong 1,58 \text{ Vrms}$$

ottenendo $f_{i1} = 622 \text{ Hz}$ con un errore relativo $Er_{f_{i1}} = 3,96 \%$ rispetto alla teorica ed $f_{i2} = 819 \text{ Hz}$ con un errore relativo $Er_{f_{i2}} = 0,68 \%$ rispetto alla teorica.

Infine abbiamo misurato la pendenza in entrambe le bande oscure:

$$\alpha_1 = 20 \log \frac{V_{out}(400 \text{ Hz})}{V_{out}(200 \text{ Hz})} = 20 \log \frac{0,465}{0,181} \cong 8,20 \text{ dB/oct}$$

$$\alpha_2 = 20 \log \frac{V_{out}(2 \text{ kHz})}{V_{out}(1 \text{ kHz})} = 20 \log \frac{0,255}{0,796} \cong -9,89 \text{ dB/oct}$$

Tali pendenze sono un'approssimazione al $Er_{\alpha1} = 36,7 \%$ ed al $Er_{\alpha2} = 64,8 \%$ rispetto alla teorica di $\pm 6 \text{ dB}$, che sono tanto più precise quanto ci si allontana da f_n .

Esperienza Simulata in SPICE

Filtro Attivo Passa Banda del II Ordine a Retroazione Multipla

```
Vin 1 0 DC 0 AC 1 SIN(0 2 700)
```

```
Vcc 4 0 DC 15
```

```
Vee 5 0 DC -15
```

```
R1 1 2 68k
```

```
R2 2 0 2.7k
```

```
R3 3 6 180k
```

```
C1 2 3 0.01u
```

```
C2 2 6 0.01u
```

```
* Include la libreria di standard di modelli e sottocircuiti
```

```
.INC "c:\program files\orcad_demo\capture\library\pspice\eval.lib"
```

```
X1 0 3 4 5 6 ua741
```

```
.AC OCT 100 10 100k
```

```
.PRINT AC V(6)
```

```
.PROBE
```

```
.END
```

L'analisi nel dominio delle frequenze (.AC) evidenzia:

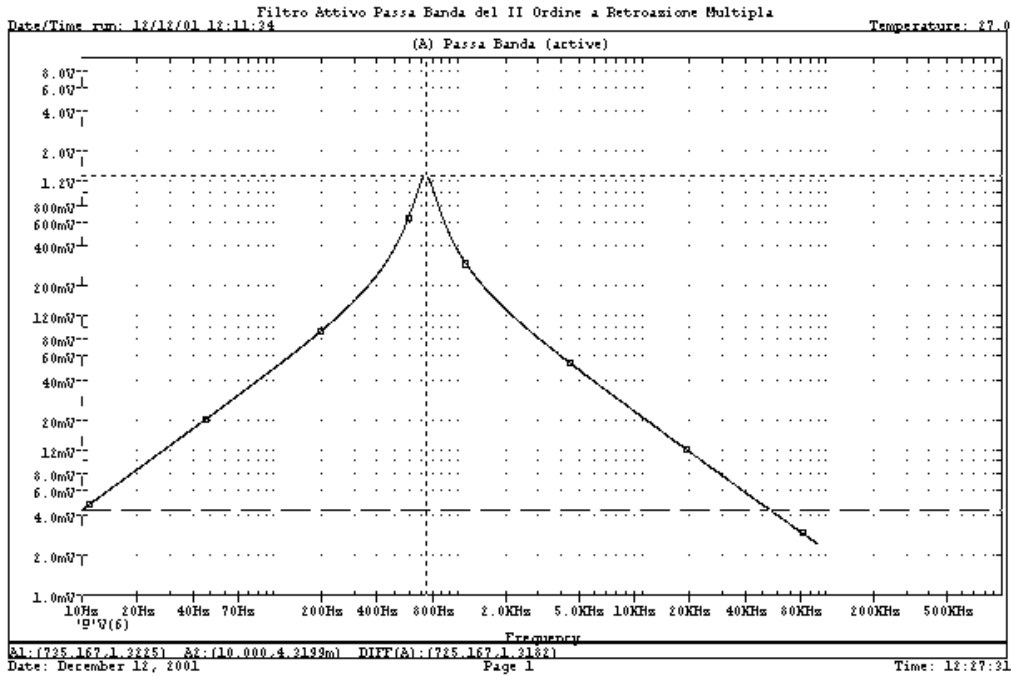


Figura 22: Risposta in frequenza

un guadagno in banda passante $|G(j2\pi f_n)| = 1,3225 = 2,43 \text{ dB}$ con un errore relativo $Er_{G(2\pi f_n)} = 0,19\%$. Mentre le frequenze di taglio, in cui il guadagno si riduce a:

