

SI PUÒ RILEVARE IL PENSIERO A DISTANZA?

Luciano Pederzoli

Palau - 2 luglio 2009

SI PUÒ RILEVARE IL PENSIERO A DISTANZA?

Luciano Pederzoli
Palau - 2 luglio 2009

Esistono dei fenomeni che talvolta si presentano inaspettatamente e non sono riconducibili all'abituale esperienza quotidiana né inquadrabili nelle teorie scientifiche comunemente accettate. Quando ciò accade si possono assumere tre atteggiamenti, dei quali il primo consiste nell'accettarli acriticamente, compresa la loro eventuale poco convincente interpretazione, semplicemente perché essi sono coerenti con le proprie convinzioni e/o il proprio interesse; il secondo atteggiamento, il più diffuso, consiste nel negarli recisamente, perché in contrasto con le proprie convinzioni e/o il proprio interesse (si passano semplicemente sotto silenzio, oppure si classificano come errori interpretativi, ovvero si screditano i testimoni facendoli apparire come inattendibili od in malafede). Il terzo atteggiamento, quello meno diffuso, consiste nel non considerarli a priori da scartare, bensì da esaminare in modo critico senza preconcetti, per appurare se si tratta di fatti già noti o di novità capaci di insegnare qualcosa che ancora non si sa: qualcosa che, una volta messo in evidenza e reso misurabile, è destinato a diventare prima abituale e prevedibile ed infine praticamente utilizzabile. Contrariamente ai primi due, quest'ultimo atteggiamento richiede preparazione, pazienza e disponibilità a cambiare, talvolta drasticamente, le proprie convinzioni, fino a mettere in discussione la posizione sociale acquisita: ciò ne spiega la scarsa diffusione anche nei secoli passati. È ben noto, ad esempio, che anche al tempo di Galileo Galilei ci fu chi, nel timore di dover mutare i propri preconcetti sulla natura dei corpi celesti ed affrontare l'Inquisizione, si rifiutò persino di guardare le macchie solari messe in evidenza dal cannocchiale appena inventato.

Tra i fenomeni "insoliti" che vengono continuamente segnalati c'è soltanto l'imbarazzo della scelta, ma, per quanto molti di essi siano interessanti e sembrino promettenti, bisogna resistere alla tentazione di occuparsi a fondo di tutti, poiché questa opzione porterebbe di certo a superare le possibilità di indagine seria da parte di un solo individuo o di un piccolo gruppo di persone dotate di tempo e disponibilità economica limitati.

Ecco perché molti, facendo leva sull'interesse per la novità presente nel pubblico, parlano e scrivono (spesso a sproposito, a causa della loro scarsa preparazione) di tantissimi argomenti "insoliti", ma solo pochissimi si dedicano ad uno studio serio ed approfondito anche di uno solo di tali argomenti.

