

Laboratorio di Segnali e sistemi — Canale III

Op-Amp: filtro attivo e generatore di rumore

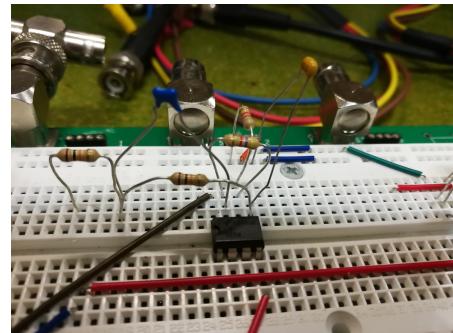
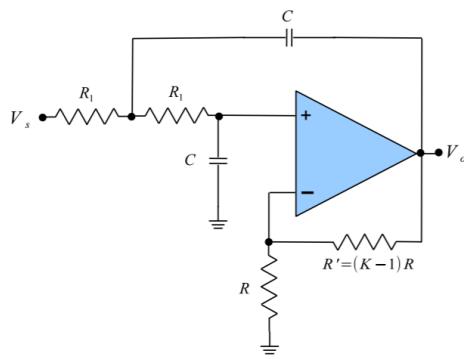
Pacchiarotti Dario, Speranza Andrea, Umassi Michele

November 22, 2018

1 Filtro attivo VCVS

Il primo circuito da realizzare è una variante del passa basso di secondo ordine. Questo non è che un filtro passa basso nel quale è stato aggiunto un ulteriore stadio RC all'ingresso non invertente. Avendo questi le stesse componenti ($R_1 = R'_1$ e $C = C'$), la frequenza di taglio è la stessa, e la funzione di trasferimento sarà il prodotto delle FdT degli stadi. Lavorando in unità logaritmiche, la discesa che ci aspettiamo è di $-40\text{dB}/\text{decade}$ dopo f_T (in quanto $\log(\text{AB}) = \log(\text{A}) + \log(\text{B}) = (-20 + (-20))\text{dB}/\text{decade}$). A differenza di un normale passa basso del secondo ordine, nel VCVS vengono connessi il primo condensatore e l'uscita. Il circuito ottenuto ha valore di amplificazione K. Questo è manipolabile attraverso la scelta di R' ed R, in quanto si ha $K = \frac{R'}{R} + 1$. Nel caso di $K=1$ si necessita di $R'=0$ (o $R \rightarrow \infty$, che produrrebbe la stessa reazione nel percorso della corrente), ossia l'uscita cortocircuitata con l'ingresso invertente; è questo il caso dell'inseguitore di tensione Sallen-Key (passa basso nel nostro caso).

La scelta di R_1 e C è funzione della frequenza di taglio richiesta (bassa, in quanto dovremo poi filtrare un segnale sovrapposto a rumore). Abbiamo una sola equazione per due variabili ($f_T = (2\pi R_1 C)^{-1} = 10^3$), ma nonostante le soluzioni siano infinite, ci avvaliamo di quanto ricavato dalla scorsa esperienza. In questa, infatti, avevamo scelto di lavorare con resistenze di $1\text{k}\Omega$; scelta che ha portato alla luce delle irregolarità (spikes) eliminabili con resistenze più alte. Scegliamo così $R_1 = 9.889 \pm 0.001 \text{k}\Omega$ ed $R'_1 = 9.920 \pm 0.001 \text{k}\Omega$. In funzione di queste abbiamo $C = 14.92 \pm 0.05 \text{nF}$ ed $C' = 14.95 \pm 0.05 \text{nF}$. Nel caso di doppio RC si ha $f_T = (2\pi\sqrt{R_1 C_1 R_2 C_2})^{-1} = 1076 \pm 2 \text{Hz}$. Le resistenze R' ed R saranno cambiate nel corso dell'esperienza (per diversi valori di K). Per $K \sim 2.5$ scegliamo $R = 6.773 \pm 0.001 \text{k}\Omega$ e $R' = 9.855 \pm 0.001 \text{k}\Omega$, quindi $K = 2.455 \pm 0.01$, per $K \sim 1.586$ scegliamo $R = 8.110 \pm 0.001 \text{k}\Omega$ e $R' = 4.651 \pm 0.001 \text{k}\Omega$, quindi otteniamo $K = 1.573 \pm 0.003$. Riportiamo in figura uno solo di questi circuiti, in quanto non varia la configurazione generale.