$$|G(j2\pi f_c)| = \frac{|G(j2\pi f_n)|}{\sqrt{2}} = \frac{1,3225}{\sqrt{2}} \cong 0,935 = 0,58 \text{ dB}$$

vengono stimate attorno ad $f_{f1} = 651,07 \text{ Hz}$ con un errore relativo $Er_{f1} = 0,53\%$ rispetto alla teorica ed $f_{f2} = 826,70 \text{ Hz}$ con un errore relativo $Er_{f2} = 0,25\%$ rispetto alla teorica.

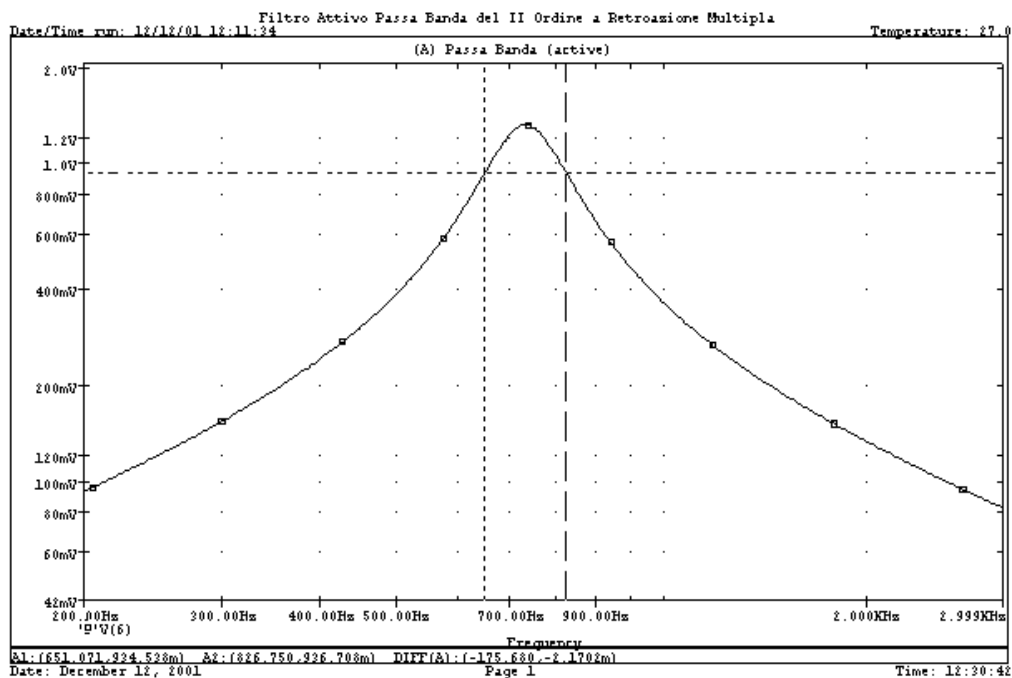


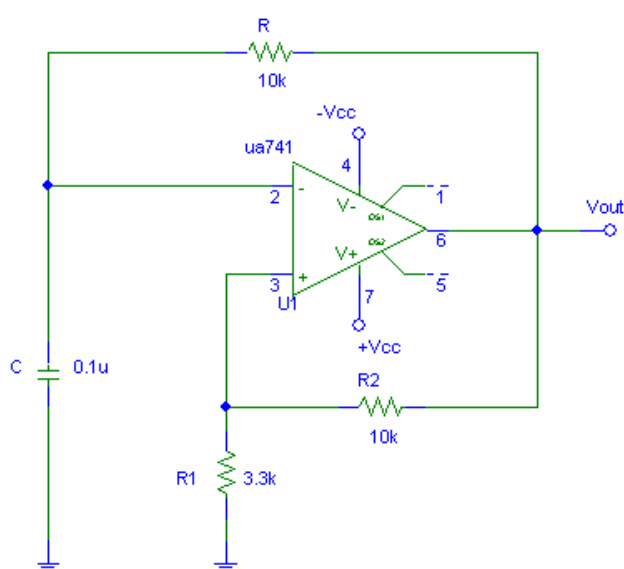
Figura 24: Particolare della risposta in frequenza

