

# Tecnologie Digitali - Logbook Week 1

Salvatore Bottaro<sup>1</sup> and Lorenzo M. Perrone<sup>2</sup>

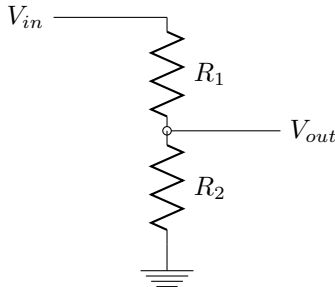
<sup>1</sup>email@sa.com

<sup>2</sup>lorenzo.perrone.lmp@gmail.com

**Sommario**—Logbook di laboratorio di Tecnologie Digitali, a.a. 2015/2016. Week 1.

## I. LEZIONE 28/09/2015

Abbiamo misurato la d.d.p.  $V_{out}$  ai capi della resistenza  $R_2$  di un partitore di tensione secondo il seguente schema circuitale:



dove  $V_{in}$  è la tensione in ingresso.

Sia il segnale in ingresso che l'analisi del segnale in uscita sono stati ottenuti per mezzo del VI *inserire nome VI* composto da tre pannelli. Il primo pannello contiene una copia del VI *inserire nome VI* che genera segnali su un fondoscala di 10 V con profondità digitale di 12 bit (dunque con una risoluzione di 5 mV), il secondo pannello contiene un VI(?) per ritardare di qualche ms l'acquisizione del segnale in uscita rispetto all'istante in cui viene generato il segnale in ingresso, il terzo pannello contiene il VI per l'analisi del segnale in uscita e che restituisce sul front pannel il valor medio sui campionamenti effettuati e relativa deviazione standard.

Il circuito è stato realizzato sulla breadboard come nell'immagine:

Figura 1: Circuito su breadboard realizzato in laboratorio

Sono state scelte resistenze  $R_1 = 22 \text{ k}\Omega \pm 10\%$  e  $R_2 = 220 \text{ k}\Omega \pm 10\%$ , scelte in modo da garantire che la corrente nel circuito fosse dell'ordine del  $\mu\text{A}$ . Il cavo per la terra è stato collegato alla CB29 della *scheda verde*, il cavo in  $V_{in}$  alla CB22, analog output 0 della scheda di acquisizione, mentre il cavo in  $V_{out}$  alla CB68, analog input 0 della scheda. Abbiamo scelto  $V_{in} = 2.75\text{V}$ , dopodiché prima di collegare la breadboard alla scheda abbiamo verificato il corretto funzionamento della scheda collegando il CB22 al CB68 e avviando il VI. Il valore restituito è stato  $V_{out} = 2.749\text{V} \pm 0.001\text{V}$  che garantisce il corretto funzionamento della scheda. Abbiamo

infine collegato la scheda al circuito e avviato il VI. Il valore atteso si ottiene da:

$$V_{out}^{att} = \frac{V_{in}}{1 + \frac{R_1}{R_2}} \quad (1)$$

da cui, per la scelta delle resistenze,  $V_{out}^{att} = 2.5\text{V} \pm 20\%$ . Il valore registrato è stato  $V_{out} = 2.502\text{V} \pm 0.002\text{V}$ . Abbiamo scambiato il cavo per la CB29 con quello della CB22, scambiando così i ruoli delle resistenze. In tal caso si ha  $V_{out}^{att} = 0.25 \text{ V} \pm 20\%$  mentre quello registrato  $V_{out} = 0.244 \text{ V} \pm 0.001 \text{ V}$ .

## II. LEZIONE 29/09/2015

Durante la lezione odierna, abbiamo iniziato a lavorare con il software TINA, un simulatore analogico SPICE-Based prodotto dalla *Texas Instruments*. Tramite TINA è possibile analizzare il comportamento di circuiti più o meno complessi, potendo inserire numerosi componenti circuitali di cui settare i valori.