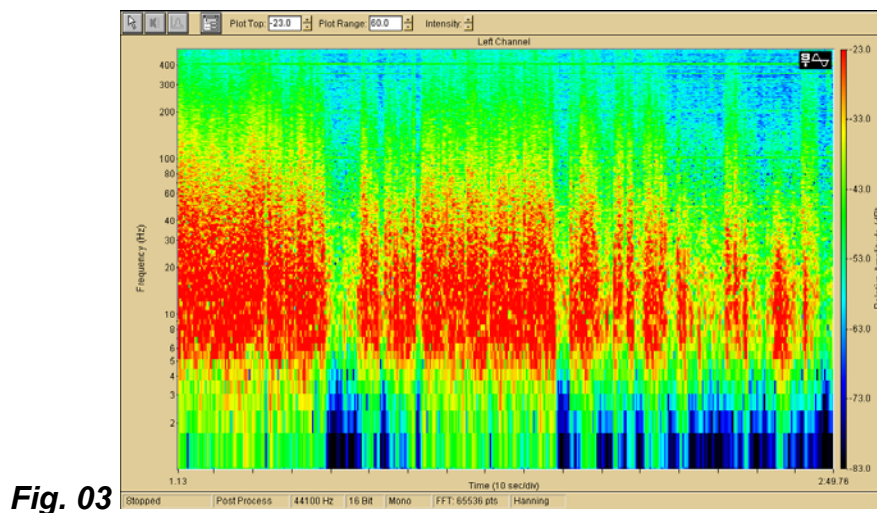
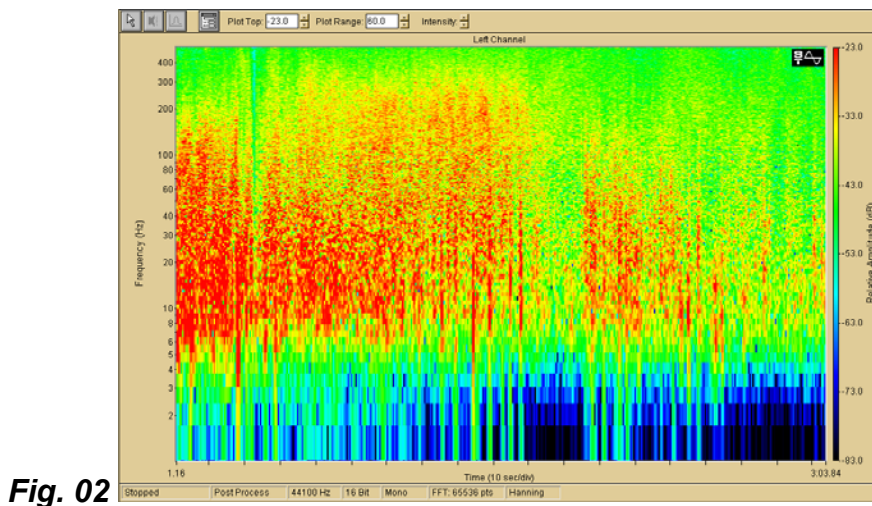
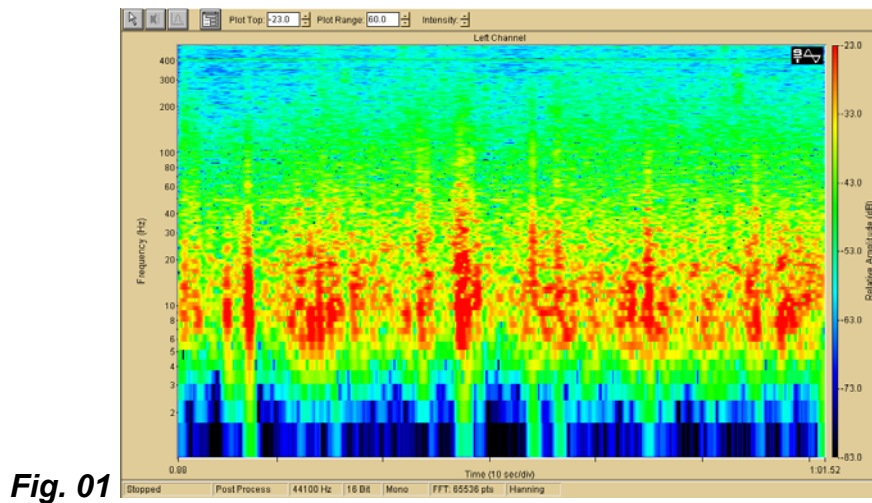
Coerentemente con quanto sopra esposto, in questa relazione sarà presa in esame una sola manifestazione di interazione fisica tra uomo ed ambiente, un fenomeno di interferenza strumentale il quale è sì "anomalo", ma si è rivelato ripetibile, ovvero studiabile secondo i canoni scientifici.

IL "RUMORE" DEL CERVELLO?

Il primo di questi fenomeni è stato notato casualmente dall'amico Daniele Gullà il 10 maggio 2004 a Roma, durante una campagna di monitoraggio acustico, tramite microfono campione con banda utile compresa tra 3 Hz e 20 KHz, del rumore di fondo ambientale presente durante attività meditative profonde del ricercatore psichico Umberto Di Grazia con il Gruppo di Ricerca I.R.C.: per alcuni istanti si instaurava un forte segnale a larga banda a bassissima frequenza (compreso tra pochi Hz ed oltre 100 Hz).