Multivibratore Astabile

Scopo dell'esperienza

In questa esperienza vogliamo verificare il comportamento del multivibratore astabile, detto anche oscillatore a rilassamento, realizzato con un amplificatore operazionale $\mu A741$. Ci aspettiamo che si comporti da generatore di onda quadra.

Schema Circuitale



$R = 10 \text{ k}\Omega$
 $R1 = 3,3 \text{ k}\Omega$
 $R2 = 10 \text{ k}\Omega$
 $C = 0,1 \mu\text{F}$
 $V_{cc} = \pm 15 \text{ V}$

Figura 25: Multivibratore astabile

Descrizione dell'Esperienza

L'oscillatore in fig.1 viene impiegato come generatore d'onda rettangolare. La particolarità del circuito risiede nell'assenza di segnale di ingresso.

Un adeguato dimensionamento delle resistenze:

$$R_1 \cong \frac{R}{3} \qquad 2R_1 \leq R_2 \leq 10R_1$$

insieme al rumore intrinseco causato dall'alimentazione ed alla tensione di offset dell' Op. Amp, sono sufficienti ad innescare le oscillazioni in uscita caratterizzate dalla frequenza:

$$f_{out} = \frac{1}{2RC \ln\left(\frac{2R_1}{R_2} + 1\right)} \cong 986,55 \text{ Hz}$$

e da un Duty-Cycle = 50%.

Esperienza Pratica in Laboratorio

Strumentazione Utilizzata

- Un alimentatore DC
- Un oscilloscopio digitale
- Una breadboard

Componenti Utilizzati

- Un amplificatore operazionale $\mu A741$
- $R = 10 \text{ k}\Omega$
- $R1 = 3,3 \text{ k}\Omega$
- $R2 = 10 \text{ k}\Omega$
- $C = 0,1 \mu\text{F}$

Abbiamo visualizzato sull'oscilloscopio il segnale d'uscita misurandone la frequenza $f_{\text{out}} = 1,037$ kHz con un $Er_{f_{\text{out}}} = 5,11\%$, ed il Duty-Cycle = 49,2% con un $Er_{\text{Duty-Cycle}} = 1,6\%$

Esperienza Simulata in SPICE

Multivibratore Astabile

```
Vcc 7 0 15V
Vee 4 0 -15V
```

```
R 2 6 10K
R1 3 0 3.3K
R2 3 6 10K
C 2 0 0.1u
```

```
.INC "c:\program Files\orcad_demo\capture\library\pspice\eval.lib"
X1 3 2 7 4 6 ua741
```

```
.IC V(2) 1
```

```
.TRAN 1u 20m 0 1u
.PRINT tran V(6)
.PROBE
.END
```

L'analisi nel dominio dei tempi evidenzia la presenza in uscita di un'onda rettangolare:

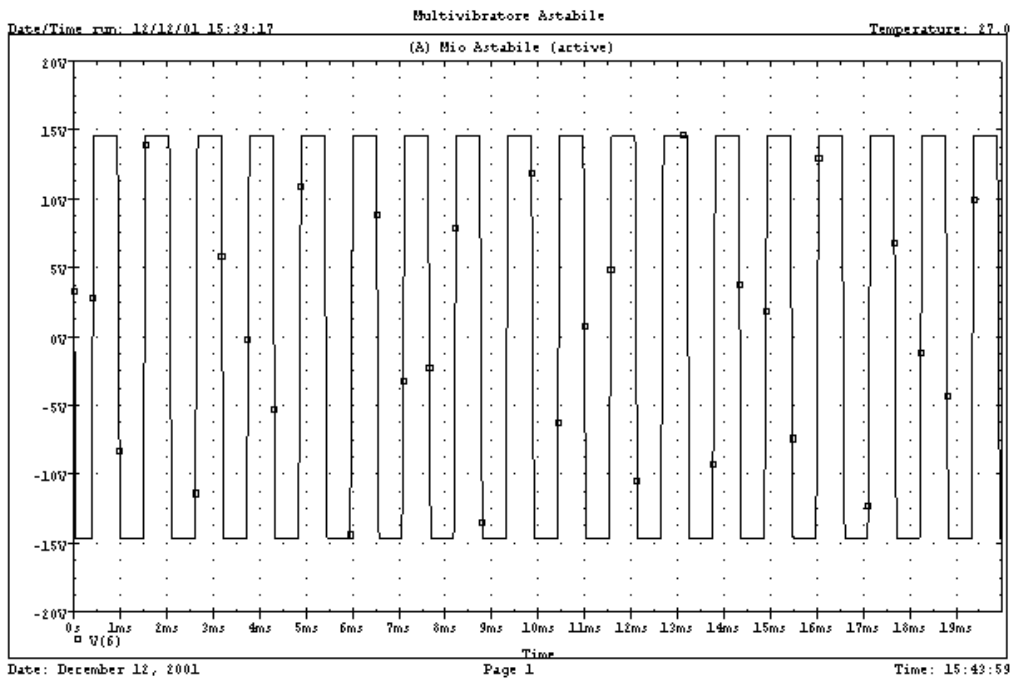


Figura 26: Analisi nel dominio dei tempi

Tramite il particolare di fig.3 si può stimare il periodo a circa:

$$T_{out} = 1,1149 \text{ msec.} \quad \Rightarrow \quad f_{out} \cong 896,94 \text{ Hz}$$

con un $Er_{f_{out}} = 9,8\%$ rispetto al valore teorico.

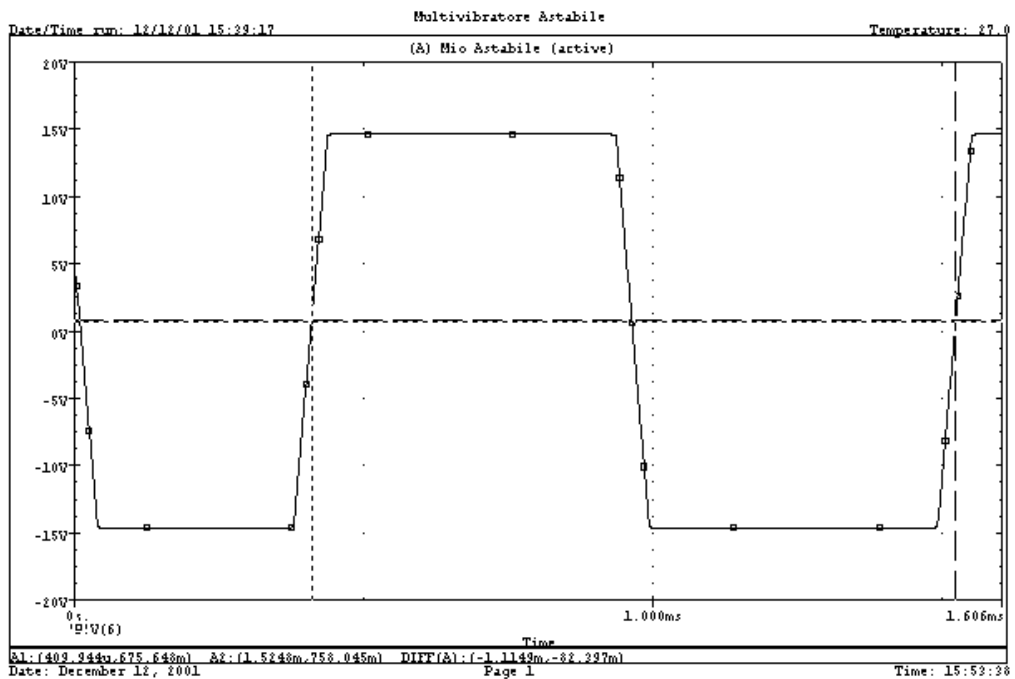


Figura 27: Dettaglio sul periodo del segnale d'uscita

This document was created with Win2PDF available at <http://www.daneprairie.com>.
The unregistered version of Win2PDF is for evaluation or non-commercial use only.