

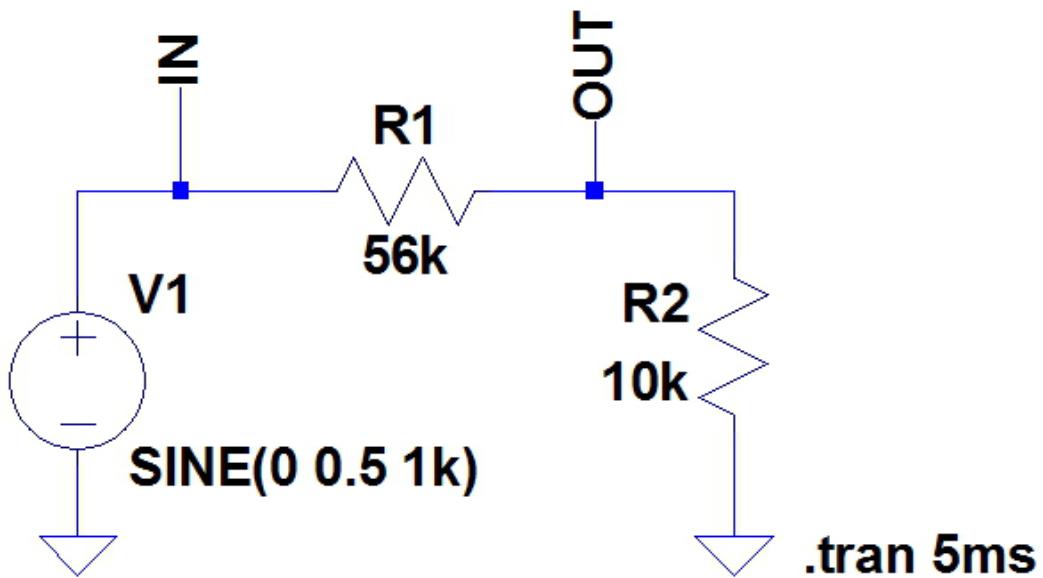
Partitore resistivo

Michy Alice

14 marzo 2016

Note di teoria

La rappresentazione circuitale in LTspice di un semplice partitore resistivo composto da due resistori è la seguente:



Dalla teoria è noto che ponendo n resistori perfetti in serie, la tensione si ripartisce secondo la legge del partitore resistivo:

$$V_i = \frac{R_i}{R_{tot}} V$$

dove:

V è la tensione ai capi della serie di n resistori (segnale di ingresso).

V_i è la caduta di tensione sull'i-esimo resistore ($i = 1 \dots n$).

R_i è la resistenza dell'i-esimo resistore ($i = 1 \dots n$).

$R_{tot} = \sum_{i=1}^n R_i$ è la resistenza totale della serie di resistori.

Descrizione dati esperimento e risultati attesi

L'esperimento consiste nell'applicare un segnale di tensione ai capi della serie di resistenze e misurare il segnale attenuato sul nodo *OUT*.

Segnale di ingresso. Il segnale di ingresso è una tensione sinusoidale di frequenza $f = 1kHz$ e ampiezza $1V$ *peak to peak*. Si può quindi indicare il segnale in ingresso nel modo seguente

$$V(t) = 0.5\sin(2\pi ft)V$$

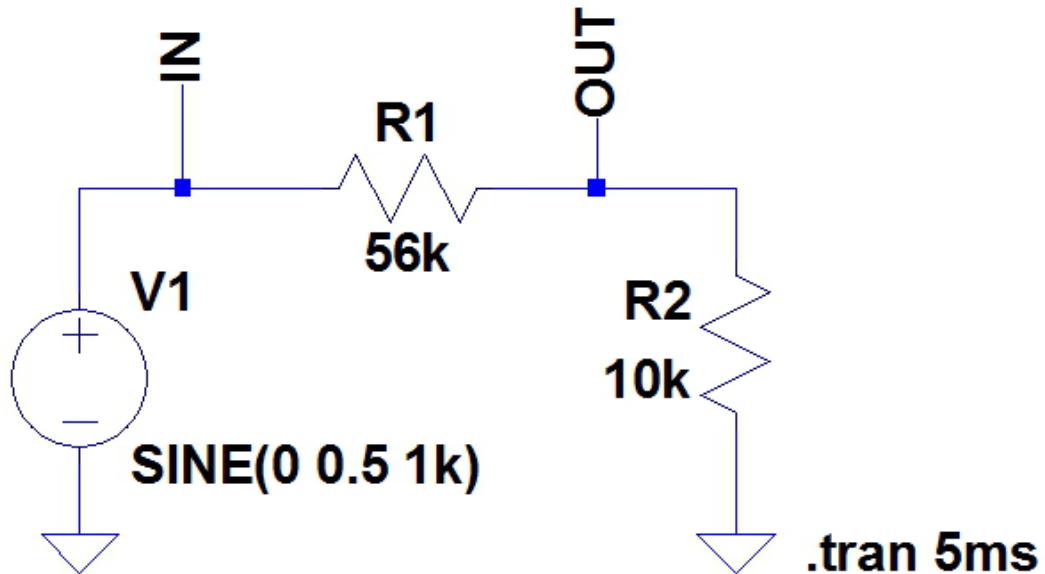
Resistori. Sono stati utilizzati due resistori caratterizzati da una resistenza di $56k\Omega$ e $10k\Omega$.

Applicando la teoria, ci si aspetta di misurare sul nodo di output (OUT) una tensione sinusoidale in fase con il segnale di ingresso e di ampiezza *peak to peak*

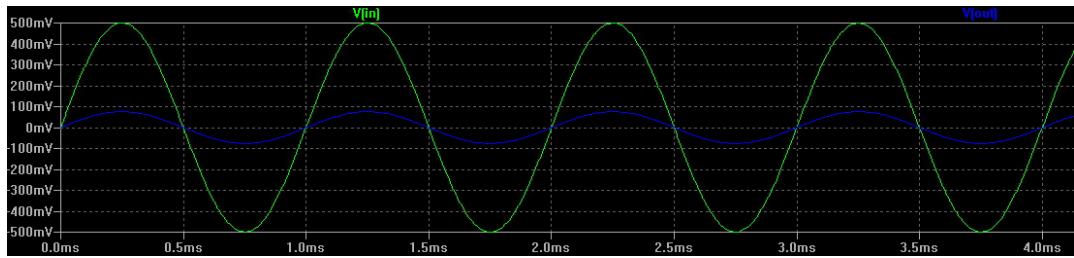
$$V_{2pp} = \frac{10k}{66k}1 = 152mV$$

Simulazione circuitale con LTspice

Utilizzando il software LTspice è possibile simulare il circuito ed il comportamento dei vari componenti. (Si è trascurata la resistenza interna del generatore di funzione, pari a 50Ω , in quanto molto piccola rispetto ai resistori utilizzati nel partitore).



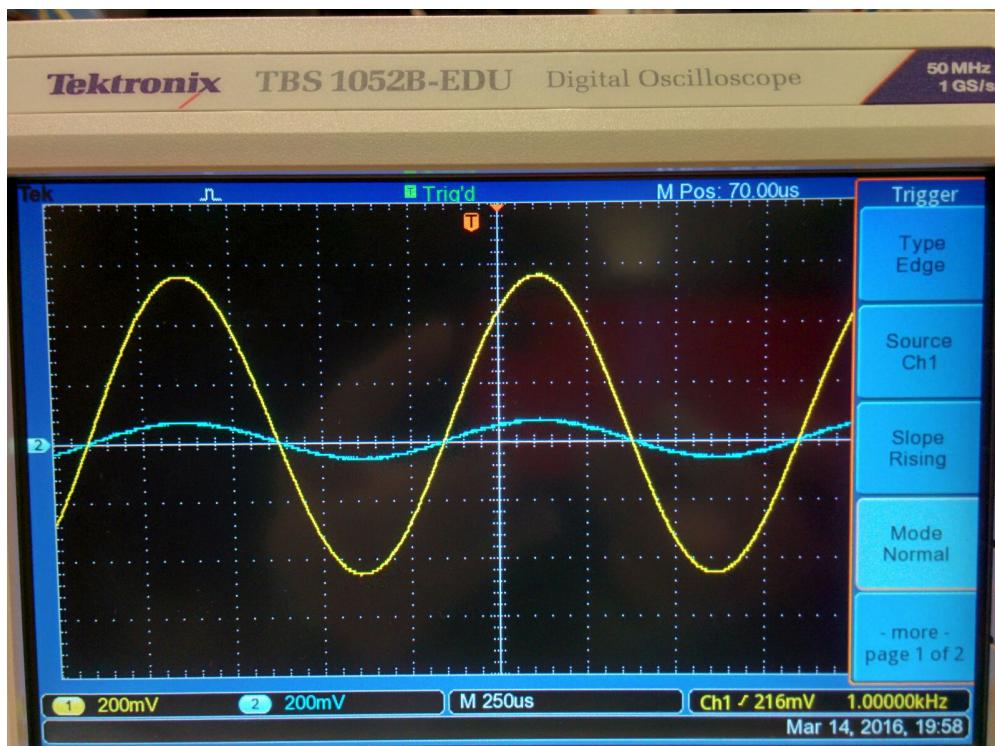
Effettuando la simulazione si può verificare la tensione rispetto al riferimento nei nodi IN e OUT, ottenendo il seguente risultato



In accordo con i calcoli, la simulazione circuitale indica un segnale di uscita in fase con quello di ingresso e di ampiezza *peak to peak* pari a circa $152mV$.

Risultati sperimentali e confronto con risultati teorici

Realizzando fisicamente il circuito e misurando con l'oscilloscopio la tensione nei nodi IN e OUT rispetto al riferimento, si ottiene la seguente lettura



L'oscilloscopio è stato tarato a 200mV *per divisione* su entrambi i canali e 250 μ s *per divisione*. Ogni quadrato indica quindi un'ampiezza di 200 mV lungo l'asse verticale e 250 μ s lungo l'asse dei tempi. Di seguito i risultati sperimentali

Voltage signal	Vmax (Volt)	Vpp (Volt)	Periodo (secondi)
IN	0.5	1	0.001
OUT	0.08	0.160	0.001

I risultati sperimentali, sebbene approssimati, sembrano in accordo con i risultati attesi.

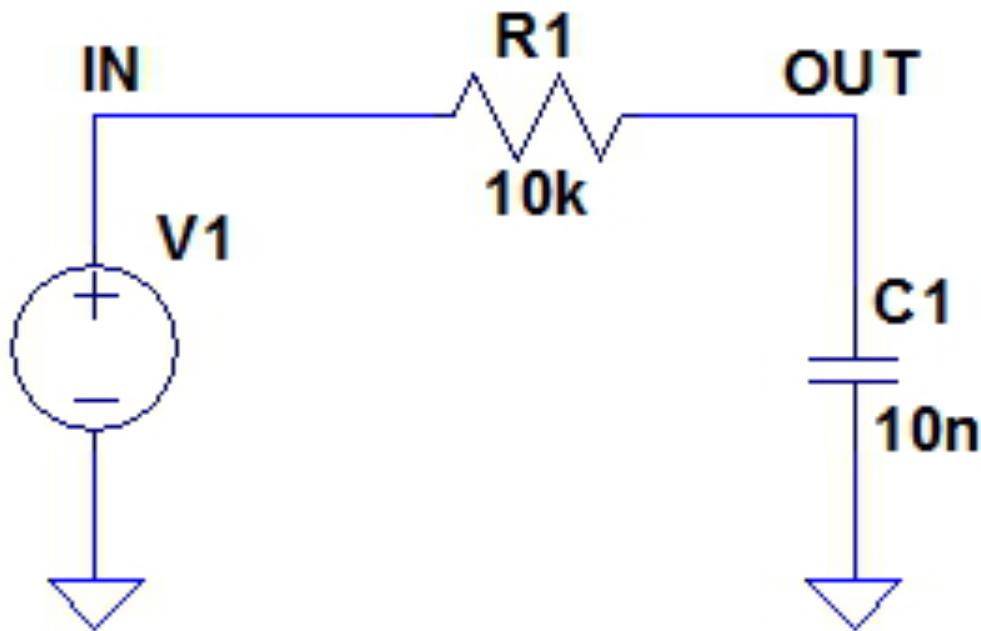
Reti RC e CR

Michy Alice

21 marzo 2016

Note di teoria

Di seguito la rappresentazione circuitale della rete RC:



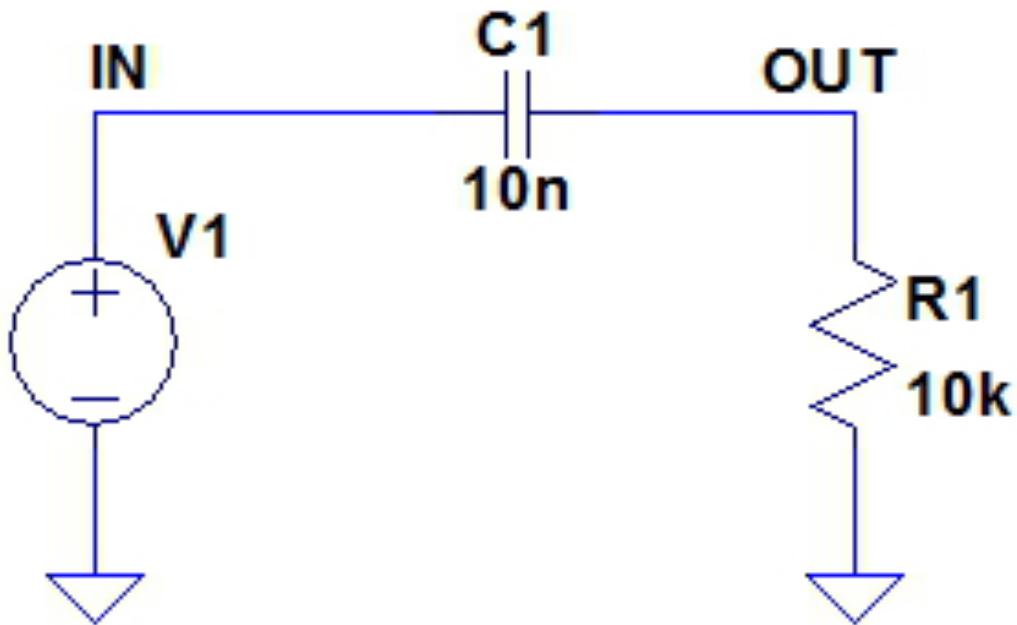
Assumendo come variabile di uscita la tensione sul condensatore, la funzione di trasferimento tra *IN* e *OUT* per la rete RC è data da

$$G(s) = \frac{1}{1 + RCs}$$

La funzione di trasferimento presenta un'unica singolarità: un polo alla pulsazione $\frac{1}{RC}$.

Tracciando i diagrammi di bode di G si nota che la rete si comporta da filtro passa basso con frequenza di taglio $\frac{1}{2\pi RC} \text{ Hz}$. Lo sfasamento massimo tende a -90 gradi al tendere della frequenza a ∞ mentre tende a 0 al tendere della frequenza a 0 Hz .

Per quanto riguarda la rete CR invece la variabile di uscita è la tensione sul resistore,



per cui la funzione di trasferimento tra *IN* e *OUT* è data da

$$G(s) = \frac{RCs}{1 + RCs}$$

La funzione di trasferimento della rete CR presenta due singolarità, infatti oltre ad avere un polo alla pulsazione $\frac{1}{RC}$ ha anche uno zero nell'origine. Analizzando i diagrammi di Bode si osserva che la rete CR si comporta come un filtro passa alto con frequenza di taglio circa pari a $\frac{1}{2\pi RC} Hz$. Lo sfasamento massimo tende a 0 gradi al tendere della frequenza a ∞ mentre tende a +90 gradi al tendere della frequenza a 0Hz.

Descrizione dati esperimento e risultati attesi

L'esperimento consiste nell'effettuare misurazioni di ampiezza e sfasamento della tensione sul nodo di output fissando la frequenza del segnale di ingresso su valori differenti e mantenendo la sua ampiezza costante. Si registrerà anche il tempo di risposta dei due circuiti allo scalino. Successivamente si confronteranno i risultati sperimentali con quelli teorici ottenuti tramite la simulazione con LTspice.

Segnale di ingresso. Il segnale di ingresso è una tensione sinusoidale di ampiezza costante 1V *peak to peak* e frequenza f . Si può quindi rappresentare il segnale nel dominio del tempo come $V(t) = 0.5\sin(2\pi ft)[V]$

Resistore. Resistore caratterizzato da resistenza pari a $10k\Omega$

Condensatore. Condensatore di capacità $10nF$

Risultati attesi. Ci si attende che la rete RC si comporti come un filtro passa basso e la rete CR come un filtro passa alto. La frequenza critica attesa per entrambe le reti è pari a $\frac{1}{2\pi RC} Hz$. Lo sfasamento massimo atteso è prossimo a -90 e +90 gradi, per la rete RC e CR, rispettivamente.