È stata organizzata (Gullà - Pederzoli) dapprima una seconda campagna di misure, il 23 e 24 ottobre 2004, ed il fenomeno si è ripetuto, poi anche una terza campagna (ancora Gullà - Pederzoli), in data 11 e 12 giugno 2005, ed il fenomeno si è ripetuto nuovamente. Durante la prima campagna, quella della scoperta casuale, il fenomeno si è presentato in

forma tendenzialmente “ritmica”, con apparizione rapida del segnale, sua permanenza per diversi secondi e sua graduale scomparsa, seguita da un periodo di normale rumore di fondo a basso livello, quindi dalla ricomparsa del segnale, il tutto ripetuto per parecchie volte (**Fig. 01**, **Fig. 02**, **Fig. 03** e **Fig. 04**).



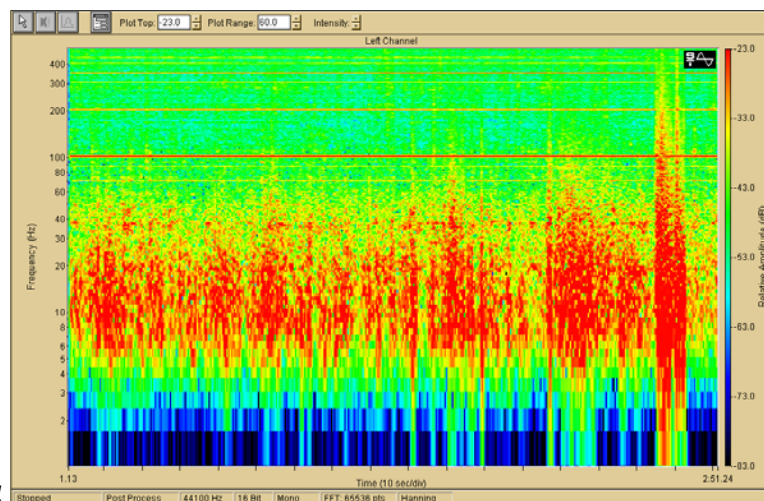


Fig. 04

La rapida scomparsa del segnale (la sua comparsa è analoga) e le sue caratteristiche sono chiaramente mostrate in **Fig. 05**, nella quale l'asse **x** è logaritmico e riporta le frequenze (da 1 Hz a 20 KHz), l'asse **y** è lineare e riporta l'ampiezza del segnale e l'asse **z**, inclinato, è anch'esso lineare e riporta il tempo. In realtà l'immagine è formata da moltissimi grafici che rappresentano l'ampiezza del segnale in funzione della frequenza, l'uno successivo all'altro di un piccolo lasso di tempo e ciascuno spostato un po' più in alto ed un po' più a destra rispetto a quello precedente, così da fornire l'illusione della tridimensionalità.

In primo piano c'è sempre quello più recente.