In primo luogo è stato riprodotto il circuito impiegato nella lezione precedente e analizzato in continua per verificare che i valori da noi trovati fossero compatibili con quelli teorici previsti da TINA, usando la funzione DC TRANSFER CHARACTERISTIC. Quindi, abbiamo spostato la nostra attenzione sui circuiti in alternata (vedi Figura ASSAAAA), per i quali è possibile determinare una *funzione di trasferimento*  $V_{out} = f(V_{in})$ , dove  $V_{in}$  è la tensione (alternata) fornita in ingresso, e  $V_{out}$  quella in uscita. I circuiti che esamineremo prevalentemente saranno di tipo *lineare*, dove è possibile stabilire una relazione fra  $V_{in}$  e  $V_{out}$  come segue:

$$V_{out}(\omega) = H(\omega)V_{in}(\omega) \quad (2)$$

## III. LEZIONE 30/09/2015

Proseguendo il discorso avviato durante la lezione precedente, tramite un VI apposito (NOME VI), si è analizzato l'andamento della funzione di trasferimento attraverso un diagramma di Bode per un circuito strutturato come segue (e realizzato sulla *Breadboard*):

- Resistenza:  $22\text{k}\Omega \pm 5\%$  tolleranza.
- Condensatore:  $68\text{nF}$ , con permittività 10, di polipropilene.

Per questo circuito è prevista una frequenza di taglio di  $f_T = \frac{1}{2\pi RC} = 106.4\text{Hz}$ .

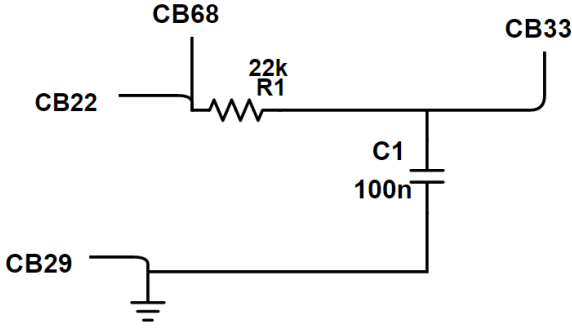


Figura 2: Circuito passa basso realizzato sulla breadboard.

All'interno del VI è possibile impostare i valori iniziali per il range di acquisizione delle frequenze, il numero di misure (campionamento), il numero di periodi per ogni senoide e infine il fondoscala. I valori da noi usati per questa prima acquisizione sono:

range frequenze	5-2000 Hz
num. campionamenti	30
num. periodi	5
num. camp/periodo	25
fondoscala	5 V

Ci aspettiamo che il comportamento del circuito sia quello di un filtro passa-basso (passivo), che tagli, cioè, le frequenze maggiori della frequenza di taglio, e lasci passare (attenuando poco) quelle minori di tale soglia.

I grafici ricostruiti da LabView mostrano un andamento simile a quanto aspettato. In particolare viene chiesto quale potrebbe essere l'attenuazione (con tensione in ingresso normalizzata ad 1) per una frequenza di 10kHz. Si può rispondere a questa domanda in più modi: partendo da un esame prettamente grafico notiamo che alla frequenza di circa 2000kHz, l'attenuazione è circa 0.05, in diminuzione per questo range di frequenze. Interpolando i punti sperimentali e prolungando la curva tracciata, risulta plausibile un valore dell'attenuazione dell'ordine di  $10^{-2}$ .

Alternativamente, possiamo analizzare il circuito scrivendo il modulo della funzione di trasferimento del circuito e la formula per lo sfasamento introdotto fra  $V_{in}$  e  $V_{out}$ , che sono come segue:

$$|H(f)| = \frac{1}{\sqrt{1 + (\frac{f}{f_T})^2}} \quad (3)$$

$$\Delta\phi = (-) \arctan(\frac{f}{f_T}) \quad (4)$$

E' interessante studiare il limite asintotico per alte frequenze (alte rispetto alla frequenza di taglio), che ci fornisce un'ottima approssimazione del valore richiesto.

$$|H(f)| = \frac{1}{\sqrt{1 + (\frac{f}{f_T})^2}} \sim \frac{f_T}{f} = \frac{106.4\text{Hz}}{10\text{kHz}} \approx 10\text{mV} \quad (5)$$