Calcolo frequenza critica attesa (circa 1.6kHz):

```
# Cutoff frequency (Hz). R resistance (Ohm). C capacitance (Farad).
R <- 10 * 10^(3)
C <- 10 * 10^(-9)
cutoff <- 1 / ( 2 * pi * R * C )
print(cutoff)
```

[1] 1591.549

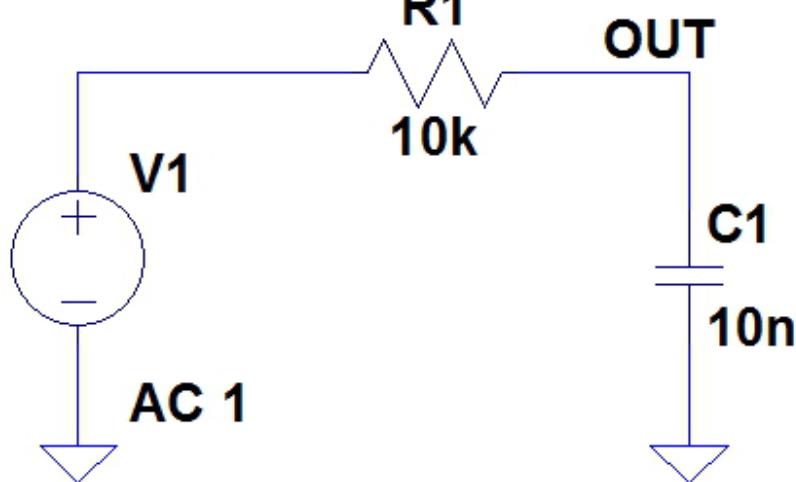
Simulazione circuitale con LTspice

Risposta in frequenza

La simulazione della risposta in frequenza si può effettuare in LTspice nel modo seguente

Rete RC (passabasso) Risposta in frequenza

.ac dec 1000 100 100k

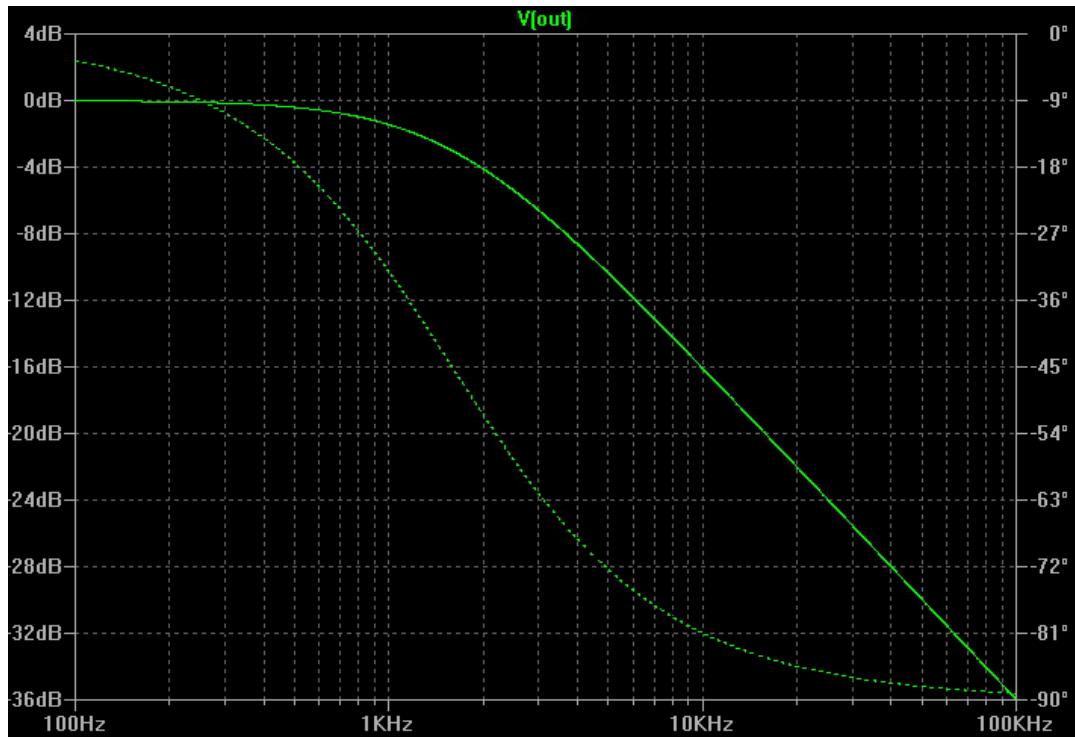


Ricordando che la risposta in frequenza è data dalla seguente espressione:

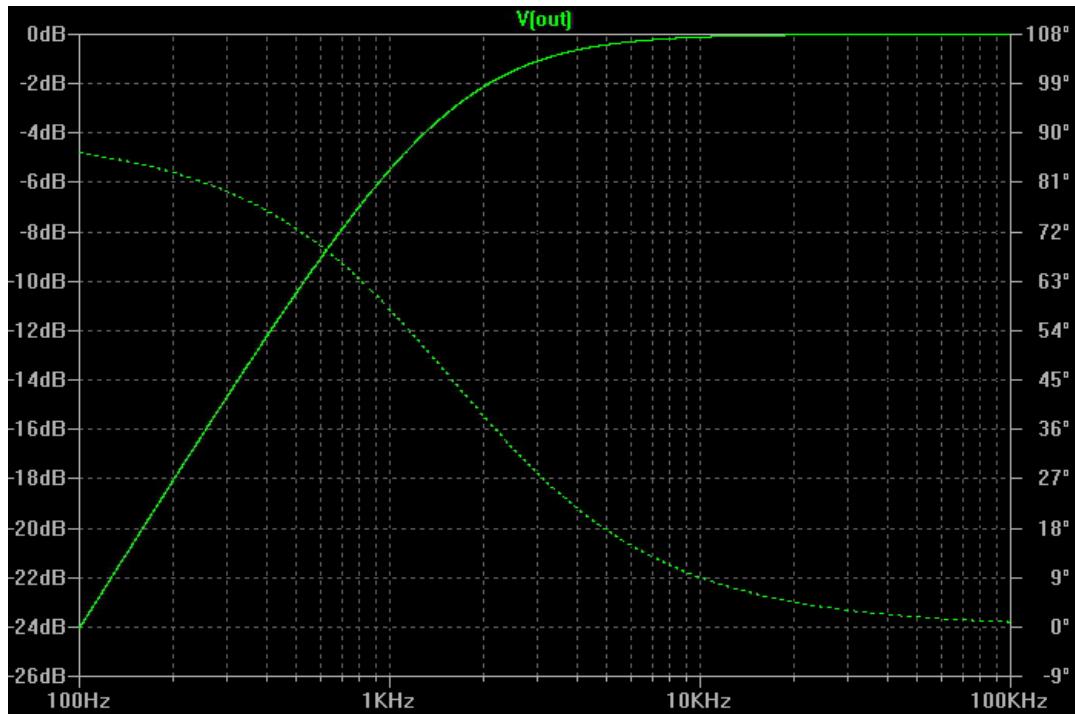
$$G(s) = \frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)}$$

e avendo fissato pari a 1 il valore del parametro AC, il simulatore spice calcola il modulo e la fase che possono essere visualizzati nel grafico sotto:

per la rete RC

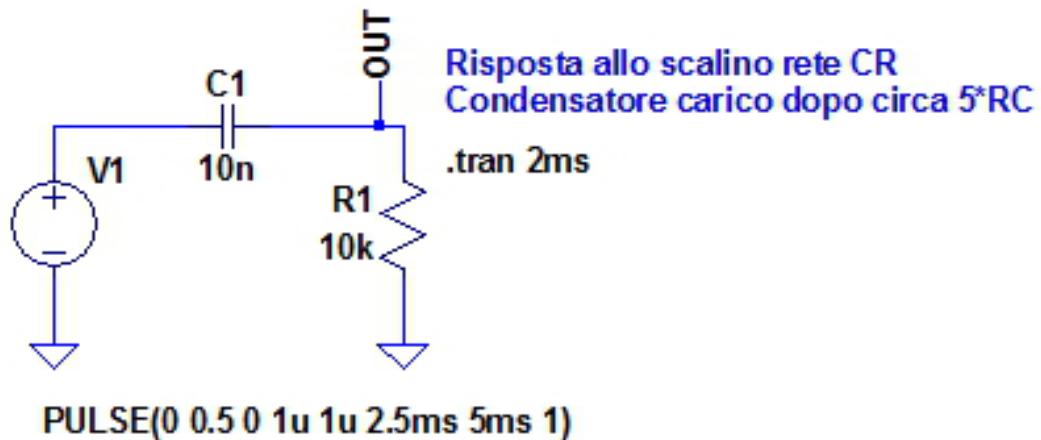


e per la rete CR



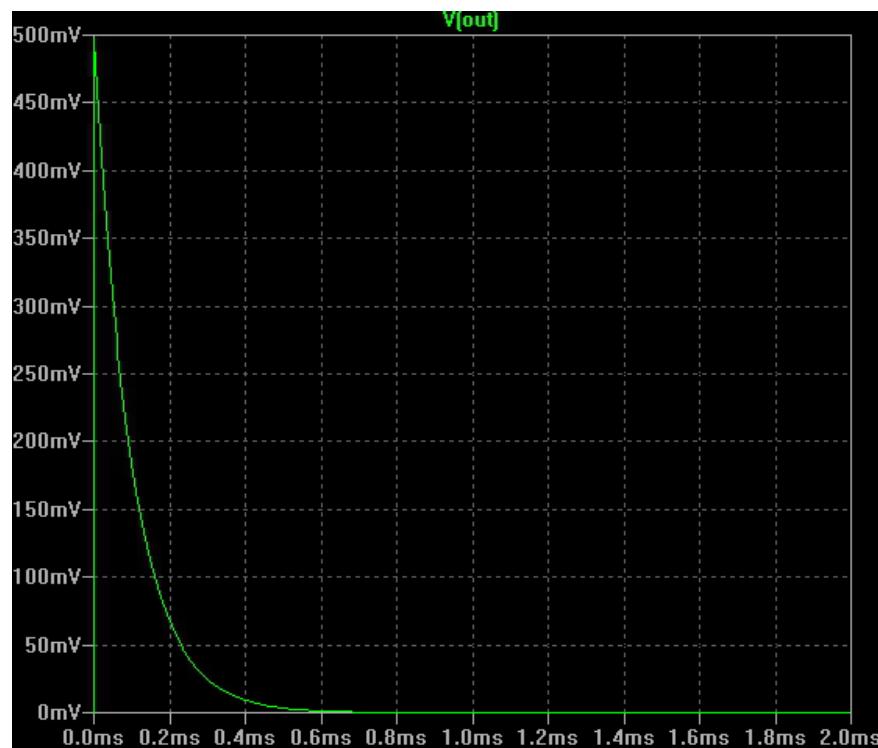
Risposta allo scalino

La risposta allo scalino può essere simulata utilizzando un generatore di tipo *pulse* e un'analisi di tipo *.tran*, come di seguito effettuato per la rete CR (ed in modo analogo per la RC)

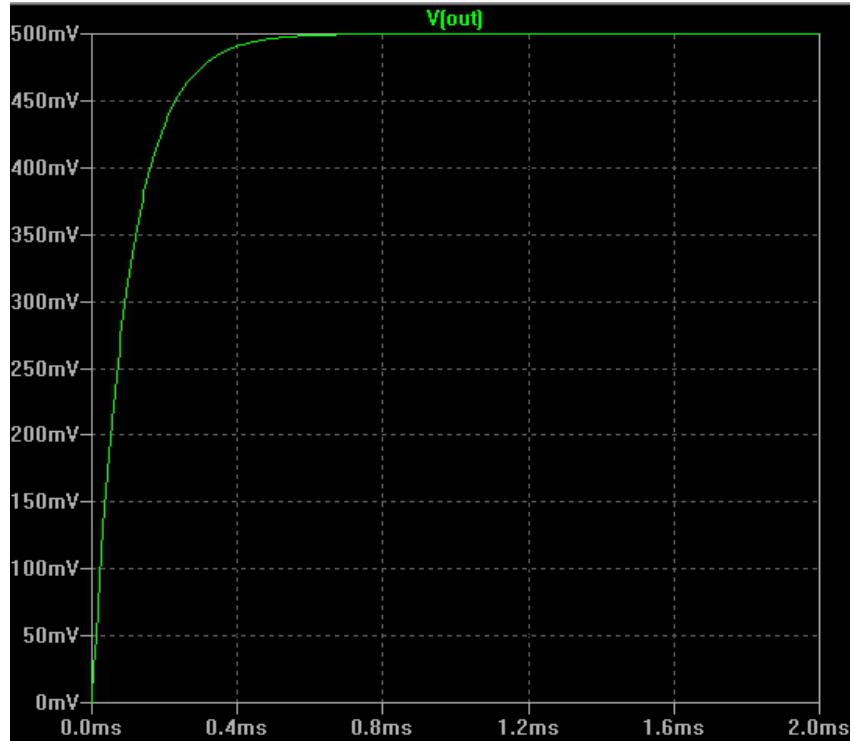


Sia nel caso della rete CR che della rete RC si nota che il segnale di uscita è considerabile a regime dopo circa 4,5 volte la costante di tempo del circuito $\tau = RC = 100\mu s$.

Risposta a scalino rete CR



Risposta a scalino rete RC



Risultati sperimentali e confronto con risultati teorici

Di seguito vengono inseriti i dati sperimentali nel software statistico R e si effettua il confronto grafico con i risultati attesi su scala logaritmica.

Le seguenti tabelle contengono i risultati delle misurazioni sperimentali effettuate con l'oscilloscopio. La frequenza è espressa in *Hertz*, la tensione in *Volt* e il valore assoluto dello sfasamento, in *secondi*.

[1] Dati rete CR

Frequenza [Hz]	Vin_pp [V]	Vout_pp [V]	Sfasamento (valori assoluti) [s]
1e+02	1	0.064	2.7e-03
5e+02	1	0.290	4.0e-04
7e+02	1	0.392	2.4e-04
8e+02	1	0.432	2.0e-04
9e+02	1	0.480	2.0e-04
1e+03	1	0.512	1.6e-04
2e+03	1	0.752	6.0e-05
3e+03	1	0.856	2.0e-05
1e+04	1	0.960	3.0e-06
2e+04	1	0.976	0.0e+00
5e+04	1	0.980	0.0e+00
1e+05	1	1.000	0.0e+00

[1] Dati rete RC

Frequenza [Hz]	Vin_pp [V]	Vout_pp [V]	Sfasamento (valori assoluti) [s]
1e+02	1	1.0000	0.0e+00

Frequenza [Hz]	Vin_pp [V]	Vout_pp [V]	Sfasamento (valori assoluti) [s]
5e+02	1	0.9440	1.0e-04
7e+02	1	0.9120	1.0e-04
8e+02	1	0.8880	9.6e-05
9e+02	1	0.8720	9.6e-05
1e+03	1	0.8480	9.2e-05
2e+03	1	0.6240	7.1e-05
3e+03	1	0.4800	5.8e-05
1e+04	1	0.1640	2.8e-05
2e+04	1	0.0840	1.2e-05
5e+04	1	0.0330	5.2e-06
1e+05	1	0.0172	2.6e-06

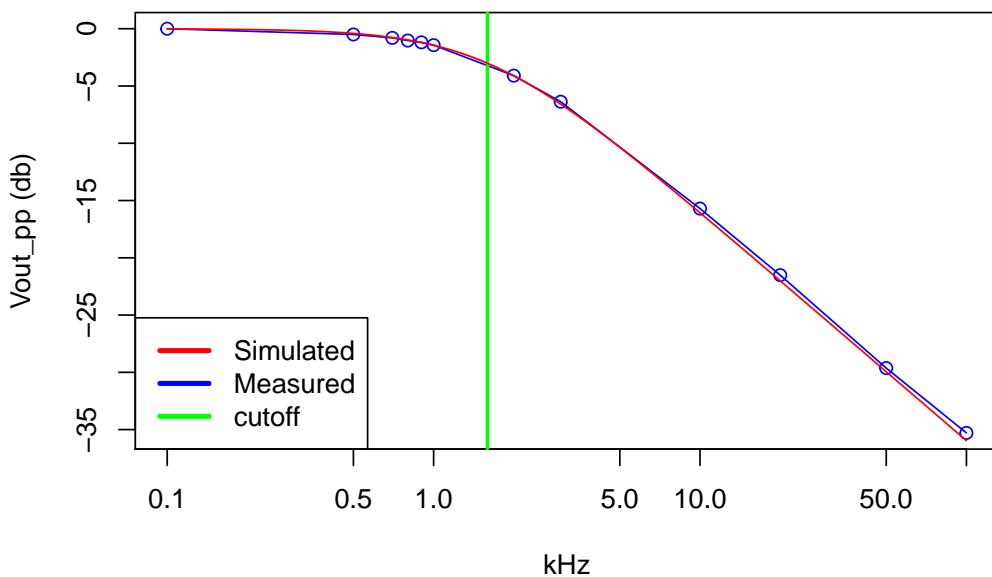
```
# Dati simulati con LTspice
rete_rc_ltspice <- read.csv("rete_rc.csv")
rete_cr_ltspice <- read.csv("rete_cr.csv")

# Calcolo sfasamento (in radienti e gradi) rete RC e conversione in decibel di Vout
rete_rc <- mutate(rete_rc,
  phi_rad = -2 * pi * freq * delta_t,
  phi_deg = -2 * freq * delta_t * 180,
  Vout_mag = 20 * log10(Vout_pp),
  freq = freq/1000)

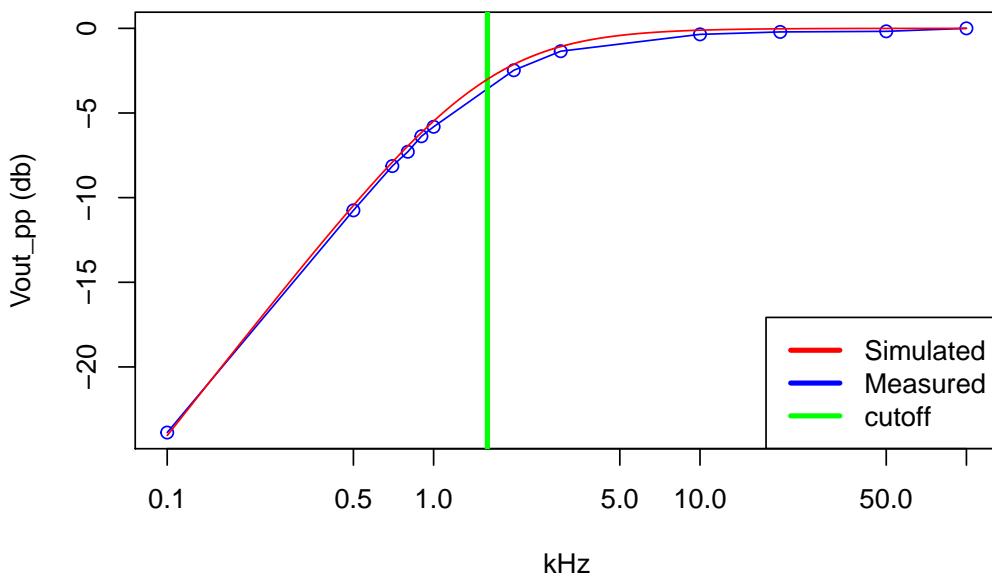
# Calcolo sfasamento (in radienti e gradi) rete CR e conversione in decibel di Vout
rete_cr <- mutate(rete_cr,
  phi_rad = 2 * pi * freq * delta_t,
  phi_deg = 2 * freq * delta_t * 180,
  Vout_mag = 20 * log10(Vout_pp),
  freq = freq/1000)
```

Si confronta graficamente il modulo della risposta in frequenza misurato con quello atteso ottenuto dalla simulazione