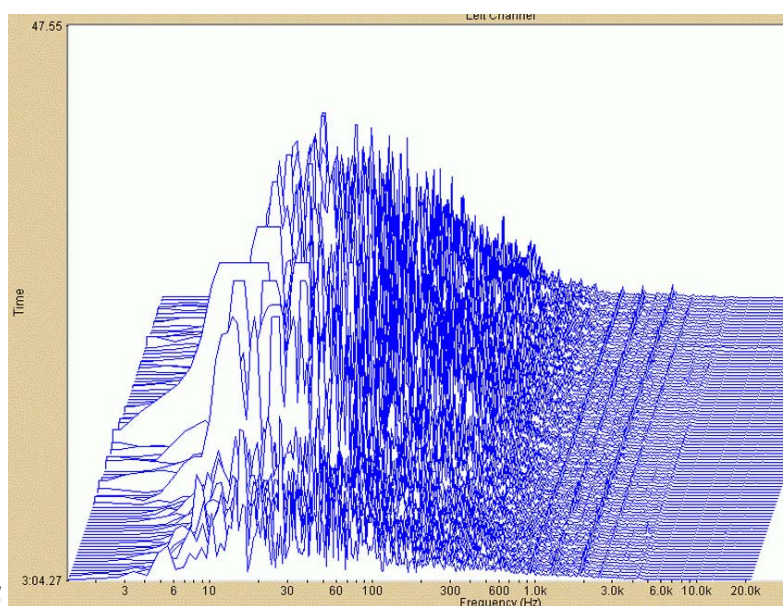


Fig. 05

Sono presenti deboli segnali fino un po' oltre i 4 KHz, ma quelli che formano strisce parallele a circa 900, 1150, 1500 (debole), 1900, 2500, 3100 (debolissimo) e 4200 Hz (debole) sono provocati dai ventilatori di raffreddamento della strumentazione, lontani dal microfono e silenziosi, ma comunque rilevabili da parte del microfono campione. In pratica il segnale utile a larga banda scompare quasi completamente tra 600 e 1000 Hz, partendo da 3 Hz, frequenza al di sopra della quale diventa pienamente attendibile il microfono utilizzato in tutte e tre le campagne di misure, che è quello in dotazione al fonometro *Investigator 2260* della *Brüel & Kjaer*; lo strumento, durante tutte le misurazioni, è sempre stato in perfette condizioni di funzionamento e calibrato, con certificazione SIT aggiornata. Il segnale è particolarmente interessante tra 3 e 100 Hz ed è chiaramente visibile la rapida ed ampia variazione di ampiezza coincidente con la fine del fenomeno.

Anche l'ambiente nel quale sono state condotte le tre campagne di misure è stato sempre il medesimo: una stanza chiusa, dalle pareti spesse, denominata "cripta" (**Fig. 06 - Quote espresse in metri**), sita nel sottosuolo di una villetta alla periferia sud di Roma.

Il locale è molto silenzioso (in **Fig. 05** si nota anche la totale assenza di rumore ad alta frequenza), ha il pavimento in Linoleum, sul quale si cammina senza scarpe, ed è illuminato, durante le misure, solamente con quattro tubi fluorescenti a luce di Wood (ultravioletto vicino) fissati, due per parte, in alto sulle pareti lunghe.

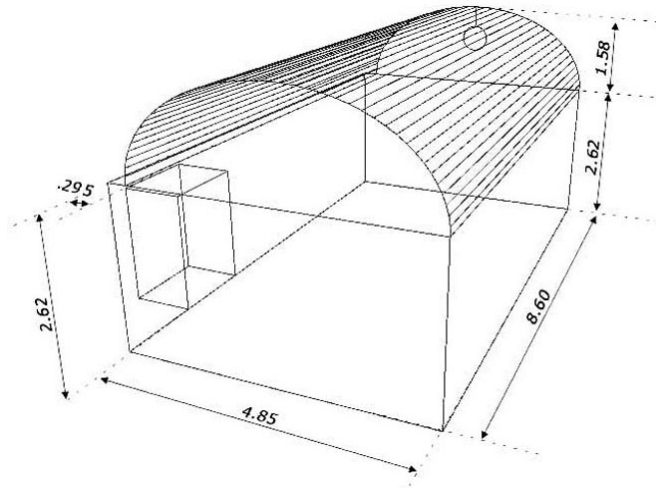


Fig. 06

Per effettuare le misure sono state fatte riunire in questo ambiente alcune persone le quali, sotto la guida di Umberto Di Grazia, hanno formato un gruppo di meditazione, mentre ad un'estremità della "cripta", contro una delle pareti corte, sono state disposte le apparecchiature insieme a tutti i membri del gruppo di studio. Il segnale normalmente presente quando il fenomeno non si verifica è simile a quello che si vede al termine della registrazione ed è provocato in parte dalle persone, in parte dall'ambiente, in parte dalle apparecchiature ed in parte dall'elettronica di amplificazione. Quando il fenomeno si verifica, la variazione di ampiezza del segnale rispetto allo stato di riposo è molto evidente, ma l'orecchio dei presenti non la nota; tuttavia questo fatto in sé non è molto significativo, perché si tratta di frequenze basse, alle quali l'orecchio umano è poco o per nulla sensibile. Sotto i 60 Hz si verifica un netto incremento di ampiezza rispetto alla condizione di riposo e l'ampiezza aumenta al diminuire della frequenza, fino a raggiungere un massimo tra i 10 ed i 12 Hz. Sono tutte frequenze tipiche dell'attività cerebrale ed i segnali registrati ricordano quelli prodotti dagli encefalografi.