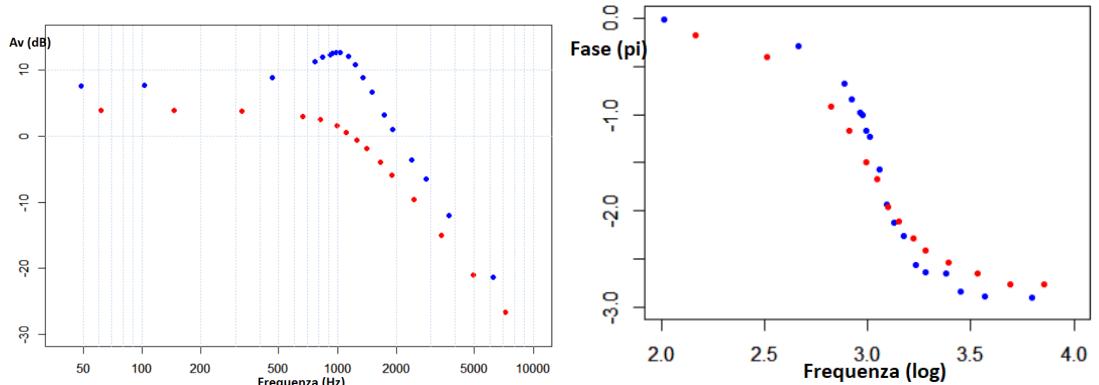
||NB: non è stato tenuto costante il valore di R, e variato solo quello di R' come sarebbe più semplice fare in altri casi, al fine di avere più controllo sui valori di K (non essendo continui i valori dei resistori).||

I segnali in uscita non sono distorti per basse frequenze (rispetto quella di taglio), mentre per le alte frequenze (intorno ai 50-60 kHz) vengono attenuati fino a diventare piatti. Cambiando la scala volt/div, riscontriamo segnali troppo distorti per poterne misurare l'ampiezza.

In tabella riportiamo i valori di f , $\frac{v_o}{v_i}$ e ΔT (distanza tra i picchi dei segnali), per i due K.

$f \pm 1$ (Hz)	$A_v \pm 0.06$	$\Delta T \pm 1$ (μs)	$f \pm 1$ (Hz)	$A_v \pm 0.06$	$\Delta T \pm 1$ (μs)
49	7.62	0	62	3.90	0
103	7.71	23	146	3.86	190
463	8.90	100	324	3.76	200
768	11.26	140	663	3.03	220
841	11.94	160	813	2.52	230
917	12.36	170	990	1.62	240
943	12.60	170	1110	0.61	240
980	12.65	190	1251	-0.60	250
1030	12.65	190	1409	-1.86	238
1137	12.10	220	1656	-3.98	220
1232	10.78	250	1898	-5.92	202
1348	8.89	250	2464	-9.59	164
1499	6.62	240	3403	-14.96	124
1724	3.27	236	4930	-21.04	89
1908	1.05	220	7215	-26.61	61
2400	-3.64	176	20190	-64.70	21
2826	-6.52	160			
3698	-12.04	124			
6234	-21.33	74			

Da questi dati estraiamo i grafici di modulo e fase della funzione di trasferimento di entrambe le configurazioni (blu:K=2,455; rosso:K=1.573).

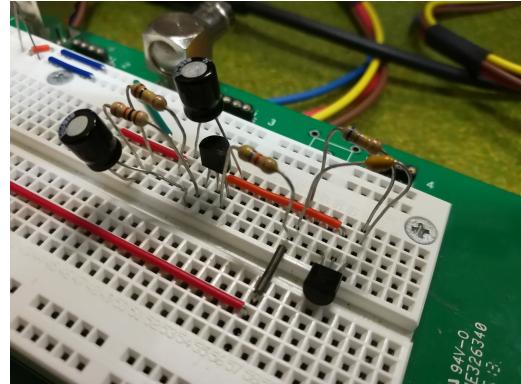
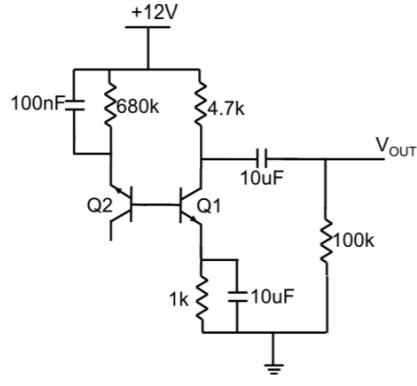


||NB: per essere in grado di inserire la rigatura verticale è stato necessario tenere la frequenza in Hertz (non logaritmica), viceversa per il diagramma di fase, che non è leggibile in unità naturali.||
Se non la conoscessimo già, la frequenza di taglio del circuito è stimabile dal diagramma. Guardando al picco dell'overshooting, si deduce che $f_T \sim 1000\text{Hz}$, valore non ulteriormente interpolabile senza splines ed un punto critico preciso.