Vout_pp rete RC

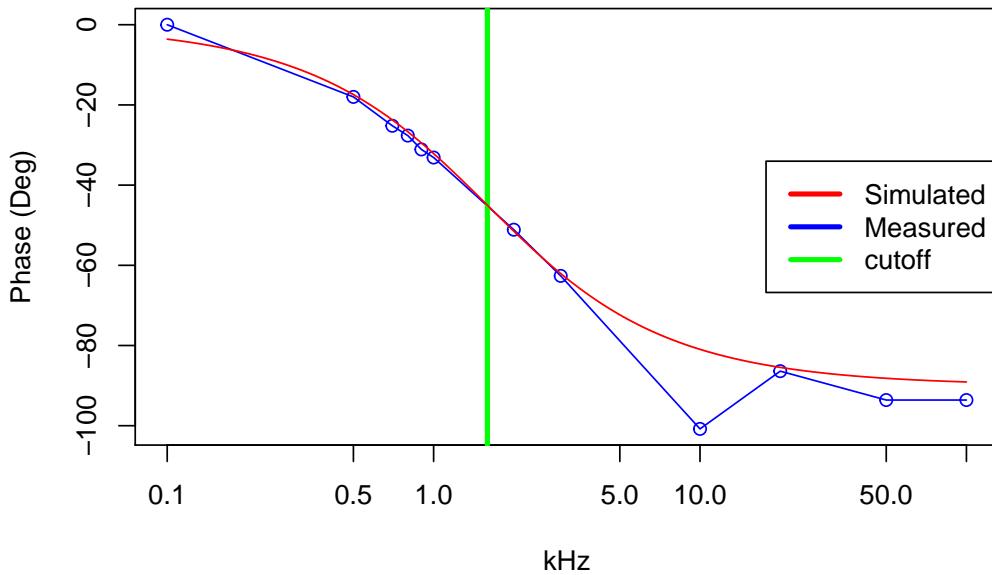


Vout_pp rete CR

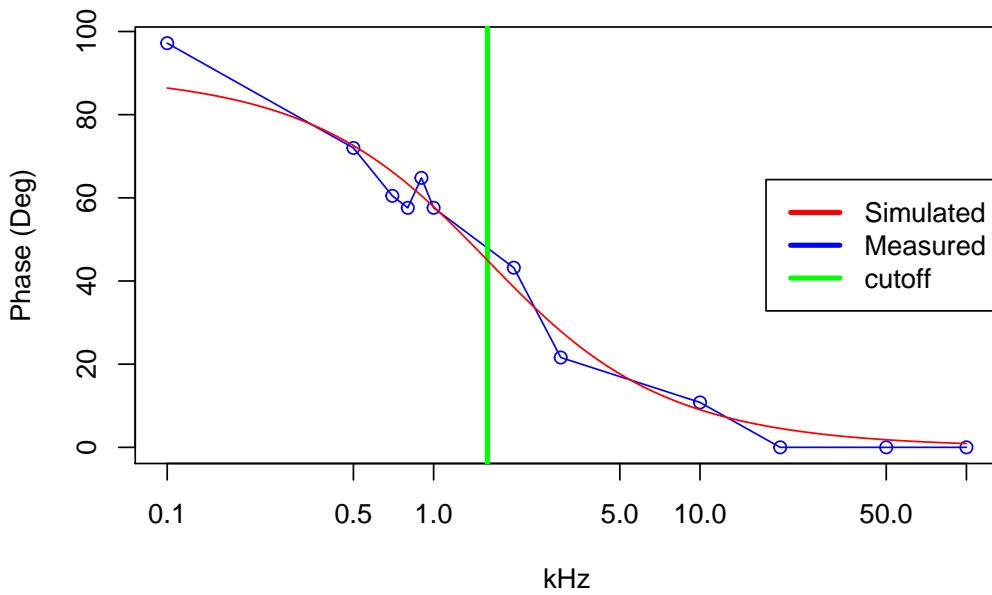


Si confronta ora la fase:

Fase rete RC



Fase rete CR



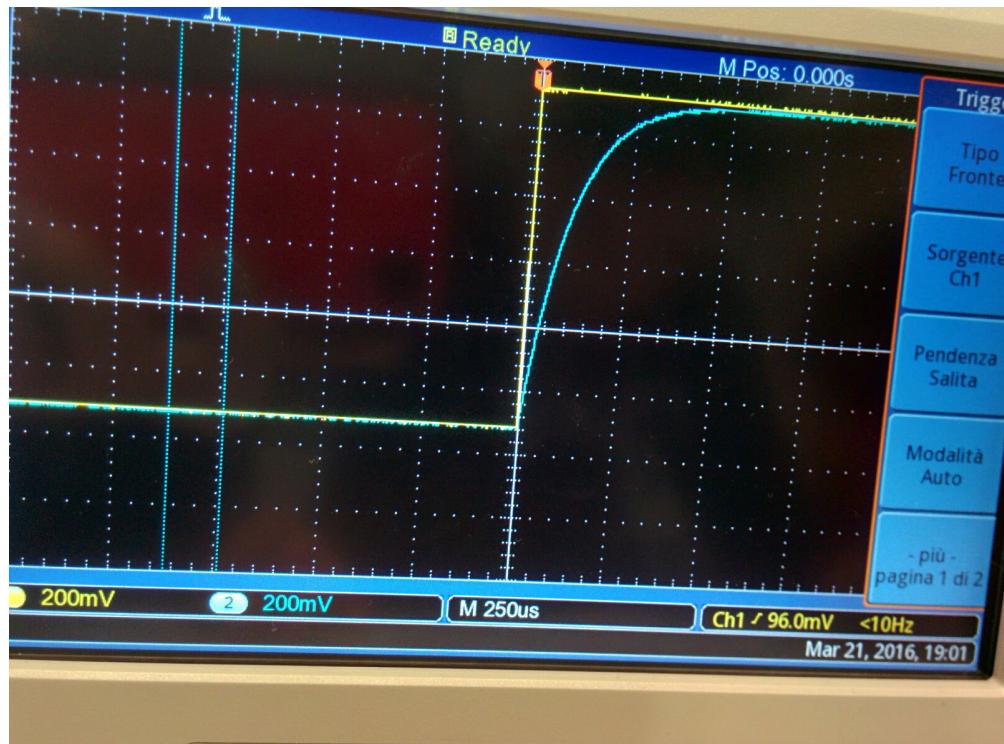
Il confronto indica che i dati sperimentali confermano quanto atteso dalla teoria. In particolare:

- Il valore del modulo è esattamente quanto ci si attende dai calcoli. La frequenza di taglio è approssimativamente 1.6kHz come previsto e si nota, in corrispondenza di tale frequenza, una differenza di circa 3db tra i dati reali e i diagrammi di bode approssimati.

- Il valore della fase è con buona approssimazione rispondente alle attese. Gli scostamenti dai dati attesi sono molto probabilmente dovuti a errori di misura, tuttavia, l'andamento dello sfasamento riflette globalmente quanto atteso.

Risposta allo scalino

Si è registrata la seguente risposta allo scalino per la rete RC:



si nota come dopo 2 *divisions* il segnale è praticamente a regime. La risposta è in accordo con un tempo di assestamento stimato di 5τ ossia $500\mu s$.

Per la rete CR la risposta allo scalino registrata è coerente con la simulazione effettuata su LTspice e il tempo di assestamento al valore di regime (0 Volt) è approssimativamente identico a quello della rete CR ossia $500\mu s$ come ci si attendeva.

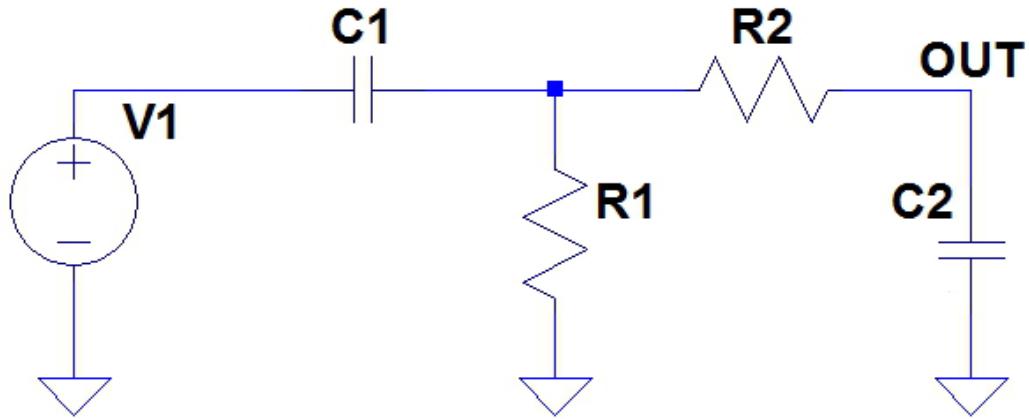
Cascata rete CR e RC

Michy Alice

26 marzo 2016

Note di teoria

La rete CR - RC può essere rappresentata nel modo seguente



Il circuito consiste di una rete CR e una rete RC in cascata. Il segnale di ingresso della rete è V1 mentre il segnale di uscita è la tensione sul condensatore C2.

Si noti come il segnale di uscita della rete CR coincida con il segnale di ingresso della rete RC. Questo fatto comporta un'interazione tra le due reti.

La funzione di trasferimento tra V1 e l'uscita è la seguente:

$$G(s) = \frac{\frac{s}{R_2 C_2}}{s^2 + \left(\frac{1}{R_1 C_1} + \frac{1}{R_2 C_2} + \frac{1}{R_2 C_1}\right)s + \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}}$$

Il termine $\frac{1}{R_2 C_1}$ rappresenta l'interazione tra le due reti.

Nel caso in cui la tensione di uscita della rete CR fosse trasmessa all'ingresso della rete RC attraverso un generatore di tensione comandato in tensione con guadagno unitario, il termine di interazione non comparirebbe nella funzione di trasferimento. In assenza di tale termine, ipotizzando valori identici di resistenze e condensatori, si avrebbero due poli coincidenti in $\frac{-1}{R_C}$.

Il termine di interazione può essere dominante oppure trascurabile. La sua presenza influenza la posizione dei poli della rete e di conseguenza la banda passante.

Descrizione dati esperimento e risultati attesi

L'esperimento consiste nel misurare i valori che caratterizzano la risposta in frequenza della rete.

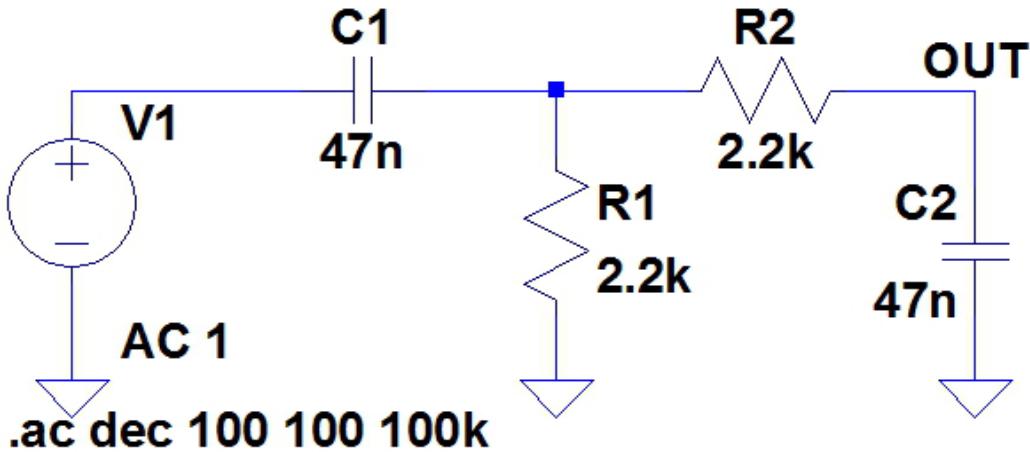
Le misure verranno ripetute sulla rete utilizzando 3 differenti configurazioni

- Configurazione 1: $R_1 = R_2 = R = 2.2k\Omega$ e $C_1 = C_2 = C = 47nF$
- Configurazione 2: $R_1 = R$, $R_2 = 10R$, $C_1 = C$ e $C_2 = \frac{C}{10}$ (termine di interazione trascurabile)
- Configurazione 3: $R_1 = R$, $R_2 = \frac{R}{10}$, $C_1 = C$ e $C_2 = 10C$ (termine di interazione dominante)

Dalla teoria ci si attende di misurare un comportamento della rete analogo a quello di un filtro passa banda. Nella configurazione 3 ci si attende di trovare una banda passante più ampia rispetto alle altre due configurazioni.

Simulazione circuitale con LTspice

Utilizzando LTspice è possibile simulare la risposta in frequenza del circuito. Di seguito è rappresentato il circuito utilizzato per simulare la configurazione 1 della rete. Le configurazioni restanti ovviamente sono simulate in modo analogo sostituendo opportunamente i valori dei componenti passivi. Fissando il parametro $AC = 1$ sul generatore, si può visualizzare la risposta in frequenza semplicemente visualizzando modulo e fase del segnale sul nodo di output OUT.



Risultati sperimentali e confronto con risultati teorici

Di seguito sono riportate le comparazioni tra i valori della risposta in frequenza misurati in laboratorio (blu) e quelli simulati con LTspice (rosso). In verde sono indicati i poli della rete.

[1] Configurazione 1

Frequenza [Hz]	Vin_pp [V]	Vout_pp [V]	Sfasamento [s]
100	1	0.0720	-2.0e-03
500	1	0.2620	-2.3e-04
1000	1	0.3340	-4.0e-05
1500	1	0.3480	0.0e+00
3000	1	0.3120	2.4e-05
10000	1	0.1480	1.9e-05
50000	1	0.0352	4.8e-06
100000	1	0.0170	2.5e-06

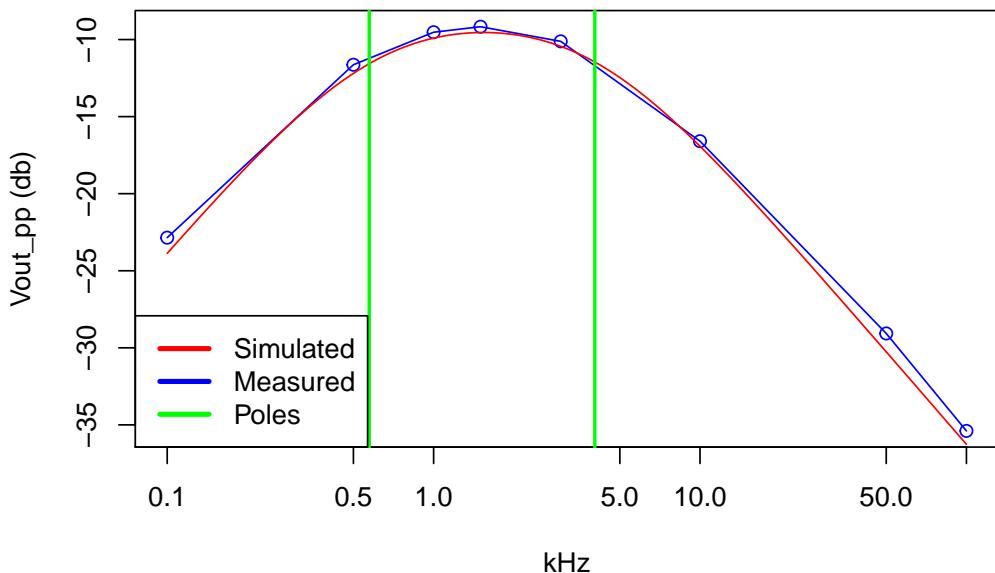
[1] Configurazione 2

Frequenza [Hz]	Vin_pp [V]	Vout_pp [V]	Sfasamento [s]
100	1	0.0672	-2.3e-03
500	1	0.2880	-3.0e-04
1000	1	0.4320	-5.0e-05
1500	1	0.4640	0.0e+00
3000	1	0.3680	3.2e-05
10000	1	0.1440	2.1e-05
50000	1	0.0320	5.0e-06
100000	1	0.0152	2.7e-06

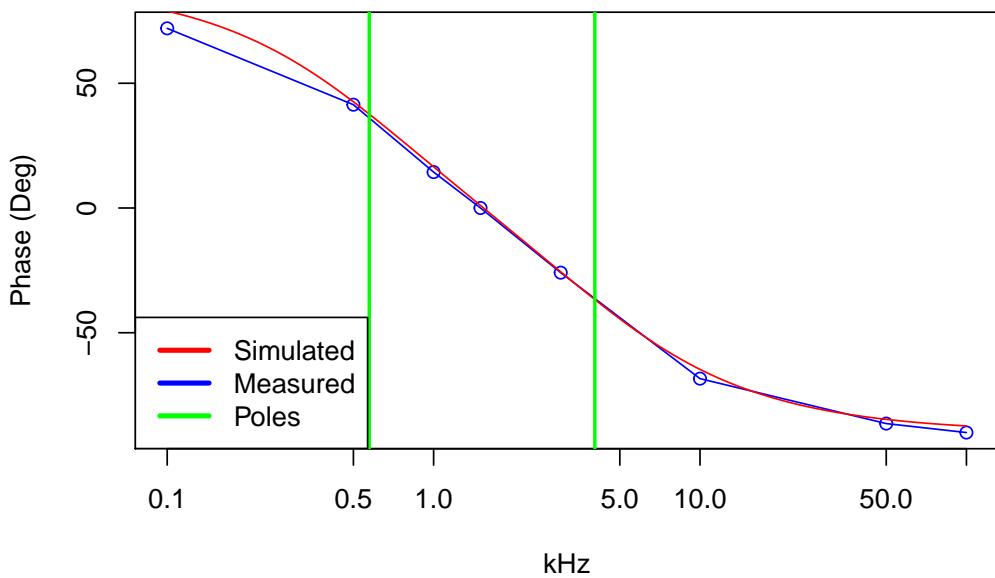
[1] Configurazione 3

Frequenza [Hz]	Vin_pp [V]	Vout_pp [V]	Sfasamento [s]
100	1	0.0480	-1.3e-03
500	1	0.0672	-8.0e-05
1000	1	0.0736	0.0e+00
1500	1	0.0736	0.0e+00
3000	1	0.0736	0.0e+00
10000	1	0.0688	8.0e-06
50000	1	0.0256	3.4e-06
100000	1	0.0160	1.7e-06