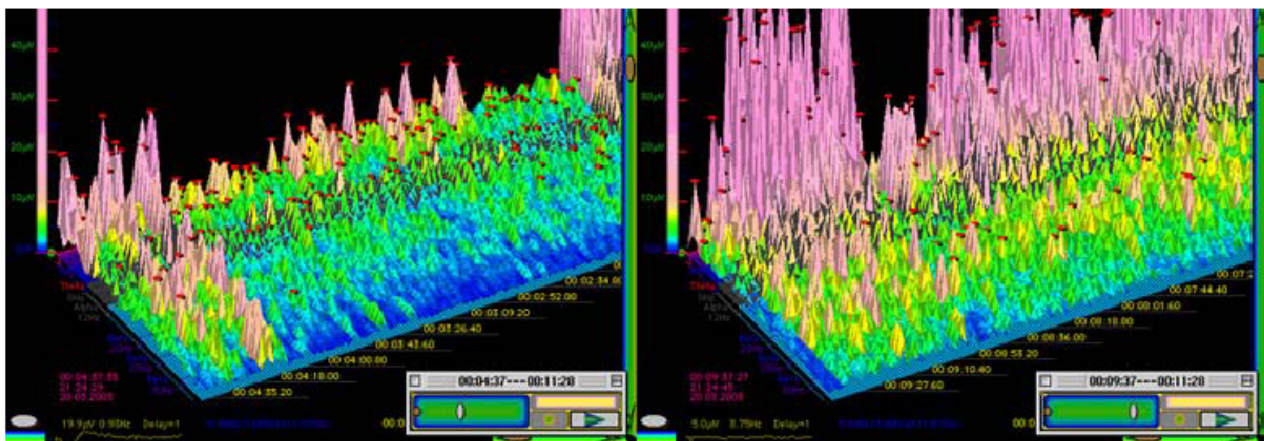


Fig. 07 - Giugno 1989 - Meditazione a Machu Picchu (Perù) - Registrazione, con prototipo della IBVA, dell'attività cerebrale sulla pista sonora di un camcorder

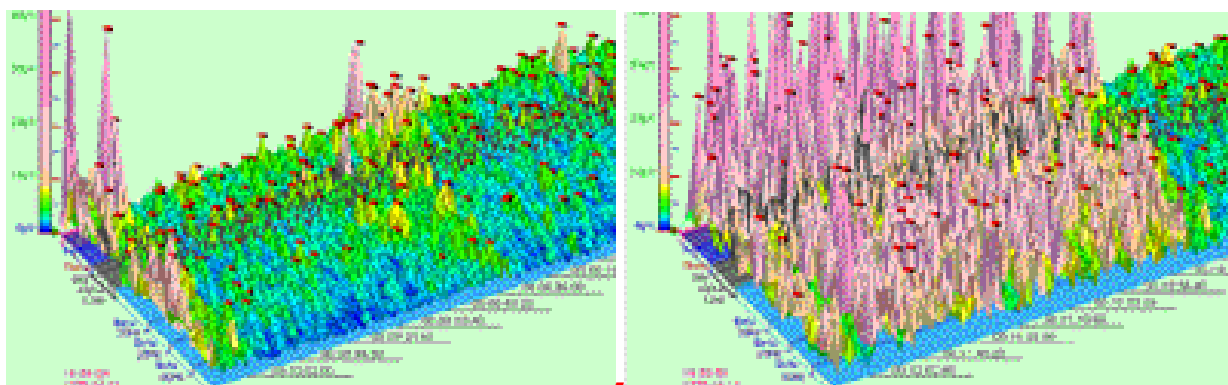


Fig. 08 - Gennaio 1992: Dr. TIMOTHY LEARY

A conferma di questo, insieme a molte altre, sono state a lungo disponibili (pare che adesso non lo siano più) anche le illustrazioni di **Fig. 07** e **Fig. 08**, nel sito Internet:

<http://easyweb.easynet.co.uk/~pppf6/IBVA/Brainwave/Brainwave2.html>

Dal sito della IBVA si poteva apprendere, poi, che questa ditta produceva apparati adatti per effettuare registrazioni elettroencefalografiche fino a 60 Hz (eseguite mediante elettrodi a contatto con la testa) utilizzando la pista sonora di una telecamera a cassetta.

Fig. 09, tratta dal sito <http://www.bookofjoe.com/2005/01/10/> riporta il confronto tra gli elettroencefalogrammi, durante la fase di concentrazione, di un principiante e di un esperto in meditazione.