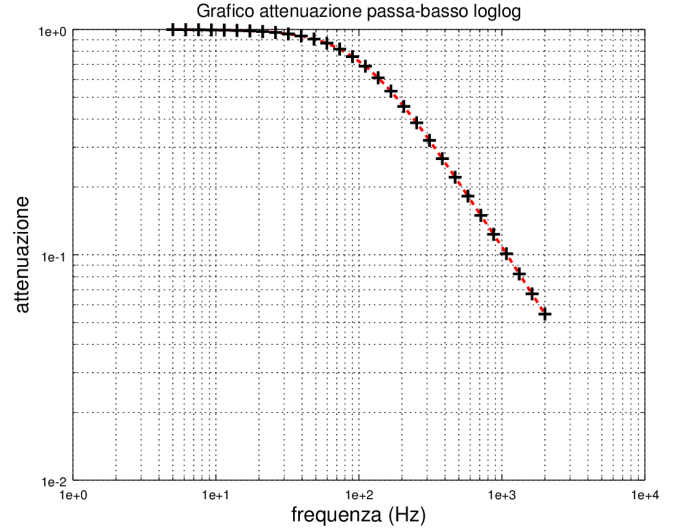


Figura 3: Attenuazione in scala bilog del filtro passa-basso

assolutamente compatibile con l'esame qualitativo precedente. Che il modello teorico risulti in accordo con i dati sperimentali (per  $f \gg f_T$ ), lo si può vedere esaminando il grafico delle attenuazioni in scala bilog: se effettivamente l'andamento funzionale deve essere come  $1/f$ , ci aspettiamo che in scala bilog risulti una retta con pendenza circa  $-1$ , che è quanto risulta dal fit dei dati.

Cambiando i valori dei parametri di input nel VI è stato osservato che la misura dello sfasamento diventa sempre meno accurata man mano che viene ridotto il numero di campionamenti per periodo. Una possibile spiegazione di questo fenomeno è che se i punti sperimentali sono pochi, diventa sempre più difficile per il calcolatore tracciare una forma d'onda precisa, di cui si possa calcolare lo sfasamento rispetto al segnale in ingresso.

Per le frequenze  $f_{50} = 50\text{Hz}$  e  $f_{500} = 500\text{Hz}$  i valori dell'attenuazione e dello sfasamento previsti dal modello sono riportati nella tabella seguente:

	$f_{50}$	$f_{500}$
Attenuazione	0.89	0.19
$\Delta\phi$	$(-)\text{26}$	$(-)\text{78}$

#### A. Analisi AC con TINA

A questo punto, tramite il software TINA, è stato riprodotto il circuito da noi costruito sulla breadboard e sono state settate come frequenze per il generatore AC proprio  $f_{50}$  e  $f_{500}$ , per cui TINA ha gentilmente calcolato i valori dell'attenuazione e dello sfasamento per via simbolica.

	$f_{50}$	$f_{500}$
$V_{in}$	1V	1V
$\Delta\phi$	$(-)\text{25.17}$	$(-)\text{77.99}$
Tensione su C	905mV	208.12mV

Cambiando la scala da logaritmica in lineare, il grafico restituito da TINA assume una forma a campana centrata

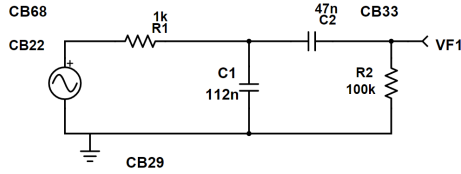


Figura 4: Schema del circuito passa-banda: date le capacità disponibili, C1 (inizialmente prevista di 100nF) è stata resa con un parallelo fra due capacità di 56nF ciascuna.

sul primo valore della frequenza. In questa scala è possibile studiare meglio gli andamenti per basse frequenze che ci aspettiamo quadratico, e infatti sviluppando al primo termine non nullo in  $x = f/f_T$ , risulta in una parabola con la concavità rivolta verso il basso.

Gli andamenti per alte frequenze sono più chiaramente leggibili in scala logaritmica, in cui l'andamento lineare è palese.