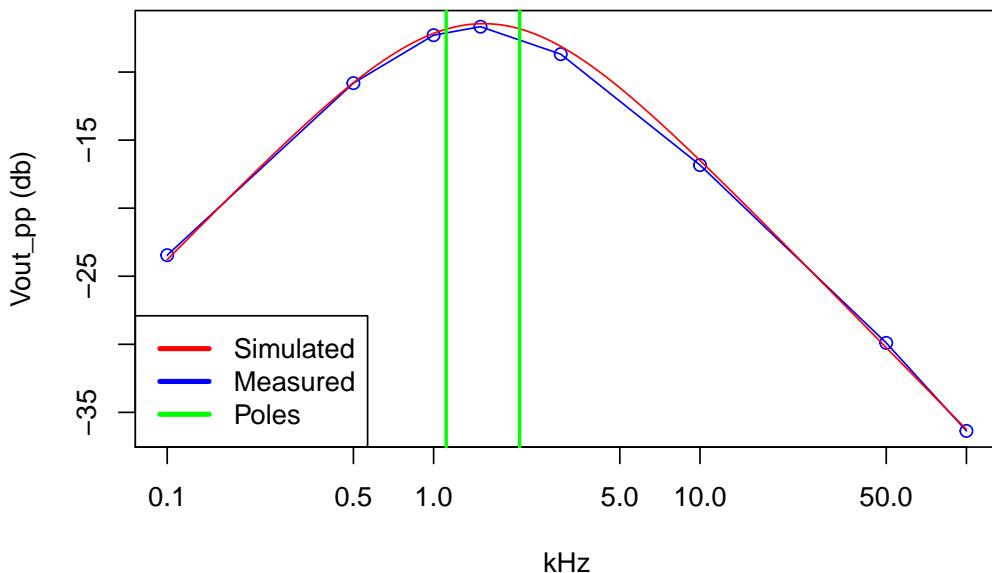
Vout peak to peak (configurazione 1)



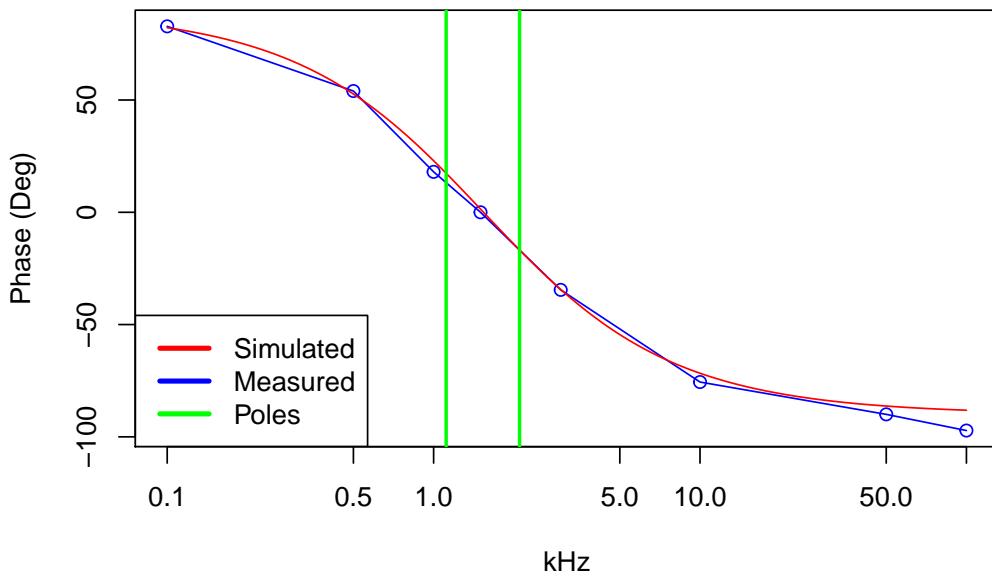
Fase (configurazione 1)



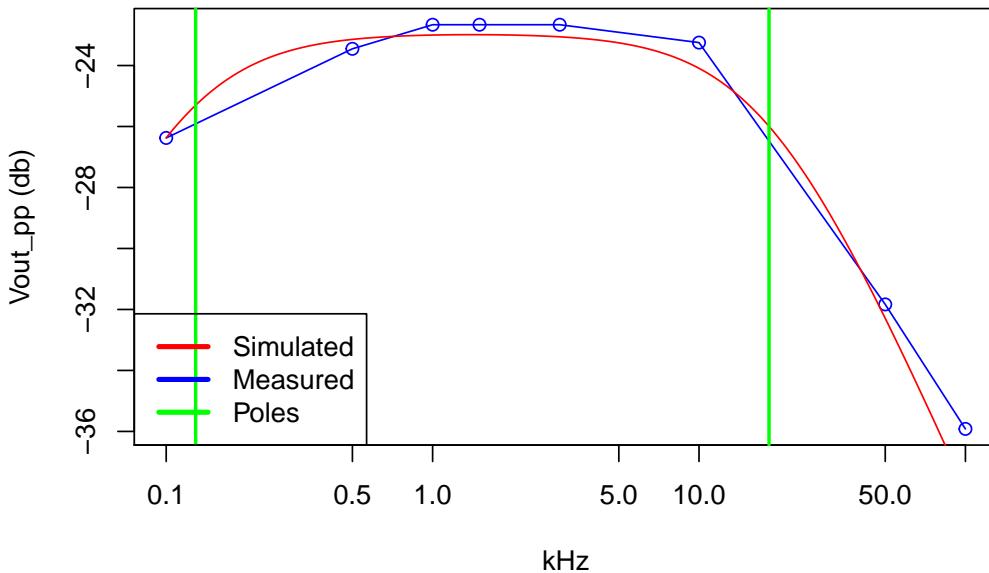
Vout peak to peak (configurazione 2)



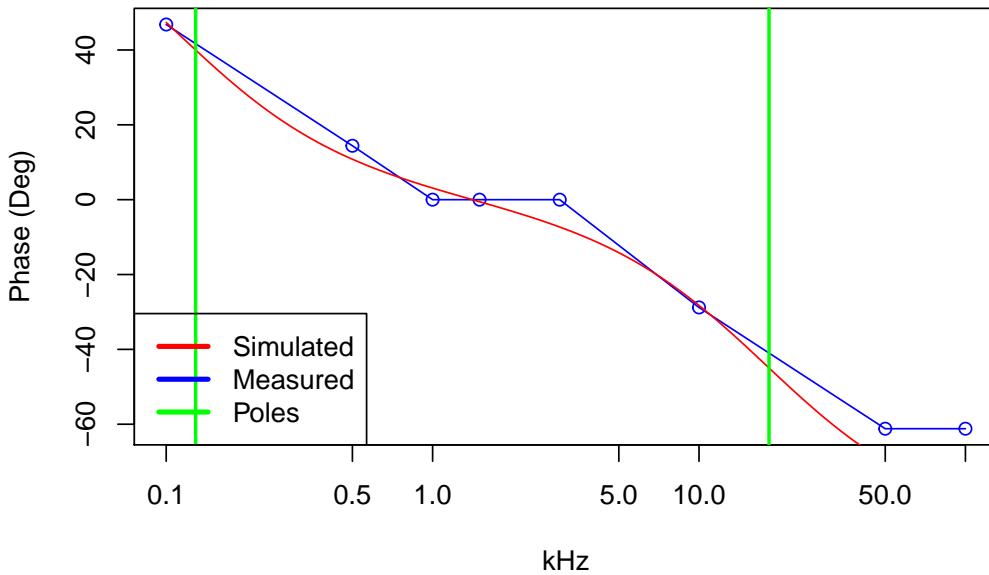
Fase (configurazione 2)



Vout peak to peak (configurazione 3)



Fase (configurazione 3)



Il confronto con i dati sperimentali conferma quanto previsto dalla teoria. Il termine di interazione modifica profondamente la banda passante del filtro a seconda del suo peso. In particolare:

- Nella configurazione 1, il termine di interazione fa sì che i poli non siano coincidenti (cosa che avverrebbe in questa configurazione nel caso in cui questo termine fosse assente) ma leggermente staccati. La banda passante è ampia circa una decade.

- Nella configurazione 2 si nota come il termine di interazione sia praticamente trascurabile e come la banda passante sia molto ristretta (circa 1 $kH\ddot{z}$)
- Nella configurazione 3 il termine di interazione è dominante. La banda passante è ampia poco più di due decadi.

Risposta allo scalino

La risposta allo scalino misurata è di circa $2ms$ per le configurazioni 1 e 2 mentre è circa $10ms$ per la configurazione 3. Il valore di regime della risposta è in tutti e tre i casi pari a 0 Volt come da attese. La simulazione con LTspice in prima approssimazione conferma i dati rilevati.

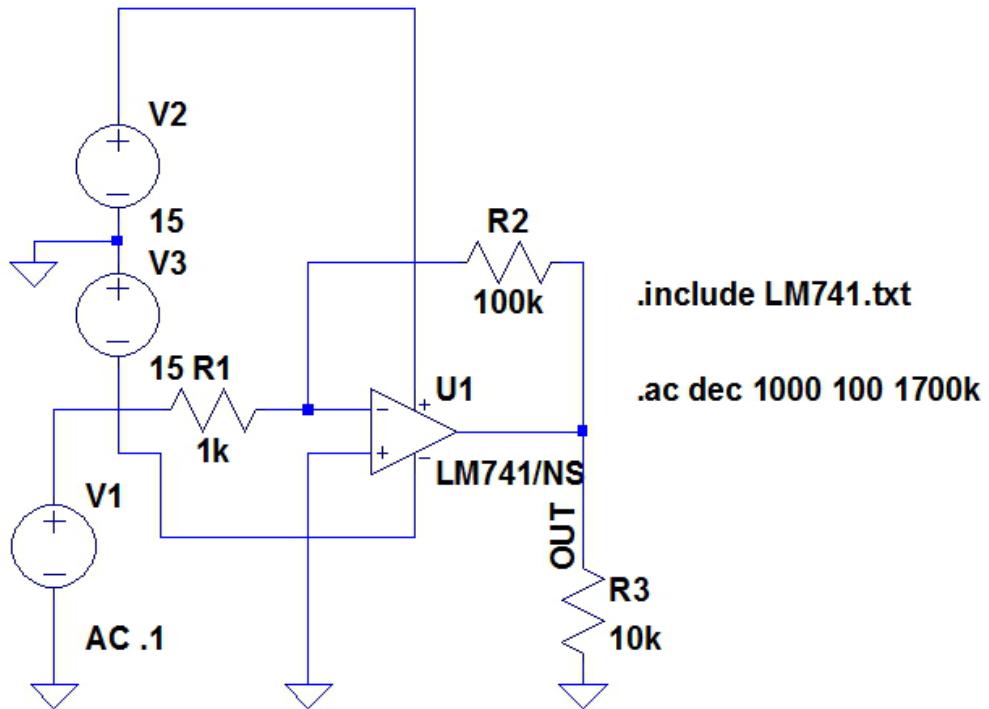
Amplificatore operazionale

Michey Alice

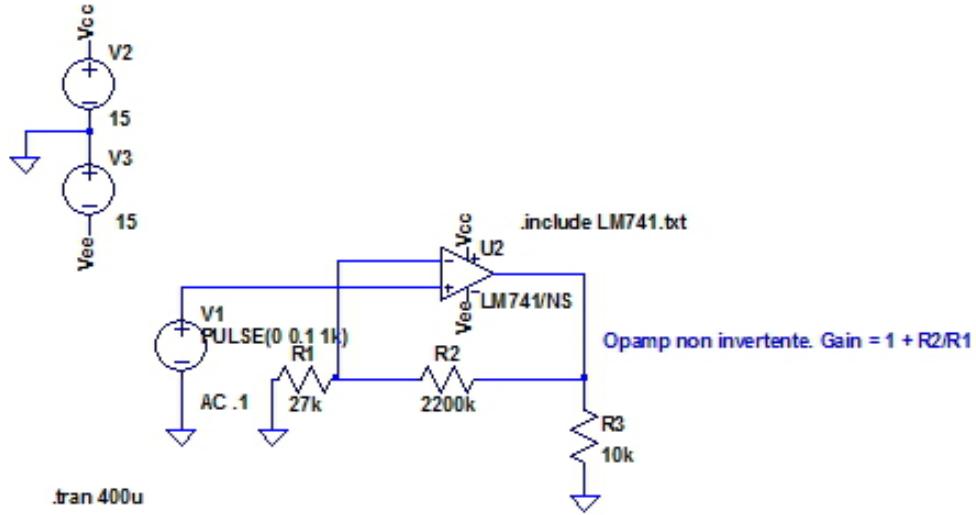
26 marzo 2016

Note di teoria

L'amplificatore operazionale in configurazione invertente può essere rappresentato nel seguente modo



mentre la configurazione non invertente è rappresentata come di seguito



E' possibile esprimere il guadagno retroazionato di entrambi i circuiti come:

$$G_r = G_{ideale} \frac{1}{1 - \frac{1}{G_{loop}}}$$

Dove il guadagno ideale è pari a:

$$1 + \frac{R_2}{R_1}$$

per la configurazione non invertente e

$$-\frac{R_2}{R_1}$$

per la configurazione invertente.

In particolare, G_{loop} , ossia il guadagno ad anello aperto, è identico per entrambi i circuiti e pari a

$$G_{loop} = \frac{-A(s)R_1}{R_1 + R_2}$$

dove la funzione $A(s)$ è approssimabile come

$$A(s) = \frac{A_0}{1 + s\tau_0}$$

I parametri $A_0 = 210^5$ e $\frac{1}{\tau_0} = 31.4 \text{ rad/s}$ sono ricavabili dal datasheet dell' LM741.

La risposta in frequenza dell'LM741 può essere approssimata nel modo seguente

$$\begin{cases} G_{ideale} & \omega \ll \omega_l \\ -G_{ideale}G_{loop} & \omega \gg \omega_l \end{cases}$$

La pulsazione ω_l è quella particolare pulsazione tale per cui il modulo del guadagno ad anello aperto (G_{loop}) è unitario. Nota l'espressione del guadagno d'anello, ω_l può essere stimata considerando l'andamento asintotico oppure calcolata analiticamente.

Descrizione dati esperimento e risultati attesi

L'esperimento consiste nel misurare i valori che caratterizzano la risposta in frequenza e confrontarli con i dati simulati utilizzando il software LTspice.

Si è utilizzato in entrambi i circuiti un amplificatore operazionale LM741. Per i resistori invece:

- Configurazione invertente: $R_1 = 1k\Omega$ e $R_2 = 100k\Omega$
- Configurazione non invertente: $R_1 = 27k\Omega$ e $R_2 = 2.2M\Omega$

La resistenza sul nodo di output è in entrambi i casi pari a $10k\Omega$ tuttavia risulta ininfluente ai fini del nostro esperimento.

A bassa frequenza, ossia per $\omega \ll \omega_l$ ci si attende di misurare un guadagno di tensione approssimativamente pari a 100 (ovvero 40db) per il circuito in configurazione invertente e un guadagno di tensione circa pari a 82 per il circuito invertente.

Ad alta frequenza, per $\omega \gg \omega_l$ ci si attende una attenuazione del guadagno per entrambe le configurazioni.

Simulazione circuitale con LTspice

Si è simulato la risposta in frequenza utilizzando LTspice in modo da confrontare i dati misurati sperimentalmente con i dati simulati. Nel paragrafo successivo si effettua la comparazione grafica e si espongono in tabelle i valori misurati

Risultati sperimentali e confronto con risultati teorici

Di seguito le tabelle con i dati sperimentali

[1] Configurazione invertente

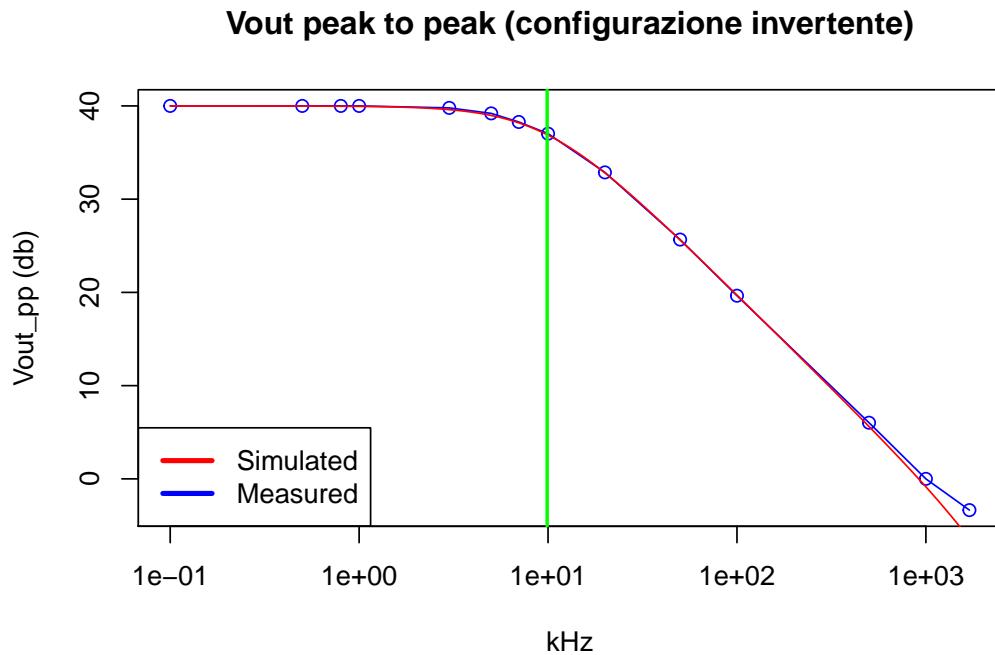
Frequenza [Hz]	Vin_pp [V]	Vout_pp [V]	Sfasamento [s]
100	0.1	10.000	5.00e-03
500	0.1	10.000	1.00e-03
800	0.1	10.000	6.70e-04
1000	0.1	10.000	4.80e-04
3000	0.1	9.760	1.48e-04
5000	0.1	9.120	8.40e-05
7000	0.1	8.200	5.60e-05
10000	0.1	7.100	3.60e-05
20000	0.1	4.400	1.68e-05
50000	0.1	1.920	5.40e-06
100000	0.1	0.960	2.40e-06
500000	0.1	0.200	4.00e-07
1000000	0.1	0.100	2.00e-07
1700000	0.1	0.068	1.00e-07