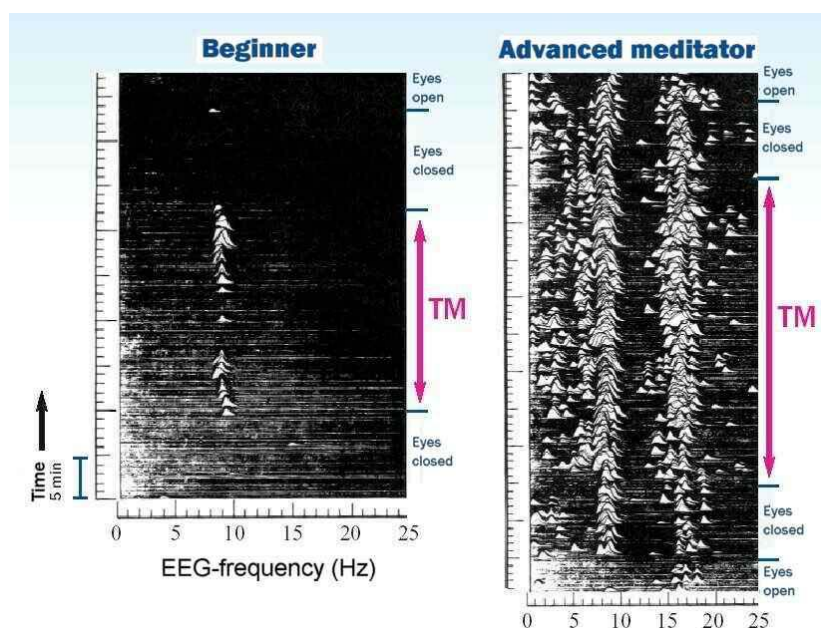


Fig. 09 - Confronto tra gli elettroencefalogrammi di un principiante e di un esperto in meditazione, dal sito <http://www.bookofjoe.com/2005/01/10/>

Il microfono campione che è stato utilizzato è del tipo a condensatore, è molto sensibile ed è caratterizzato da bassa distorsione e banda molto larga e piatta, con requisiti tali da garantirne l'elevata qualità; esso è in grado di rivelare segnali sonori, per i quali è stato progettato, ma, data la sua natura, può rivelare anche segnali prodotti da un campo elettrico variabile. Inoltre una perturbazione di natura elettromagnetica può essere rivelata dai circuiti elettronici di amplificazione del fonometro stesso.

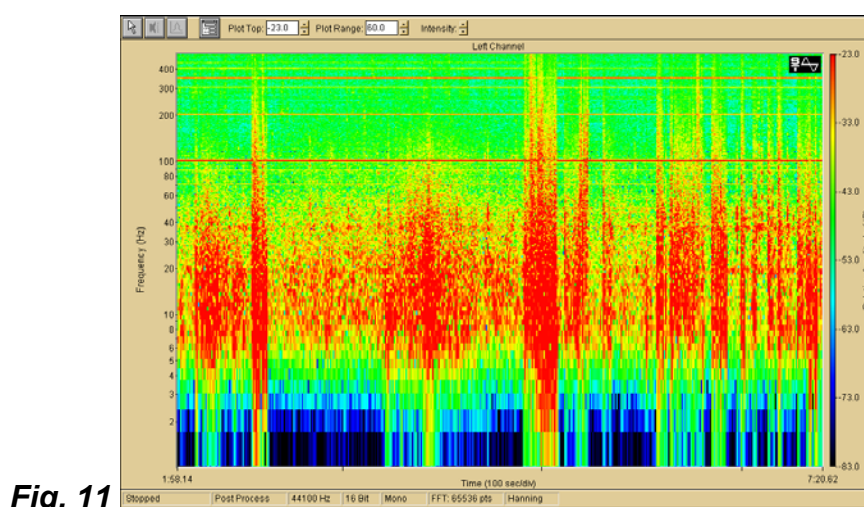
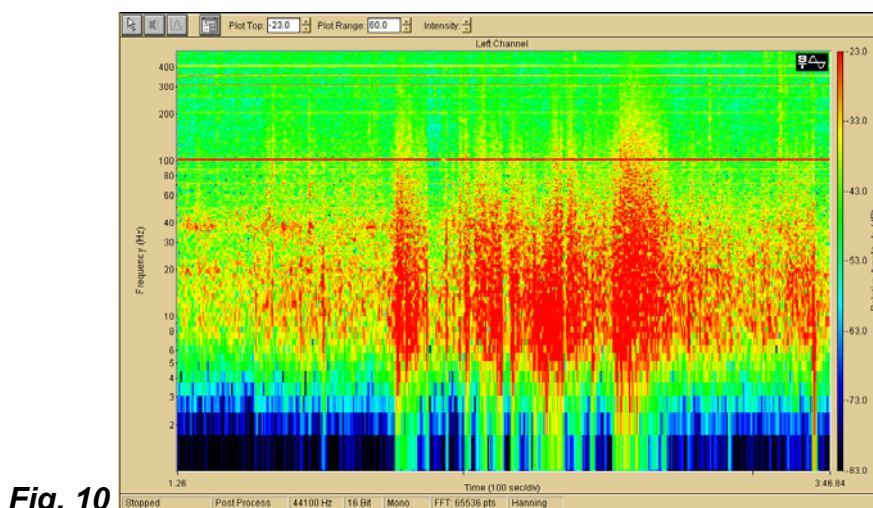
Contrariamente agli elettroencefalogrammi, nel nostro caso durante le misure non esisteva alcun contatto fisico con il gruppo di meditazione: si trattava pertanto di capire di quale natura fosse il fenomeno registrato, per poter poi approfondire ulteriormente le ricerche.