Per la regione del grafico compresa fra 500 – 1000Hz il guadagno di  $-6db$  dimezzando la frequenza è perfettamente verificato. Altresì, tale guadagno viene mostrato alla frequenza di 180Hz e l'amplificazione del segnale è di 0.5. Questa frequenza assume un'importanza particolare poichè, a partire dalla (3), ponendo l'amplificazione pari a  $1/2$  la  $f_{1/2}$  alla quale questa si verifica è  $f_{1/2}^{exp} = \sqrt{3}f_T = 184Hz \approx f_{1/2} = 180Hz$ .

Come controprova sul circuito realizzato sperimentalmente, impostando una frequenza di start dello sweep  $f_{start} = 160Hz$  e una frequenza di end-sweep  $f_{end} = 200Hz$ , otteniamo che in corrispondenza di un'amplificazione di 0.5, si ha una frequenza pari circa a  $f = 182.36Hz$ , in linea con quanto visto.

### B. Filtri passa-banda capacitivi

Passiamo ora ad analizzare un filtro passa-banda capacitivo, composto da un filtro passa-basso collegato ad un filtro passa-alto. Riportiamo in Figura (4) lo schema del circuito.

Sappiamo già che per avere un buon funzionamento della serie dei filtri è necessario che l'impedenza (vista dalla resistenza da  $1k\Omega$ ) del ramo contenente il condensatore da  $100nF$  deve essere molto minore di quella del ramo contenente il filtro passa alto. Simbolicamente questo corrisponde a scrivere la condizione:

$$\frac{1}{j\omega C_2} + R_2 \gg \frac{1}{j\omega C_1} \quad (6)$$

che nel nostro caso è ben verificata. Inoltre è necessario che le frequenze di lavoro siano molto minori di quella di taglio del passa basso e maggiori di quella del passa alto.

Le frequenze di taglio dei filtri sono:

$f_{TA}$	$f_{TB}$
1591Hz	33Hz

Poichè si tratta di una composizione di due filtri, lo sfasamento risulta essere la somma fra gli sfasamenti (uno è

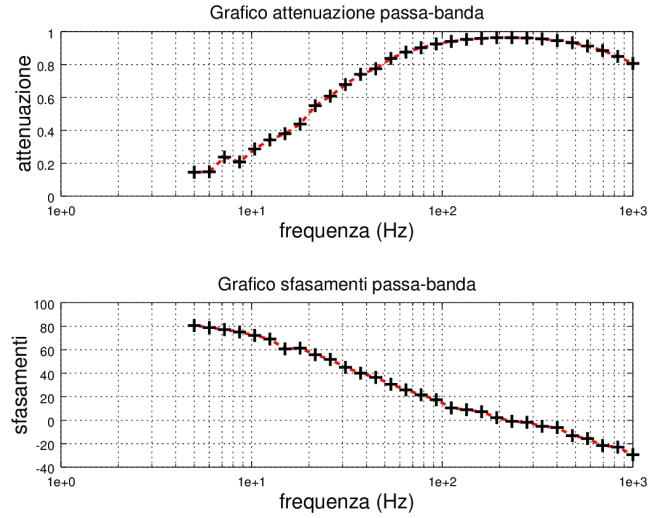


Figura 5: Grafico dell'attenuazione e dello sfasamento prodotto dal VI, acquisendo i dati dalla breadboard

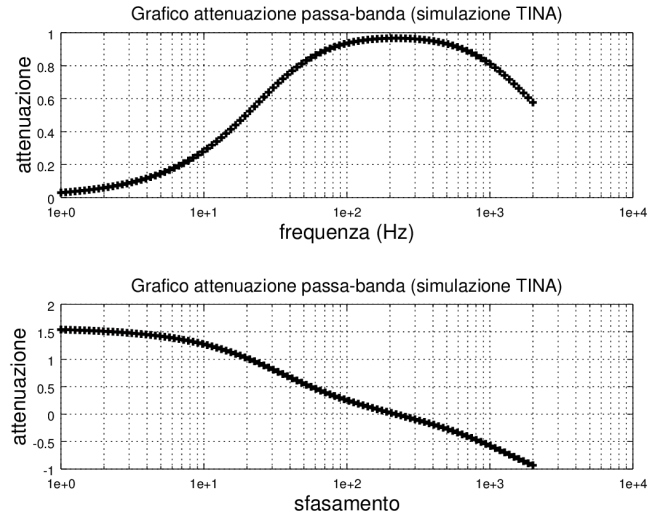


Figura 6: Grafico dell'attenuazione e dello sfasamento simulato da TINA per il circuito realizzato sulla breadboard