[1] Configurazione non invertente

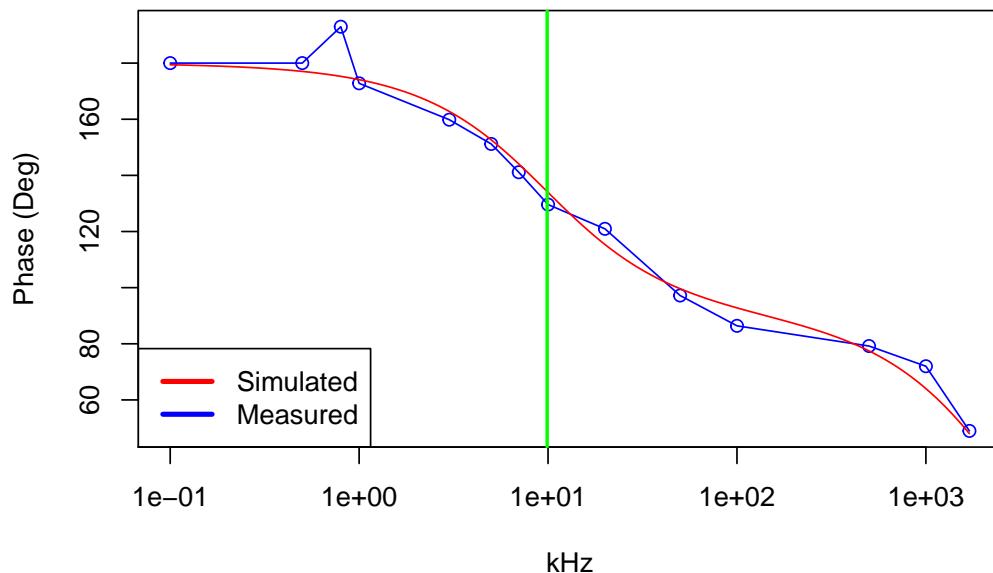
Frequenza [Hz]	Vin_pp [V]	Vout_pp [V]	Sfasamento [s]
100	0.1	8.640	0.0e+00

Frequenza [Hz]	Vin_pp [V]	Vout_pp [V]	Sfasamento [s]
500	0.1	8.640	0.0e+00
1000	0.1	8.640	0.0e+00
3000	0.1	8.480	1.6e-05
5000	0.1	7.920	1.6e-05
7000	0.1	7.360	1.4e-05
10000	0.1	6.560	1.3e-05
11400	0.1	6.000	1.2e-05
20000	0.1	4.090	9.0e-06
50000	0.1	1.900	4.6e-06
100000	0.1	0.896	2.5e-06

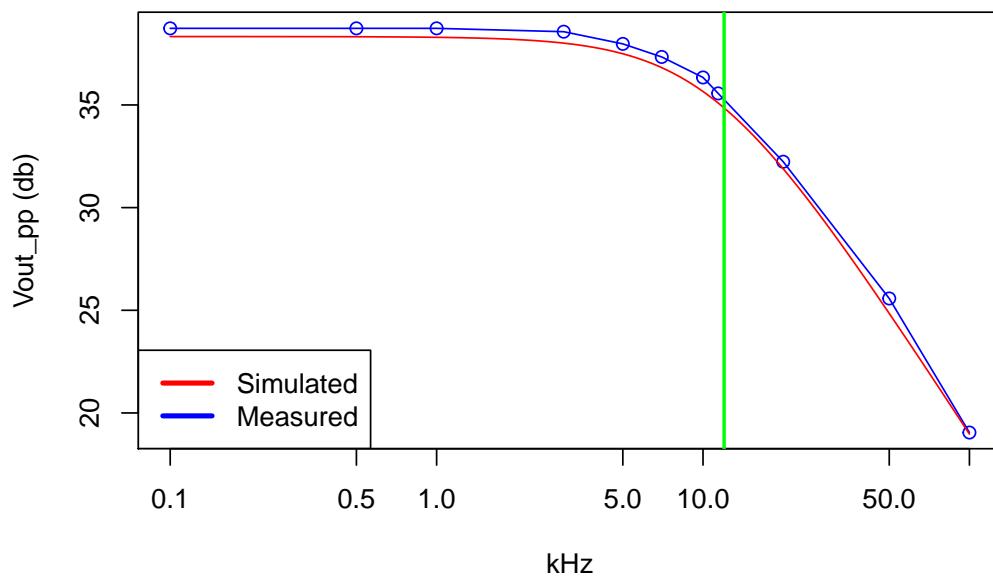
Si effettua ora un confronto grafico con i dati simulati. In verde è indicata la frequenza (in $kH\bar{z}$) corrispondente alla pulsazione ω_l



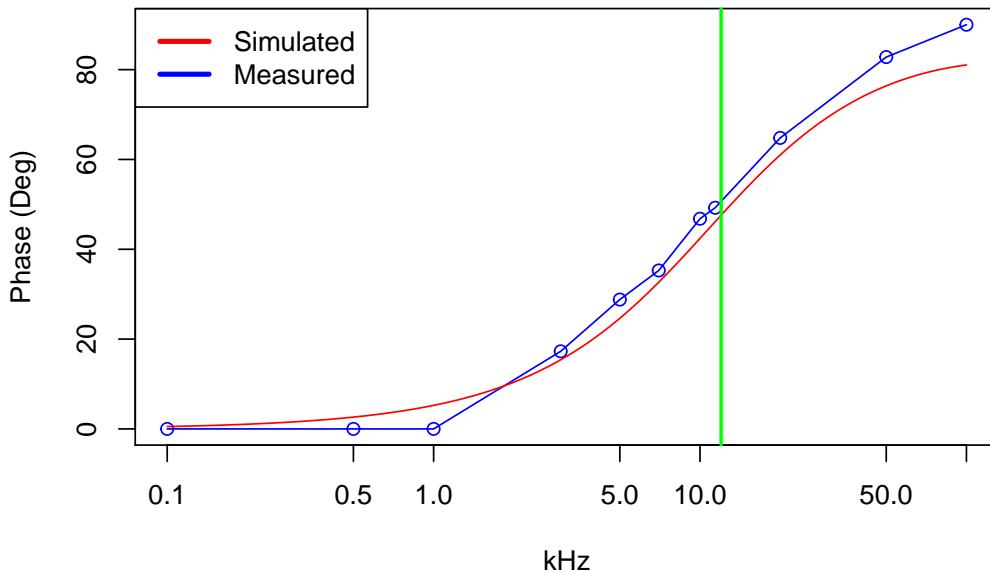
Fase (configurazione invertente)



Vout peak to peak (configurazione non invertente)



Fase (configurazione non invertente)



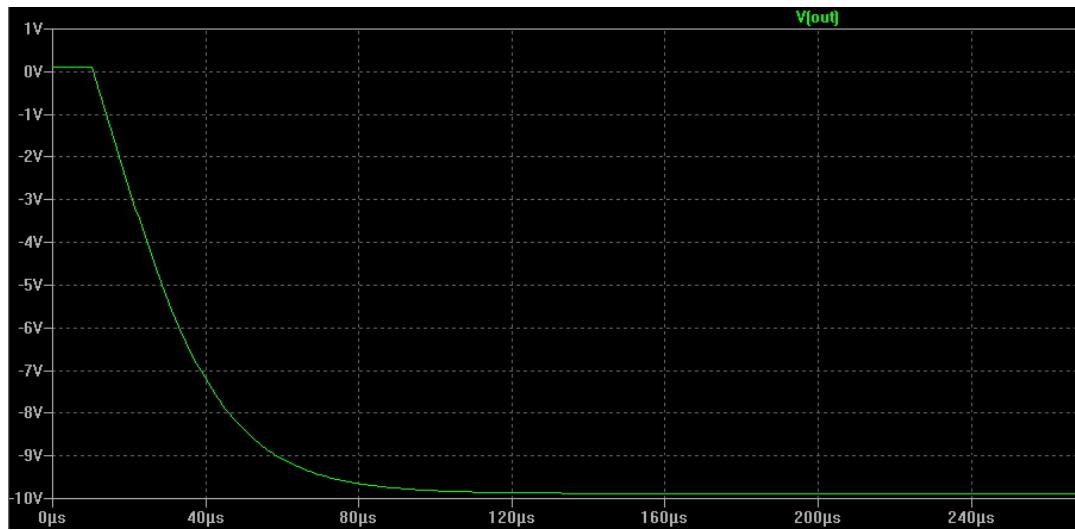
I dati sperimentali riflettono con buona approssimazione le aspettative teoriche. La pulsazione ω_l stimata sembra, con ragionevole approssimazione, rispondente alle aspettative.

- A bassa frequenza, il guadagno retroazionato di entrambi i circuiti può essere approssimato con il guadagno ideale. Lo sfasamento è nullo per il circuito non invertente e pari a 180 gradi per quello invertente.
- Ad alta frequenza, il polo fa diminuire sempre di più il guadagno retroazionato discostandolo dal guadagno ideale.

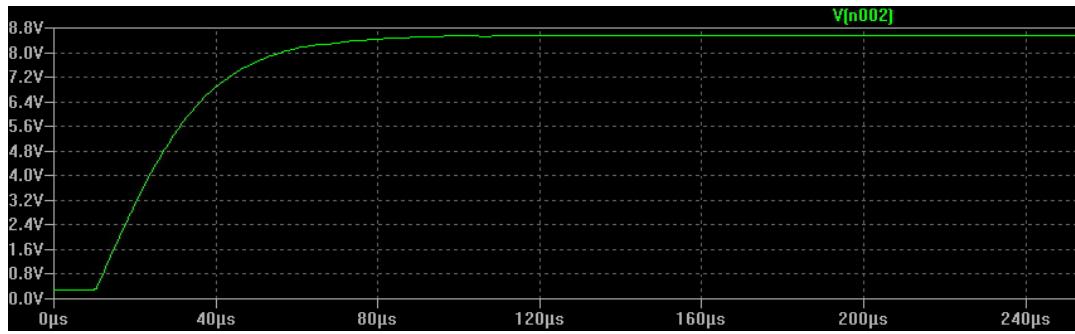
Risposta allo scalino

Le risposte allo scalino registrate sono molto simili rispetto a quelle simulate con LTspice di seguito:

Configurazione invertente



Configurazione non invertente



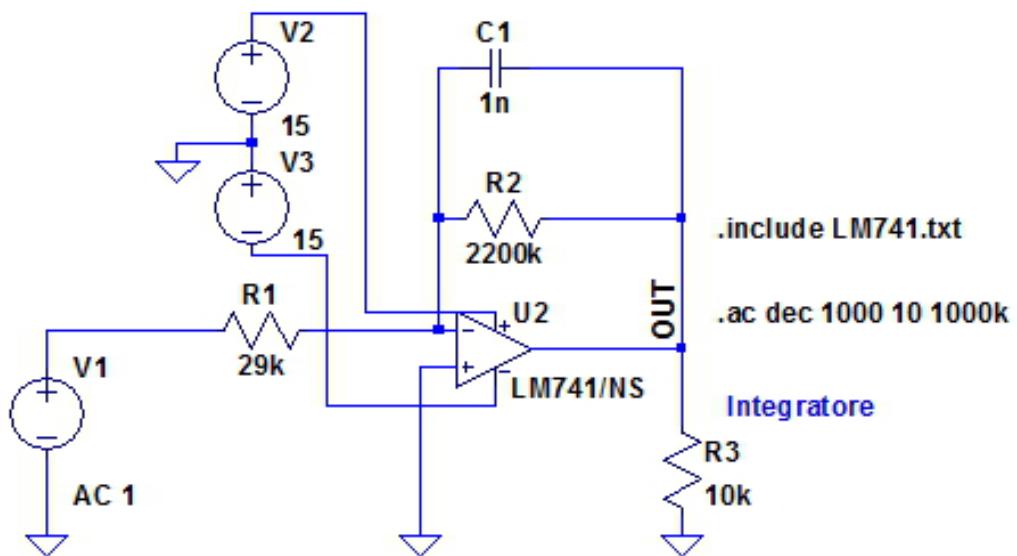
Circuiti integratore e derivatore

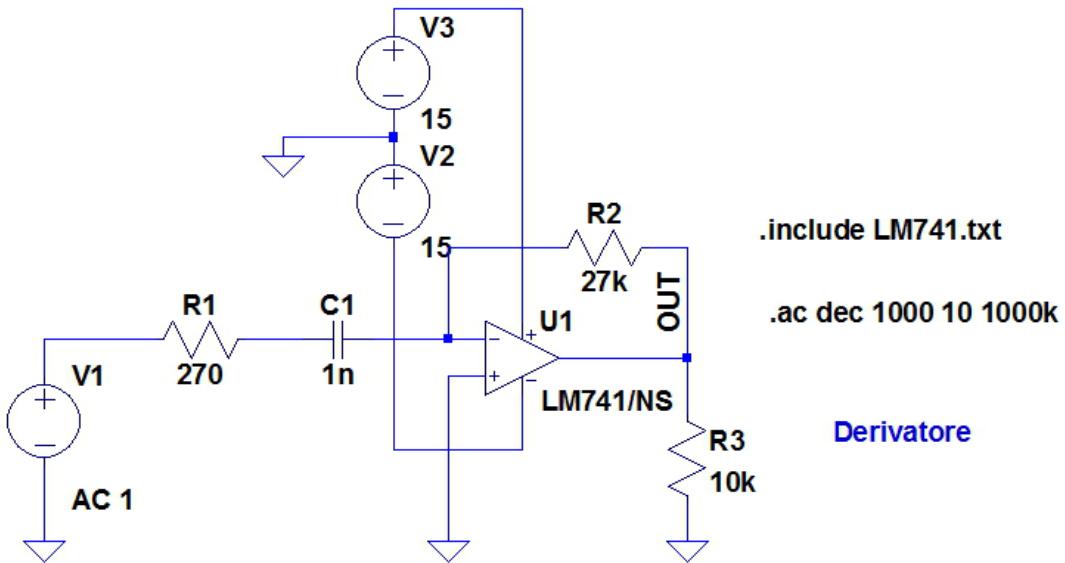
Michey Alice

18 aprile 2016

Note di teoria

Di seguito vengono rappresentati i circuiti integratore e derivatore reale realizzati utilizzando un amplificatore operazionale:





E' possibile esprimere il guadagno retroazionato di entrambi i circuiti come:

$$G_r = G_{ideale} \frac{1}{1 - \frac{1}{G_{loop}}}$$

Per esprimere il guadagno ideale $G_{ideale} = -\frac{Z_2}{Z_1}$, si utilizzano le impedenze Z_1 e Z_2 ottenendo:

$$G_{ideale} = -\frac{R_2}{R_1} \frac{1}{1 + sCR_2}$$

per il circuito integratore dove $Z_1 = R_1$ e $Z_2 = \frac{1}{\frac{1}{R_2} + sC}$ e

$$G_{ideale} = -\frac{sR_2C}{1 + sR_1C}$$

per il circuito derivatore dove $Z_1 = R_1 + \frac{1}{sC}$ e $Z_2 = R_2$.

Il guadagno ad anello aperto, G_{loop} , si può calcolare nel modo seguente, considerando

$$G_{loop} = \frac{-A(s)Z_1}{Z_1 + Z_2}$$

dove la funzione $A(s)$ è approssimabile come

$$A(s) = \frac{A_0}{1 + s\tau_0}$$

I parametri $A_0 = 210^5$ e $\frac{1}{\tau_0} = 31.4 \text{ rad/s}$ sono ricavabili dal datasheet dell' LM741.

La risposta in frequenza dei circuiti integratore e derivatore può essere approssimata nel modo seguente

$$\begin{cases} G_{ideale} & \omega \ll \omega_l \\ -G_{ideale}G_{loop} & \omega \gg \omega_l \end{cases}$$

La pulsazione ω_l è quella particolare pulsazione tale per cui il modulo del guadagno ad anello aperto (G_{loop}) è unitario. Nota l'espressione del guadagno d'anello, ω_l può essere stimata considerando l'andamento asintotico oppure calcolata analiticamente.

Descrizione dati esperimento e risultati attesi

L'esperimento consiste nel misurare i valori che caratterizzano la risposta in frequenza e confrontarli con i dati simulati utilizzando il software LTspice.

L'amplificatore operazionale utilizzato è il modello LM741.

I componenti utilizzati sono elencati di seguito:

- Nel circuito integratore: $R_1 = 29k\Omega$, $R_2 = 2.2M\Omega$ e $C_1 = 1nF$
- Nel circuito derivatore: $R_1 = 270\Omega$, $R_2 = 27k\Omega$ e $C_1 = 1nF$

In entrambi i casi R_3 sul nodo di output è pari a $10k\Omega$ (ma è ovviamente ininfluente ai fini dell'esperimento).

Simulazione circuitale con LTspice

Utilizzando il simulatore Spice si è simulata la risposta in frequenza del circuito come fatto in precedenza con altri circuiti.

Risultati sperimentali e confronto con risultati teorici

Di seguito sono riportate su tabelle le misurazioni sperimentali.