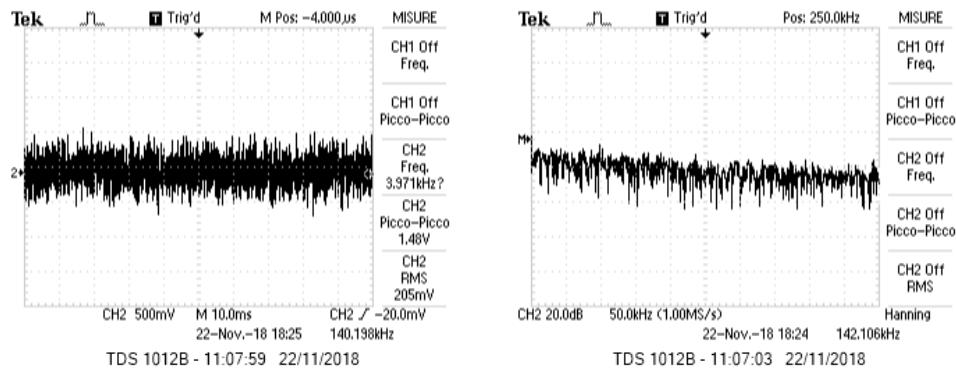
Riscontriamo, come da previsioni teoriche, l'overshooting in corrispondenza della frequenza di taglio di entrambi i settings, accentuato nel primo caso. Questo "picco" si attenua al tendere di K ad 1 (inseguitore non invertente visto nella scorsa esperienza).

2 Generatore di rumore

Sulla stessa breadboard montiamo un circuito in grado di generare rumore avalanche. Questo è un segnale piatto nel dominio delle frequenze.



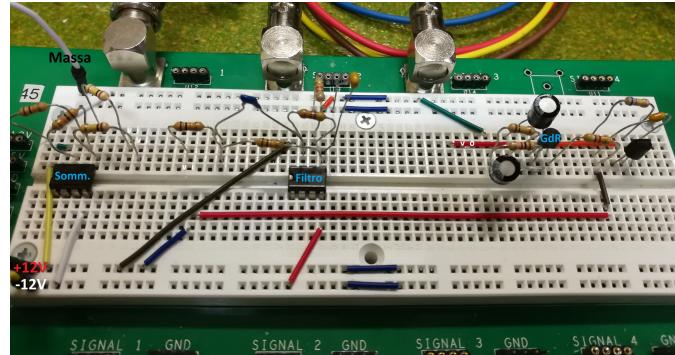
Il transistor Q1 lavora in regione di breakdown, essendo l'emettitore alimentato con 12V. Essendo in questa regione di lavoro la corrente estremamente sensibile a piccole variazioni di tensione (dovute alla variazione di V_T dei transistor), la corrente di base in uscita, ossia la i_b che entra in Q2 è "quasi casuale", risultando in una sovrapposizioni di segnali amplificati in tensione, ciascuno a diversa frequenza. Sull'scilloscopio vediamo infatti il seguente segnale.



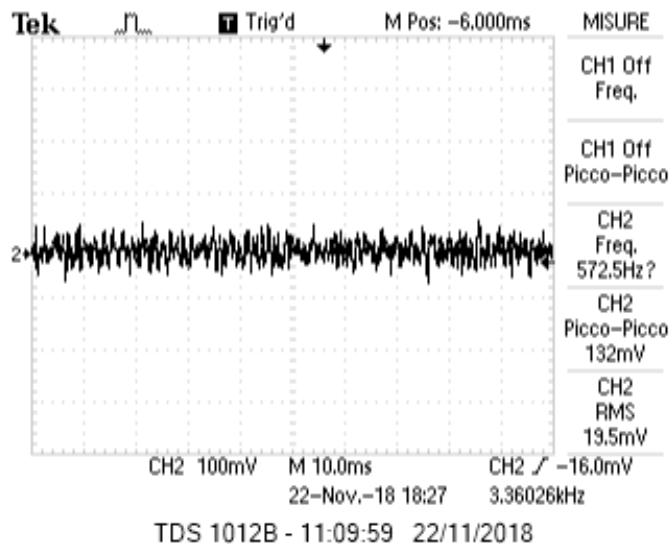
Come si può vedere, questo è fortemente oscillante nel tempo, e se facciamo la trasformata di fourier tramite la funzione "FFT", vediamo la sua intensità nel dominio delle frequenze. In configurazione "measure", ci interessiamo all'RMS (root mean square). Questo valore è di 205 ± 1 mV. Come si vede nella seconda figura, l'intensità media ha andamento costante nella finestra (0.5MHz). Se aumentiamo la banda osservata, questo decresce fino a non essere più visibile nello screen (vengono tagliati picchi e ventri).