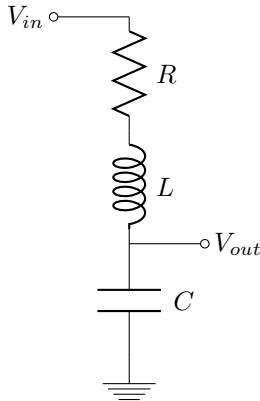
negativo e uno positivo), che in particolare risulta essere pari a zero per  $f_0 = \sqrt{f_{T,A}f_{T,B}}$ . Quindi,  $f_0^{exp} = 232.11Hz$ , mentre quella interpolata graficamente dal diagramma BODE realizzato da TINA, è circa 230Hz.

Si può notare dalla figura (5) acquisita con il VI, che la regione in cui il guadagno è alto risulta piuttosto ampia, con frequenze appartenenti all'intervallo 80 – 800Hz. In altre parole, la larghezza del picco è grande.

Inoltre, per basse frequenze notiamo dei punti sperimentali sensibilmente scostati dalla spezzata prodotta dai restanti campionamenti. Per altre frequenze, invece, si evidenzia un buon accordo con l'andamento simulato con TINA riportato in Figura (6).

## IV. CIRCUITO FILTRO PASSA-BANDA RLC SERIE

a) Es. 11: Abbiamo realizzato con TINA il seguente circuito:



Sono stati assegnati ai vari componenti i seguenti valori:  $L=4.7\text{ mH}$ ,  $C=100\text{ nF}$ ,  $R=10\text{ }\Omega$ , da cui lo schema in figura:

Figura 7: Circuito realizzato con TINA

Abbiamo avviato la simulazione mandando in ingresso un segnale sinusoidale di ampiezza pp di 2 V, spazzando un intervallo di frequenze (1 Hz, 20 kHz). I grafici per l'ampiezza e per lo sfasamento restituiti sono:

Figura 8: Grafici della simulazione del circuito RLC secondo i valori fissati realizzato con TINA. La linea verde rappresenta i riferimenti del segnale in ingresso. Il grafico superiore rappresenta il guadagno, quello inferiore lo sfasamento, entrambi in scala lineare.

La curva relativa al guadagno risulta piccata intorno al valore  $f = 7.35\text{ kHz}$ , per cui l'amplificazione è circa 25 dB, con una FWHM di circa 1.5 kHz e si mantiene al di sopra della linea verde, ovvero il circuito amplifica il segnale in ingresso, fino alla frequenza di 10 kHz, dopodiché il circuito comincia ad attenuare il segnale in ingresso.

b) Es. 12: Dai valori della simulazione si ha che  $f_0 = 7.34\text{ kHz}$ , che nel grafico corrisponde al punto in cui si ha l'amplificazione massima, dunque  $f_0$  rappresenta la frequenza di risonanza del circuito.

Per capire come variasse l'ampiezza della curva in funzione dei parametri del circuito, abbiamo effettuato diverse simulazioni variando i valori dei componenti. I risultati sono raccolti in ?? :

Dai dati si nota che l'ampiezza del grafico e dunque la selettività in frequenza aumenta all'aumentare della resistenza, mentre diminuisce all'aumentare dell'induttanza e della capacità.

c) Es. 13: In tabella II i dati relativi all'induttore impiegato per la realizzazione del circuito trovati sul sito della Epcos:

d) Es. 14: Abbiamo aggiunto una resistenza di 78Ω all'induttore, dopodiché abbiamo avviato un'altra simulazione con TINA. Il grafico restituito è il seguente:

Tabella I

R (Ω)	L (mH)	C (nF)	FWHM (kHz)
10	4.7	100	1.5
20	4.7	100	2
30	4.7	100	2.6
40	4.7	100	3
10	9.4	100	0.9
10	18.8	100	0.6
10	37.6	100	0.45
10	4.7	25	2
10	4.7	50	1.8
10	4.7	200	1.2

Tabella II

Design	radial
Inductance	4.7 mH
Tolerance	5 %
Rated Current	0.055 A
Resistance	78 Ω
Quality factor	35
Resonance frequency	0.7 MHz

Dal confronto con ?? appaiono evidenti delle differenze. Anzitutto la frequenza di risonanza si è abbassata a circa 7Hz, l'ampiezza è aumentata a 4kHz (come era prevedibile per le prove dell'esercizio 12), ma soprattutto il massimo di amplificazione si è abbassato a 7.9dB, dovuto ovviamente alla maggiore dissipazione nel circuito.

e) Es. 15: Abbiamo realizzato praticamente il circuito sulla breadboard, impiegando un resistore da 10Ω, un induttore da 4.7mH e un parallelo di due condensatori da 56nF, dunque con capacità equivalente di 112nF. Abbiamo adattato le simulazioni di TINA a quest'ultimo valore della capacità. Abbiamo collegato la breadboard alla scheda di acquisizione e avviato la presa dati tramite il VI 'bode.ph'. L'andamento dei dati sperimentali si discosta sensibilmente da quello previsto dalle simulazioni con TINA, come si evince dal grafico seguente:

La maggiore attenuazione la si può imputare a componenti resistive non tenute in considerazione, ma al di là di questo non si riesce a spiegare tale disparità. Le frequenze di risonanza sono compatibili, se si prende come incertezza sul massimo osservato metà della distanza del picco da uno dei due punti adiacenti, per cui si può ragionevolmente supporre che non vengano introdotti ulteriori elementi capacitivi o induttivi semplici.

Un'altra caratteristica strana è l'andamento ad alte frequenze. Nella simulazione, a partire da 9kHz la curva decresce molto più rapidamente di quanto non facciano i punti sperimentali. Questo andamento non è stato rilevato in alcuna simulazione che è stata fatta variando i valori dei vari elementi circuitali per cercare di ricostruire l'andamento osservato. Variando i vari parametri infatti, si è sempre rilevato una decrescita rapida della curva della simulazione a partire da una certa frequenza (si è sempre impiegato lo stesso intervallo di frequenze), il che potrebbe rafforzare l'ipotesi che la ragione di tale andamento non stia nell'aggiunta in serie o in parallelo al

Figura 9: Simulazione con resistenza interna nell'induttore.

Figura 10: Confronto dei dati sperimentali con l'andamento simulato

circuito di elementi circuitali semplici (il variare dei parametri nella simulazione si potrebbe interpretare come il sostituire ad esempio la resistenza iniziale con una resistenza equivalente, analogamente per la capacità e l'induttanza).

## V. CONCLUSION

This section summarizes the paper.

## RIFERIMENTI BIBLIOGRAFICI

- [1] J. Hagenauer, E. Offer, and L. Papke. Iterative decoding of binary block and convolutional codes. *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 42, no. 2, pp. 429—445, Mar. 1996.
- [2] T. Mayer, H. Jenkac, and J. Hagenauer. Turbo base-station cooperation for intercell interference cancellation. *IEEE Int. Conf. Commun. (ICC)*, Istanbul, Turkey, pp. 356–361, June 2006.
- [3] J. G. Proakis. *Digital Communications*. McGraw-Hill Book Co., New York, USA, 3rd edition, 1995.
- [4] F. R. Kschischang. Giving a talk: Guidelines for the Preparation and Presentation of Technical Seminars. <http://www.comm.toronto.edu/frank/guide/guide.pdf>.
- [5] IEEE Transactions  $\LaTeX$  and Microsoft Word Style Files. <http://www.ieee.org/web/publications/authors/transjnl/index.html>