[1] Circuito integratore

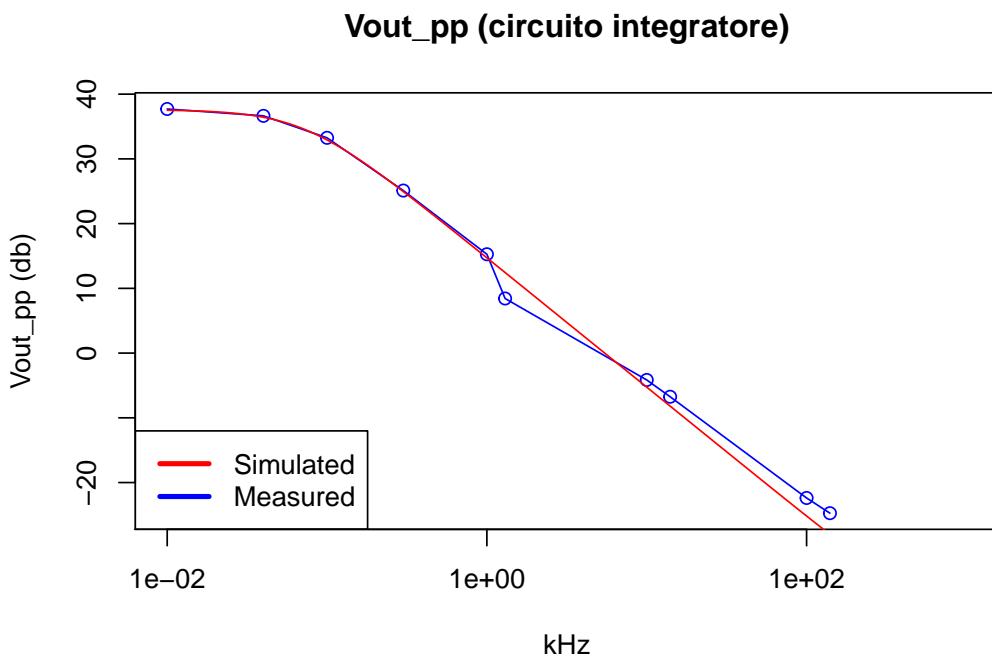
Frequenza [Hz]	Vin_pp [V]	Vout_pp [V]	Sfasamento [s]
10	0.1	7.6800	5.6e-02
40	0.1	6.8000	1.1e-02
100	0.1	4.6000	3.5e-03
300	0.1	1.8000	1.0e-03
1000	0.1	0.5800	2.6e-04
1300	0.1	0.2640	2.0e-04
10000	0.1	0.0620	2.4e-05
14000	0.1	0.0460	1.8e-05
100000	0.1	0.0076	2.6e-06
140000	0.1	0.0058	1.7e-06
1000000	0.1	0.0000	0.0e+00

[1] Circuito derivatore

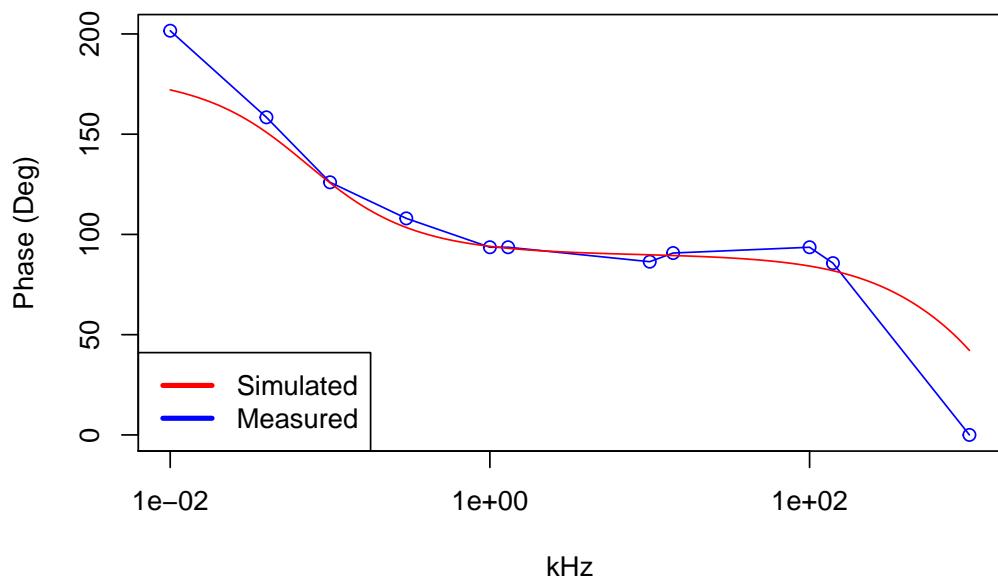
Frequenza [Hz]	Vin_pp [V]	Vout_pp [V]	Sfasamento [s]
10	1.0	0.000	2.4e-02
40	1.0	0.000	5.9e-03
100	1.0	0.000	2.5e-03
300	1.0	0.065	8.4e-04
1000	1.0	0.184	2.6e-04
1300	1.0	0.242	1.9e-04
10000	1.0	1.820	2.6e-05
14000	1.0	2.680	1.9e-05
100000	0.1	1.640	3.0e-06

Frequenza [Hz]	Vin_pp [V]	Vout_pp [V]	Sfasamento [s]
140000	0.1	0.900	1.8e-06
1000000	0.1	0.094	2.0e-07

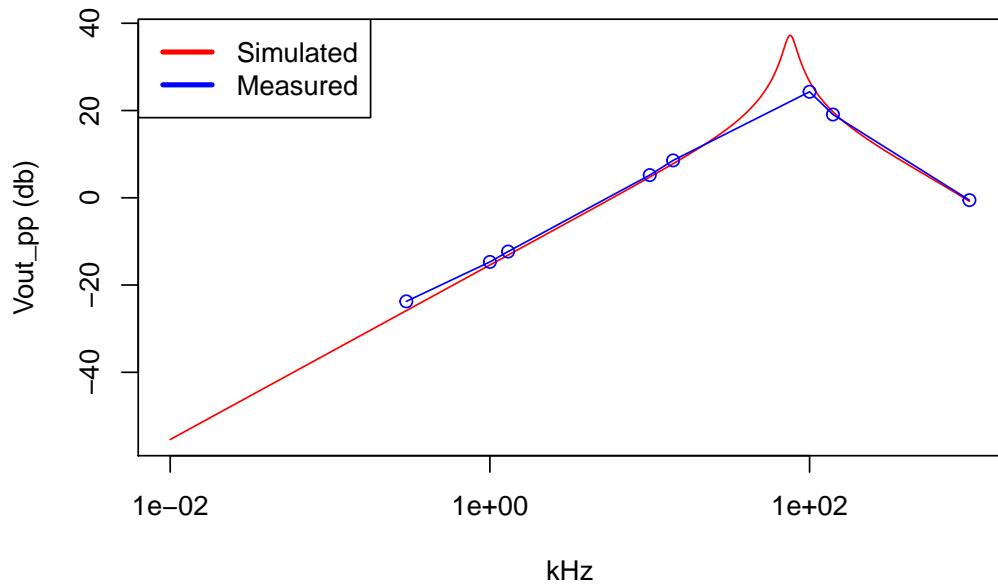
Si effettua ora un confronto grafico tra i dati sperimentali e quelli simulati con il software LTspice.



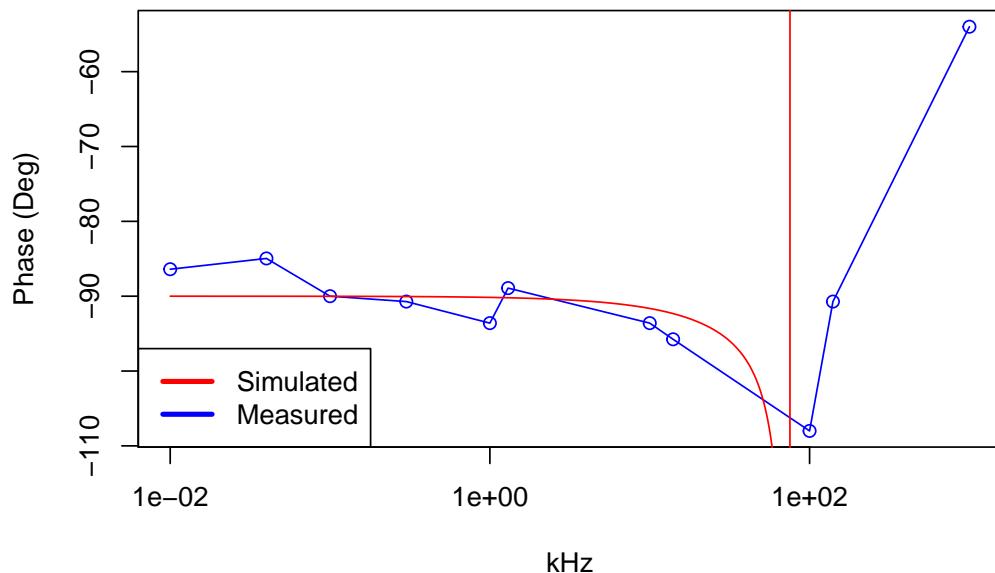
Fase (circuito integratore)



Vout_pp (circuito derivatore)



Fase (circuito derivatore)



I dati sperimentali confermano le aspettative per quanto riguarda il circuito integratore e il modulo del circuito derivatore. Ci sono stati diversi problemi dovuti a disturbi durante le misurazioni che hanno peggiorato la qualità delle rilevazioni sperimentali. L'andamento rilevato delle risposte in frequenza è globalmente simile a quanto atteso.

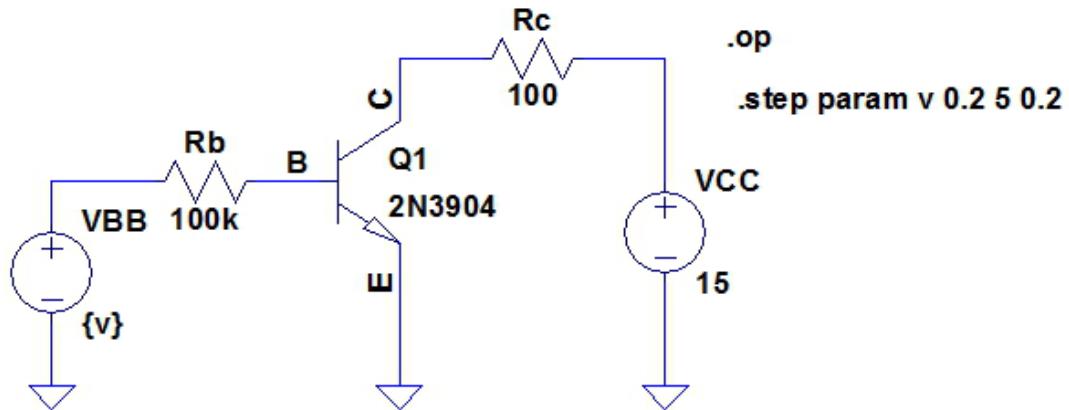
Caratteristica I-V transistor NPN

Michy Alice

16 maggio 2016

Circuito utilizzato

Al fine di stimare la caratteristica corrente tensione del transistor NPN 2N3904 si è utilizzato il seguente circuito:



Descrizione dati esperimento e risultati attesi

L'esperimento consiste nello stimare la caratteristica corrente tensione del transistor. La misurazione della tensione tra i terminali del componente verrà effettuata direttamente utilizzando un voltmetro, mentre la corrente sarà calcolata utilizzando la legge di Ohm sulle misurazioni della tensione dei resistori utilizzati nel circuito. Successivamente i dati sperimentali saranno confrontati con quelli simulati utilizzando il software LTspice.

I componenti utilizzati sono elencati di seguito:

- Transistor NPN 2N3904
- Resistori $R_B = 100k\Omega$ e $R_C = 100\Omega$

Risultati sperimentali e confronto con risultati teorici

Di seguito le tabelle con i dati misurati sperimentalmente in laboratorio. La corrente è stata calcolata utilizzando la legge di Ohm.

[1] Dati misurati con VCC fissa

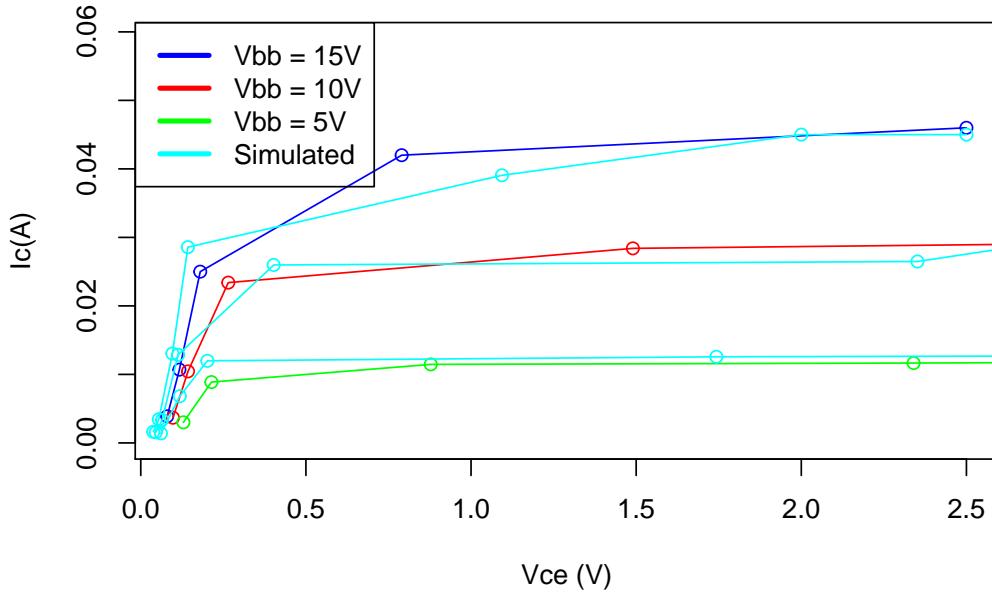
Vbb [V]	Vrc [V]	Vce [V]	Vrb [V]	Vcc [V]	Ic [A]	Ib [A]
0.3	0.0000	15.00	0.0001	15	0.000000	0.00e+00
0.7	0.0050	15.00	0.1400	15	0.000100	1.40e-06
1.5	0.0700	14.92	0.8630	15	0.001400	8.60e-06
3.0	0.2830	14.71	4.2000	15	0.005660	4.20e-05
5.0	0.6500	14.30	5.8000	15	0.013000	5.80e-05
0.3	0.0000	10.00	0.0000	10	0.000000	0.00e+00
0.7	0.0033	10.00	0.1140	10	0.000066	1.10e-06
1.5	0.0688	10.00	1.0000	10	0.001376	1.00e-05
3.0	0.2730	9.70	4.0000	10	0.005460	4.00e-05
5.0	0.6150	9.36	4.4000	10	0.012300	4.40e-05
0.3	0.0000	4.98	0.0000	5	0.000000	0.00e+00
0.7	0.0033	4.97	0.1220	5	0.000066	1.20e-06
1.5	0.0670	4.91	0.8480	5	0.001340	8.50e-06
3.0	0.2660	4.70	3.1200	5	0.005320	3.12e-05
5.0	0.5870	4.36	4.3000	5	0.011740	4.30e-05

[1] Dati misurati con VBB fissa

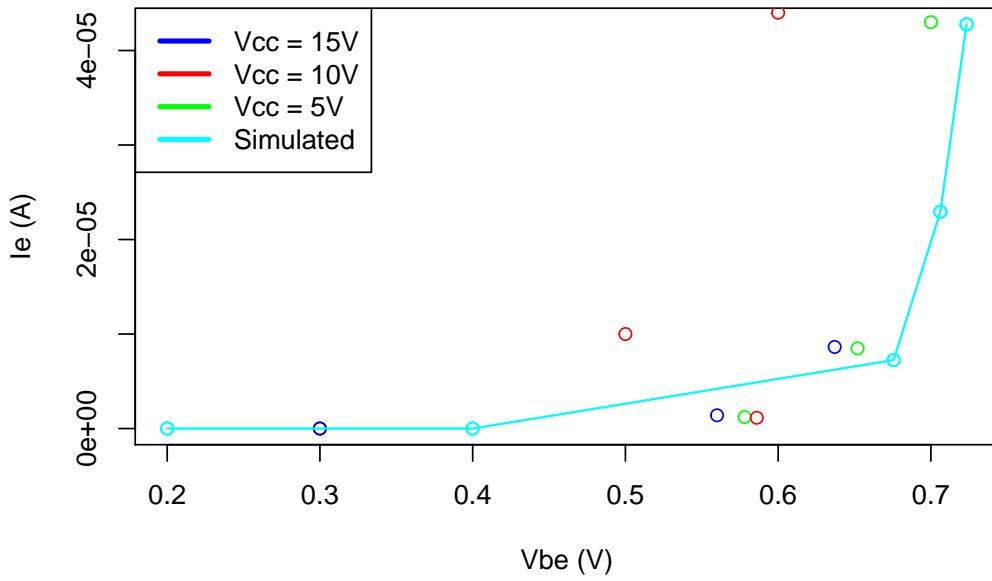
Vcc [V]	Vrc [V]	Vce [V]	Vrb [V]	Vbb [V]	Ic [A]	Ib [A]
0.3	0.194	0.0800	14.30	15	0.00388	0.0001430
0.7	0.535	0.1170	14.28	15	0.01070	0.0001428
1.5	1.250	0.1800	14.26	15	0.02500	0.0001426
3.0	2.100	0.7900	14.26	15	0.04200	0.0001426
5.0	2.300	2.5000	14.23	15	0.04600	0.0001423
0.3	0.184	0.0975	9.83	10	0.00368	0.0000983
0.7	0.522	0.1430	9.30	10	0.01044	0.0000930
1.5	1.170	0.2650	9.26	10	0.02340	0.0000926
3.0	1.420	1.4900	9.26	10	0.02840	0.0000926
5.0	1.470	3.4300	9.44	10	0.02940	0.0000944
0.3	0.150	0.1290	4.30	5	0.00300	0.0000430
0.7	0.444	0.2140	4.28	5	0.00888	0.0000428
1.5	0.573	0.8780	4.28	5	0.01146	0.0000428
3.0	0.583	2.3400	4.45	5	0.01166	0.0000445
5.0	0.599	4.3400	4.78	5	0.01198	0.0000478

Si effettua ora un confronto grafico con i dati simulati utilizzando LTspice

Caratteristica I-V collettore-emettitore



Caratteristica I-V base-emettitore



I dati sperimentali presentano un andamento analogo rispetto a quelli simulati ed attesi per quanto riguarda la caratteristica collettore-emettitore. Per quanto riguarda la caratteristica base-emettitore invece, l'andamento dei dati misurati sembra riflettere le attese, nonostante i valori misurati siano abbastanza distanti da quelli simulati.