3 Connessione con gli altri circuiti

Ci interessiamo ora all'interazione del generatore di rumore con il VCVS, e con il circuito sommatore della esperienza scorsa. Essendoci questi tre circuiti necessari nelle prossime esperienze, questi sono stati ricostruiti per entrare sulla stessa basetta, e minimizzare l'uso di cavi/connettori ingombranti (in ordine da sinistra: sommatore, doppio passa basso, GdR).



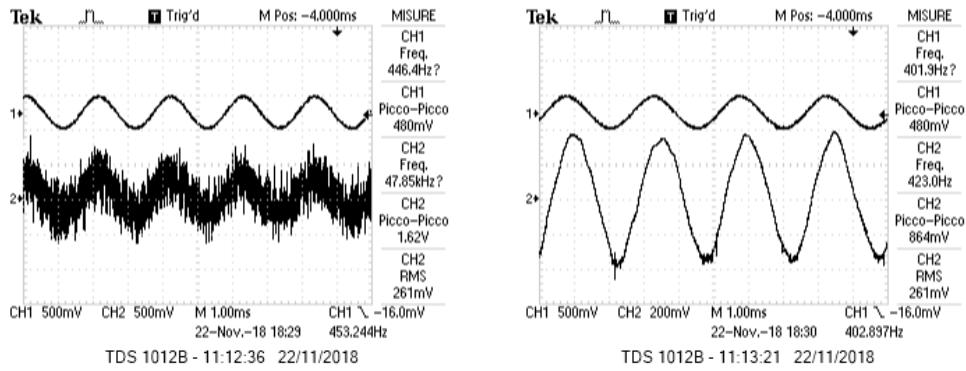
Nel primo caso lavoriamo in configurazione Butterworth ($K=1.582$). Il passa basso taglierà tutte le frequenze $>> f_T$ del segnale rumoroso, risultando in una "sfoltita" delle fluttuazioni (non ci aspettiamo alcuna regolarità nel risultante). Riportiamo in figura quanto visto sull'oscilloscopio.



La scala in figura è 100mV/div, un quinto di quella utilizzata per la cattura del rumore non filtrato. Quest'ultimo è più ampio su scala altrettanto ampia: il filtro ha fatto sì che la sovrapposizione risultasse attenuata notevolmente.

Nel secondo caso sommiamo, con amplificazione unitaria (non invertente), il rumore da noi generato ad una sinusoida, per poi passarlo al filtro ($K=1.582$). L'output del sommatore sarà la sovrapposizione dei due: un'onda sinusoidale "sporcata" (od un segnale di rumore modulato da una sinusoida), nella misura in cui ogni punto del segnale originale è soggetto alle irregolarità

prodotte dal GdR. Per avere effetti apprezzabili e vedere una somma sensata, dobbiamo scegliere un'onda con ampiezza maggiore del segnale rumoroso, altrimenti la sovrapposizione sarebbe dominata da quest'ultimo. Come ulteriore accortezza, lavorando con un passa basso, dobbiamo scegliere una frequenza che non venga attenuata. Settiamo dunque l'onda a $V_{pkpk} = 480 \pm 1$ V ed $f = 446.4 \pm 0.1$ Hz. Le catture sono state fatte mandando la combinazione dei segnali al filtro, senza cambiare impostazioni/parametri.



Come nel precedente caso, le alte frequenze vengono attenuate, ed il segnale viene rifinito in frequenza. La scala di questo è stata raddoppiata per mostrare le tracce rimanenti di rumore. Tutti i circuiti funzionano in maniera corretta.