Si è infine stimato il coefficiente beta per il transistore come valor medio dei beta ottenuti ed estratto il valore massimo stimato

```
## [1] "Beta medio ottenuto: 143.06"  
## [1] "Beta massimo ottenuto: 323.26"
```

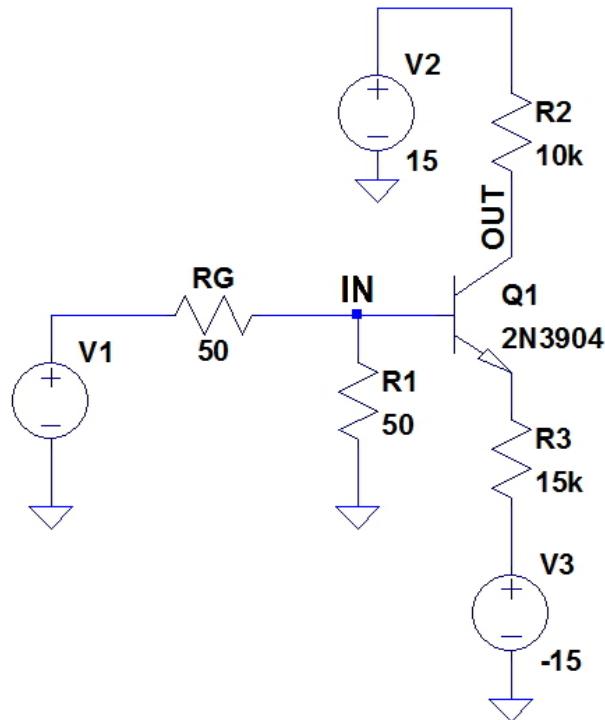
Transistor come amplificatore

Michy Alice

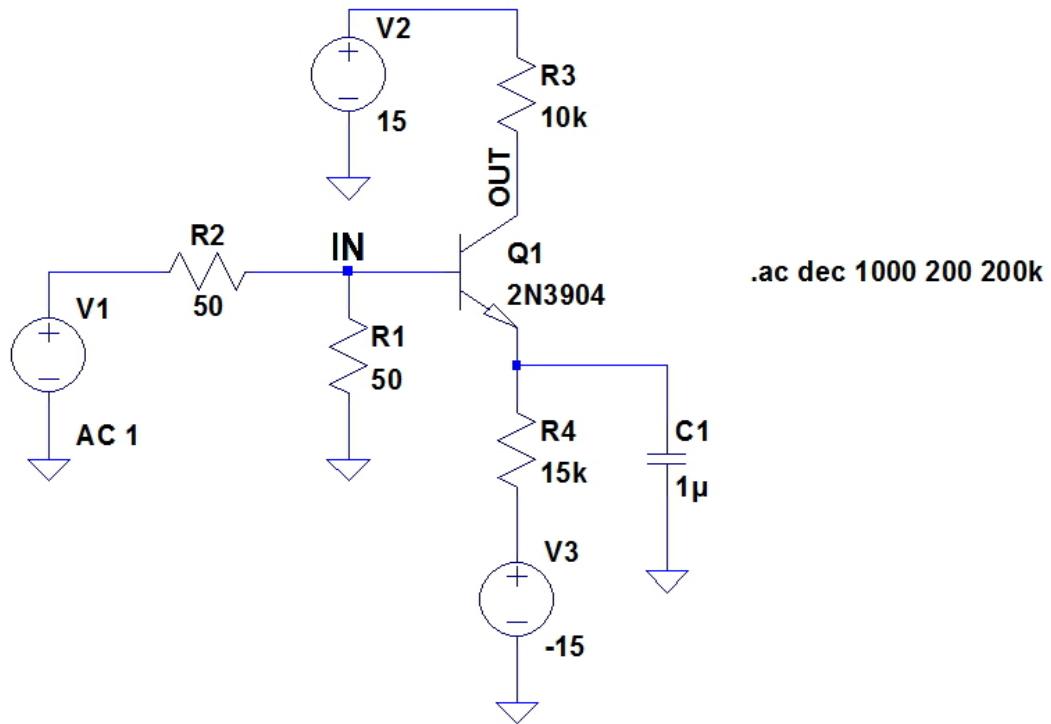
30 maggio 2016

L'obiettivo del laboratorio di oggi è calcolare il guadagno di tensione tra il nodo di input (IN) e il nodo di output (OUT) nei seguenti tre circuiti:

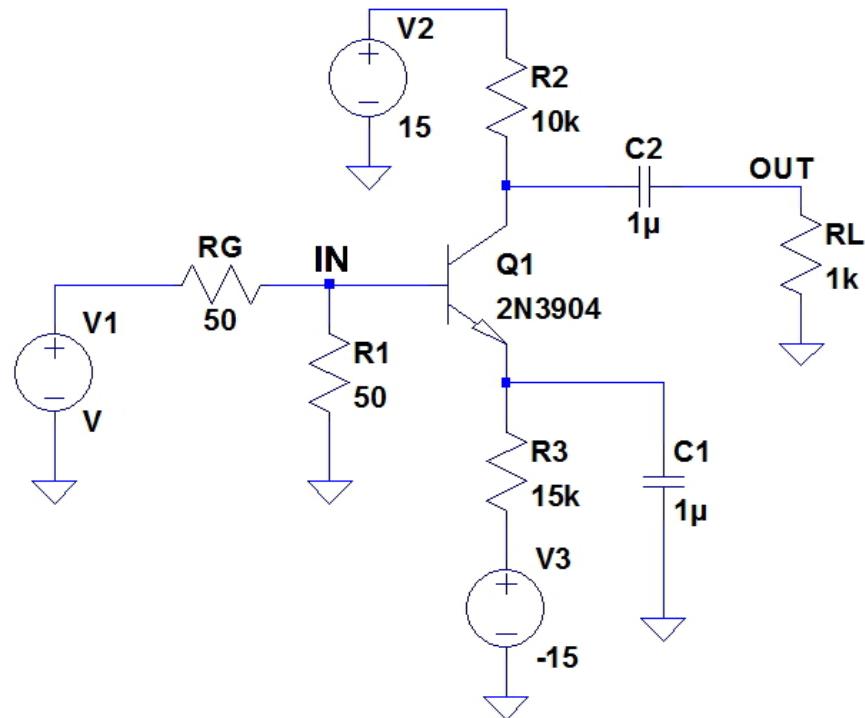
- 1) Circuito senza condensatore di bypass



- 2) Circuito con condensatore di bypass C_1



3) Circuito con condensatore di bypass e carico resistivo R_L



Descrizione dati esperimento

I componenti utilizzati sono elencati di seguito:

- Transistor NPN 2N3904
- Resistori $R_1 = 50\Omega$, $R_2 = 10k\Omega$, $R_3 = 15k\Omega$ e resistore di carico $R_L = 1k\Omega$
- Condensatori: condensatore di bypass $C_1 = 1\mu F$ e condensatore $C_2 = 1\mu F$ in serie al carico

Nota: La resistenza RG rappresenta la resistenza interna del generatore di funzione.

Risultati sperimentali e confronto con risultati teorici e simulati

Prima di applicare il segnale tramite il generatore di funzione (V1), si risolve la polarizzazione del transistor misurando le tensioni V_{BE} , V_{CE} e si verifica il suo funzionamento in zona attiva.

Misurando la tensione sulle resistenze R_2 e R_3 è possibile calcolare le correnti di base e di collettore per poi stimare il beta, infatti

$$I_E = I_B + I_C$$

La tensione misurata su R_2 e R_3 è pari a 9.5 e 14.34 Volt, rispettivamente. Attraverso la legge di Ohm e l'equilibrio delle correnti applicato al transistor, si calcolano le correnti di base, emettitore e collettore.

I risultati sono esposti nella seguente tabella:

```
## [1] "Polarizzazione transistor:"
```

Vbe [V]	Vce [V]	Ib [mA]	Ic [mA]	Ie [mA]	Beta
0.65	6.12	0.00627	0.95	0.95627	151.6

I risultati sono coerenti con quanto simulato attraverso LTspice attraverso un'analisi di tipo “.op” utilizzando il circuito 1) e spegnendo il generatore di tensione variabile V1 (il segnale).

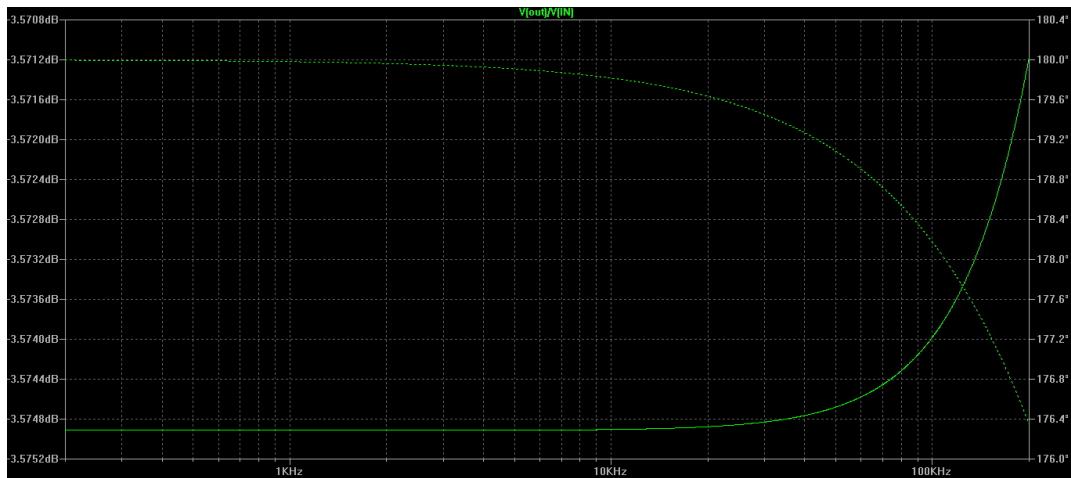
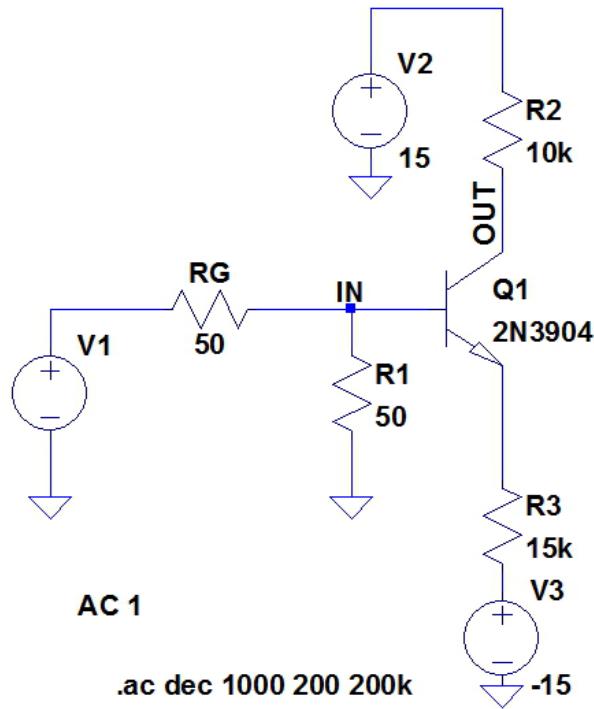
--- Operating Point ---

V(n002) :	0	voltage
V(in) :	-7.55076e-005	voltage
V(n001) :	15	voltage
V(out) :	5.4654	voltage
V(node1) :	-0.6528	voltage
V(n003) :	-15	voltage
Ic(Q1) :	0.00095346	device_current
Ib(Q1) :	3.0203e-006	device_current
Ie(Q1) :	-0.00095648	device_current
I(R3) :	0.00095648	device_current
I(R2) :	0.00095346	device_current
I(Rg) :	-1.51015e-006	device_current
I(R1) :	-1.51015e-006	device_current
I(V3) :	0.00095648	device_current
I(V2) :	-0.00095346	device_current
I(V1) :	-1.51015e-006	device_current

Nel circuito senza il condensatore di bypass, ossia il circuito 1, si è applicato un segnale sinusoidale di ampiezza $50mV$ sul nodo di input IN a diverse frequenze. Il guadagno di tensione, $A_v = \frac{V_{out}}{V_{in}}$ si è mantenuto fisso su 0.7 fino a $200kHz$ dove è crollato a 0.35.

Freq [Hz]	Vin [V]	Vout [V]	Av	Av [db]
2e+02	0.05	0.0350	0.700	-3.098039
2e+03	0.05	0.0350	0.700	-3.098039
2e+04	0.05	0.0350	0.700	-3.098039
2e+05	0.05	0.0176	0.352	-9.069147

Simulando con LTspice la risposta in frequenza, si nota che il guadagno è approssimativamente pari a -3.57 decibel (0.66). Non si nota una diminuzione del guadagno alle alte frequenze, anzi è presente un lieve aumento.

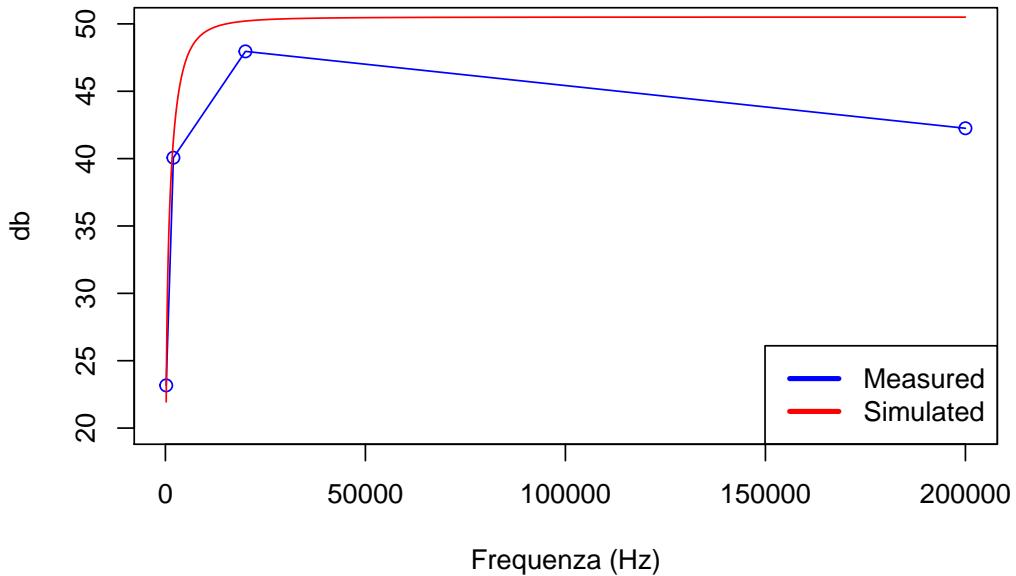


Applicando il condensatore di bypass C_1 (circuito 2), si è registrato un notevole incremento nel guadagno di tensione con un picco di $47dB$ alla frequenza di $20kHz$. Nella simulazione di tipo “AC” effettuata con LTspice, l’andamento del guadagno è molto simile, tuttavia, in prossimità di $200kHz$ si è registrato un guadagno inferiore rispetto alle attese.

```
## [1] "Misurazioni circuito con condensatore di bypass"
```

Freq [Hz]	Vin [V]	Vout [V]	Av	Av [db]
2e+02	0.050	0.72	14.4	23.16725
2e+03	0.050	5.04	100.8	40.06921
2e+04	0.028	7.00	250.0	47.95880
2e+05	0.050	6.48	129.6	42.25210

Guadagno di tensione circuito 2

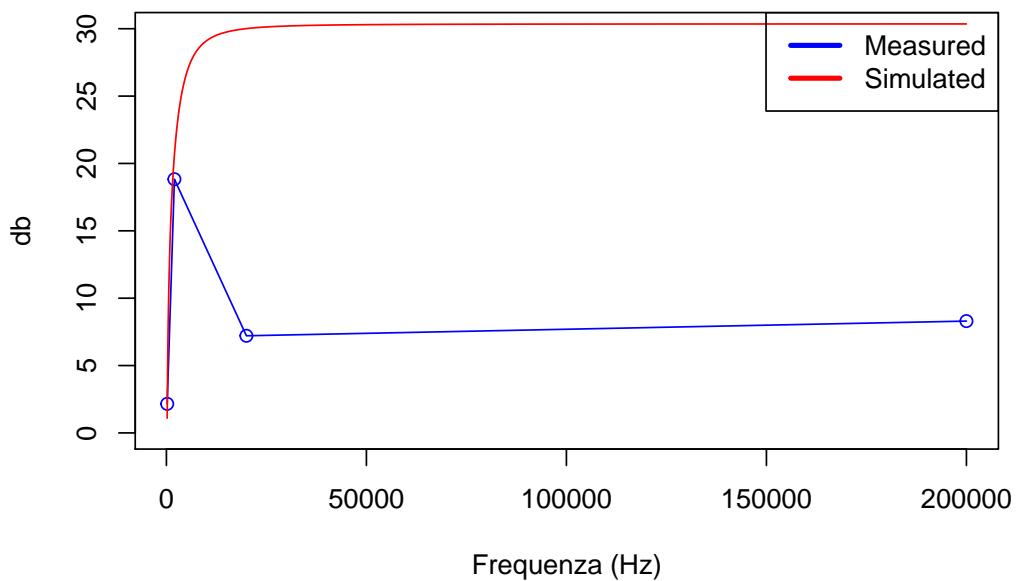


Applicando infine il resistore di carico e il condensatore C_2 si sono misurati i seguenti valori del guadagno (sul circuito 3)

```
## [1] "Misurazioni circuito con condensatore di bypass e carico"
```

Freq [Hz]	Vin [V]	Vout [V]	Av	Av [db]
2e+02	0.156	0.200	1.282051	2.158108
2e+03	0.054	0.472	8.740741	18.830965
2e+04	0.300	0.688	2.293333	7.209344
2e+05	0.300	0.780	2.600000	8.299467

Guadagno di tensione circuito 3



I dati misurati sono in accordo con quanto simulato e atteso per quanto riguarda la polarizzazione del transistor e i valori del guadagno di tensione nei i circuiti 1 e 2.

Nel circuito 3 si è rilevato un guadagno di tensione inferiore rispetto alle attese.

Circuito a transistor multistadio

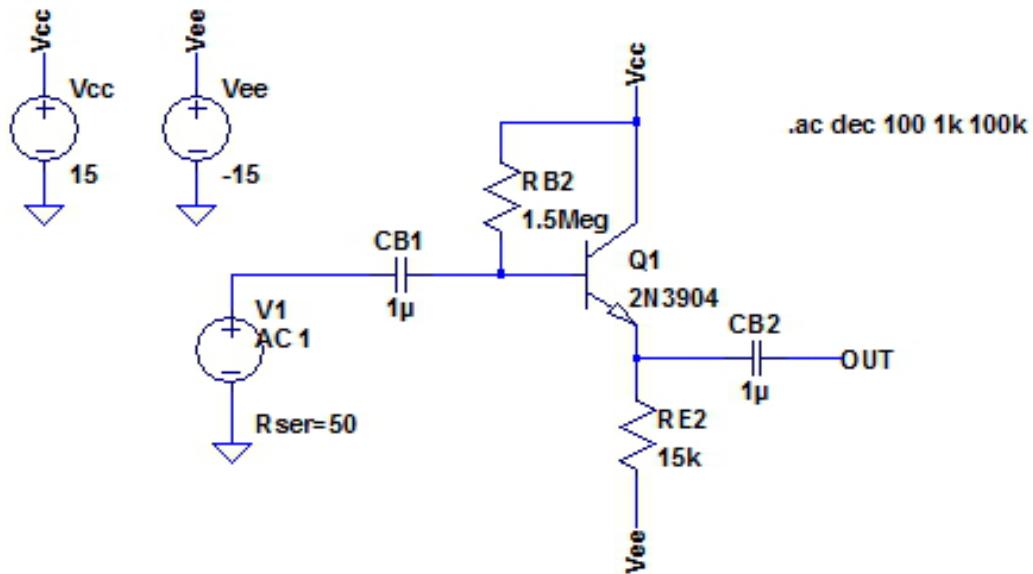
Michy Alice

6 maggio 2016

In questo laboratorio si è costruito un circuito a transistor multistadio

Stadio 1

Il primo stadio è il seguente (configurazione a collettore comune):

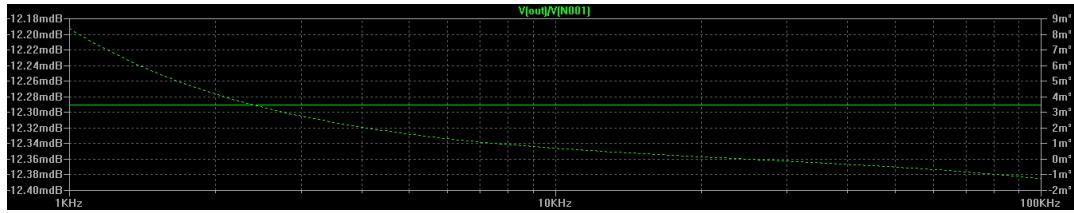


Dove V_1 è il segnale.

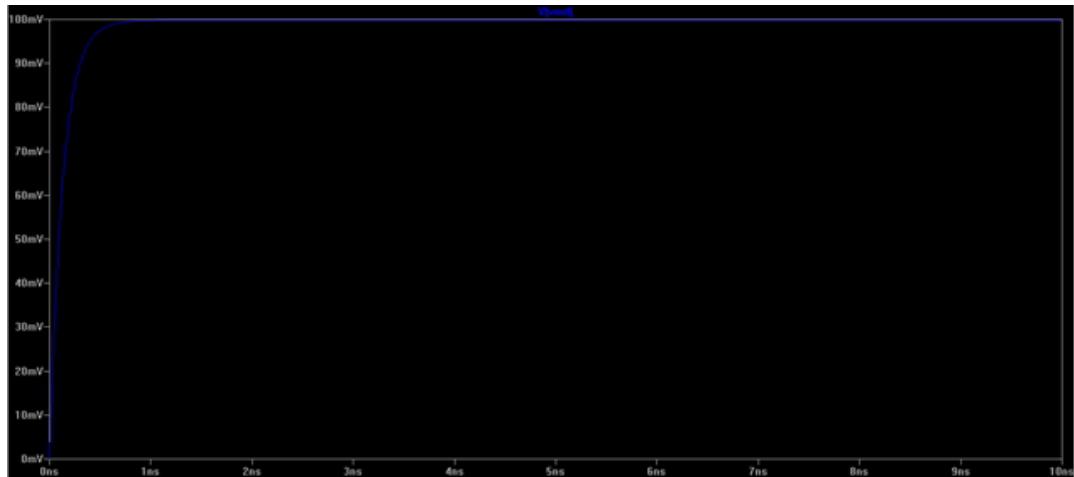
Subito dopo aver montato il primo stadio sono stati rilevati i valori di polarizzazione del transistor rilevando 0.7, 12.7 e 2.58 V per V_{be} , V_{ce} e V_e rispettivamente, confermando la zona di lavoro attiva ipotizzata. La corrente di emettitore è data da $I_e = V_{Re_2}/R_{e_2} = \frac{17.8V}{15k\Omega} = 0.00118A$

Successivamente si è applicato un ingresso sinusoidale nel range di frequenza da 1 a 100kHz e rilevato un guadagno prossimo a 1 ad ogni frequenza.

La simulazione in LTspice della risposta in frequenza sembra confermare in prima approssimazione quanto misurato

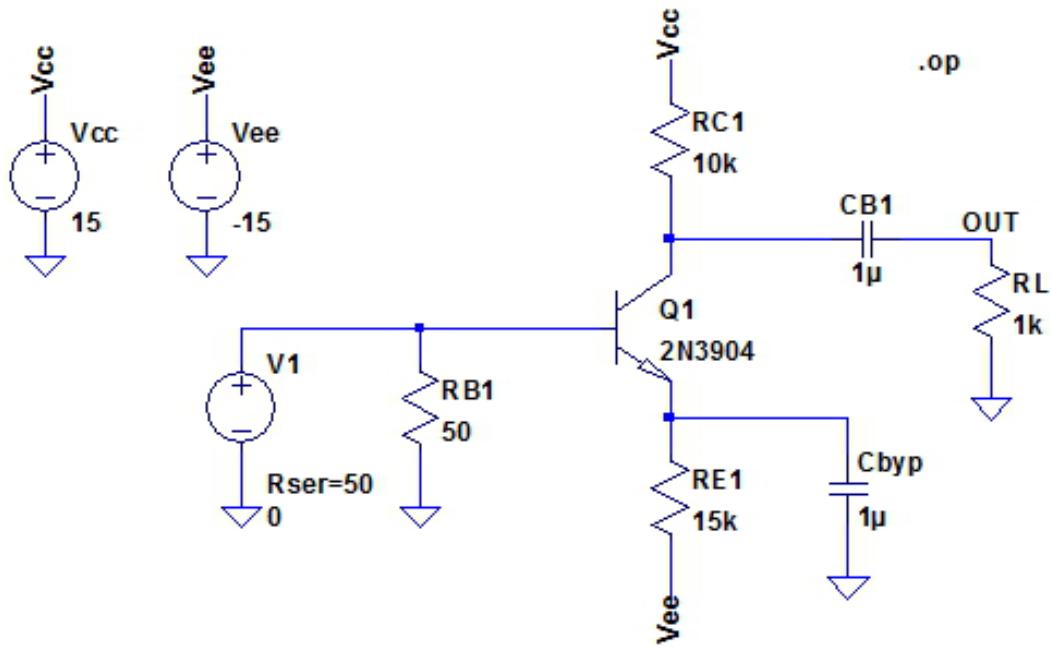


Si è simulata infine la risposta al gradino



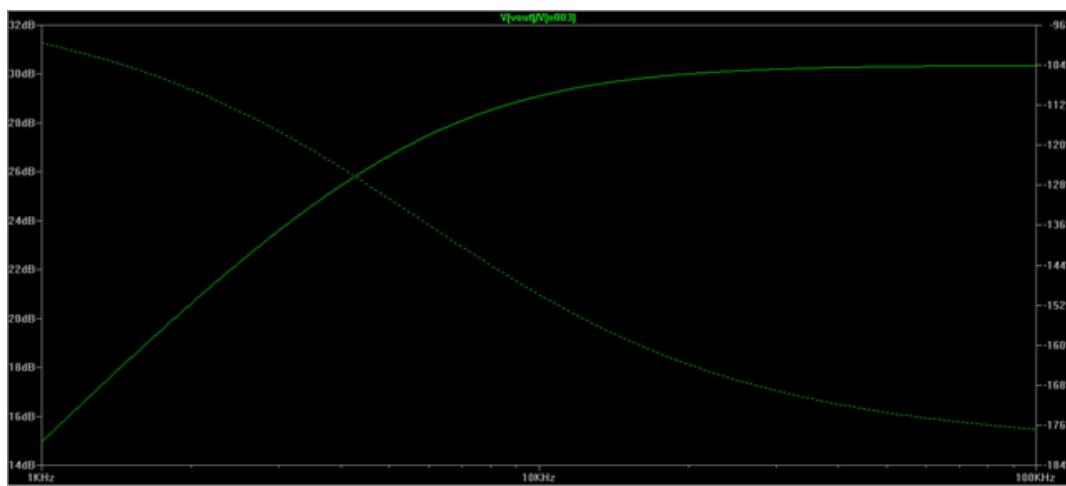
Stadio 2

Lo stadio 2 è una configurazione ad emettitore comune

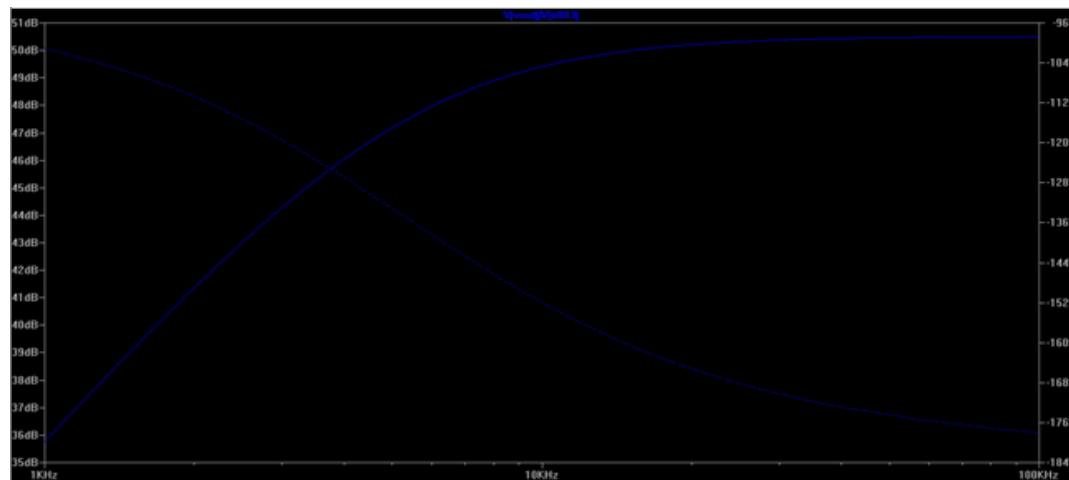


Si è rilevato il guadagno di tensione con e senza carico. Il guadagno rilevato con il carico è inferiore rispetto a quello rilevato senza carico. Si è rilevato per i valori massimi, un guadagno massimo con carico di 30db mentre senza carico il massimo era circa 50db.

Di seguito le simulazioni realizzate con LTspice del guadagno con carico

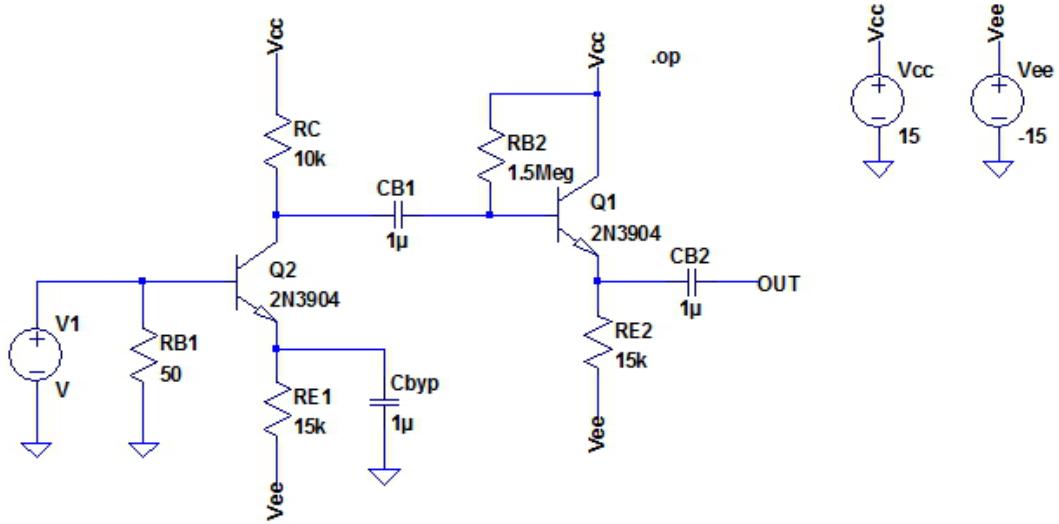


e guadagno senza carico



Circuito multistadio

Successivamente sono stati collegati i due stadi in cascata come segue e si è misurato il guadagno con e senza carico sul nodo di output.



I dati rilevati sono raccolti nelle seguenti tabelle

```
## [1] "Senza carico"
```

F [kHz]	Vin [mV]	Vout [V]	Av	Av (dB)
1	52.8	2.96	56	35
10	27.2	6.32	232	47
50	27.2	8.00	294	50
100	27.2	8.00	294	50

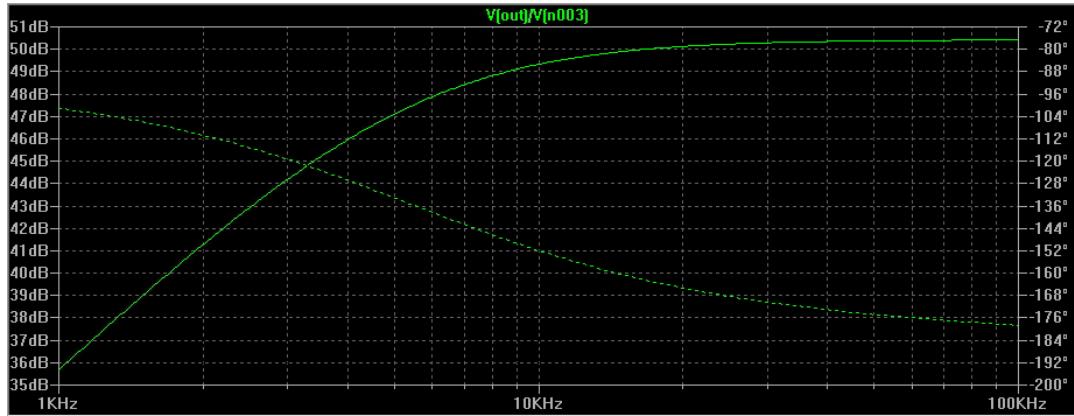
```
## [1] "Con carico"
```

F [kHz]	Vin [mV]	Vout [V]	Av	Av (dB)
1	26.8	1.30	48	33
10	16.0	2.38	148	43
50	12.0	1.48	123	41
100	12.0	1.48	123	41

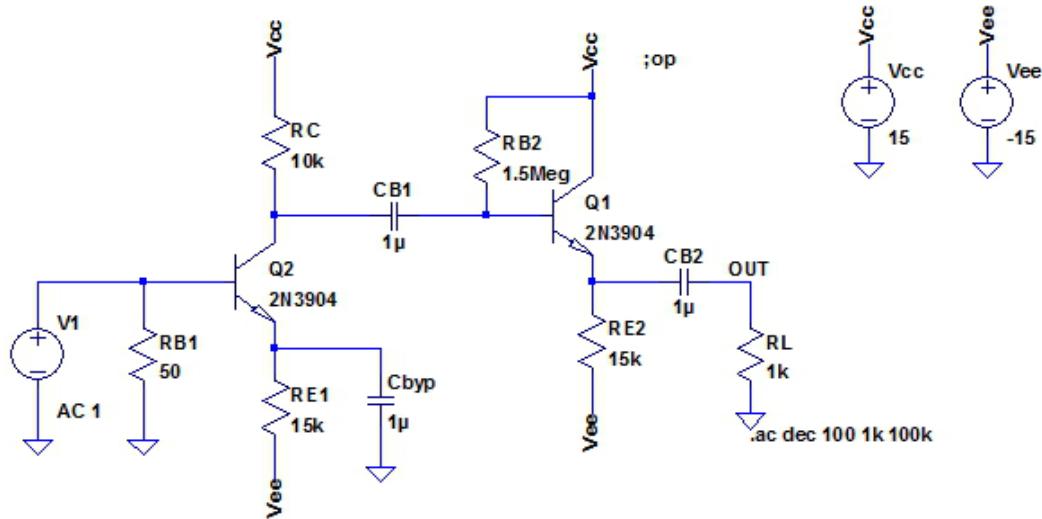
Il guadagno del circuito multistadio con carico è inferiore rispetto a quello senza il carico.

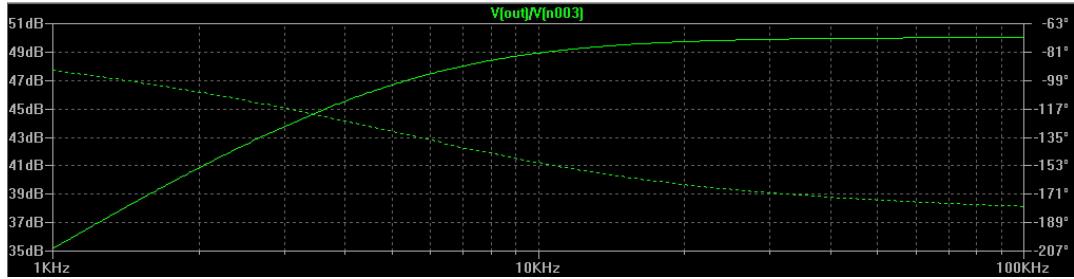
Effettuando le simulazioni con LTspice è possibile ottenere conferma di quanto rilevato sperimentalmente.

In particolare, il guadagno nel caso senza resistore di carico è confermato dalla simulazione



Il caso con resistore di carico pari ad $1k\Omega$ è rappresentato di seguito





Il guadagno simulato si discosta molto poco da quello del caso senza carico, mentre i dati rilevati sperimentalmente sono discostati significativamente rispetto a quelli simulati. Lo scostamento è probabilmente dovuto ad errori di misura.

Descrizione dati esperimento

I componenti utilizzati sono elencati di seguito:

Per il circuito 1

- Transistor NPN 2N3904
- Resistori $RB_2 = 1.5M\Omega$, $RE_2 = 15k\Omega$
- Condensatori: $CB_1 = CB_2 = 1\mu F$
- Tensioni Vcc e Vee +15 e -15 Volt rispettivamente.

Mentre per il circuito 2

- Transistor NPN 2N3904
- Resistori $RB_1 = 50\Omega$, $RC_1 = 10k\Omega$, $RE_1 = 15k\Omega$, $RL = 1k\Omega$
- Condensatori: $CB_1 = 1\mu F$ e condensatore di bypass $C_{byp} = 1\mu F$
- Tensioni Vcc e Vee +15 e -15 Volt rispettivamente.