Le conclusioni tratte dalla prima campagna di misure sono state le seguenti:

- Il fenomeno potrebbe essere di natura sonora.
- Il fenomeno potrebbe essere associato all'attività cerebrale del gruppo di meditazione.
- Il fenomeno potrebbe consistere in un campo elettrico primario od in una variazione di un campo magnetico, oppure in un campo elettromagnetico rivelato dall'elettronica di amplificazione.
- Il fenomeno potrebbe essere ripetibile.

Nella seconda campagna di misure sono state riprodotte, per quanto possibile, le condizioni della prima campagna ed il fenomeno si è ripresentato con modalità simili a quelle della prima volta (**Fig. 10** e **Fig. 11**). Il suo verificarsi, tuttavia, sembrava dipendere molto dalla disponibilità e dall'affiatamento delle persone che componevano il gruppo di meditazione e persino dal tipo di preparazione pre-meditazione.

Oltre al microfono campione era disponibile un accelerometro del tipo a condensatore, con banda passante limitata a 45 Hz, anch'esso in dotazione al fonometro *Investigator 2260* della *Brüel & Kjaer* e calibrato. L'accelerometro, per sua natura, non è sensibile a segnali acustici, a meno che essi non producano vibrazioni della superficie sulla quale esso è appoggiato (nel nostro caso il pavimento di Linoleum).



L'accelerometro, durante il verificarsi del fenomeno, ha generato un segnale dello stesso tipo e con lo stesso andamento temporale di quello prodotto dal microfono campione.

Dopo aver rilevato il fenomeno anche con l'accelerometro, la meditazione è stata interrotta e sono state fatte uscire tutte le persone presenti nella villetta, mandandole a conversare lontano dalla villetta stessa per controllare se il fenomeno continuava a verificarsi pure in quelle condizioni, ad esempio perché provocato da vibrazioni del terreno: si è presentato soltanto il normale rumore di fondo, senza alcuna anomalia, cosicché tutti sono stati richiamati e la meditazione è stata fatta riprendere, ma senza alcun risultato. Il fenomeno sembrava presentarsi soltanto se i protagonisti erano pochi, molto affiatati gli uni con gli altri ed avevano svolto appositi esercizi preparatori prima di iniziare la meditazione. Per i test erano a disposizione anche due oscillatori appositamente progettati, uno per rivelare eventuali variazioni lente dei parametri magnetici ambientali (dalle rilevazioni è risultato che le variazioni, se presenti, sono minori di una parte su 5000) e l'altro (un oscillatore libero) per rivelare variazioni lente dei parametri elettrici e/o magnetici. Quest'ultimo, durante il verificarsi del fenomeno, ha mostrato un apparente incremento della stabilità di oscillazione, ma non così evidente da poter considerare il dato significativo, in quanto potrebbe trattarsi di un fatto casuale.

Le conclusioni tratte dalla seconda campagna di misure sono state le seguenti:

- Il fenomeno sembra ripetibile.
- Il fenomeno sembra associato all'attività cerebrale dei componenti del gruppo di meditazione ed appare fortemente influenzato dalla disponibilità, dall'affiatamento e dalla preparazione pre-meditazione.
- Il fenomeno non sembra essere di natura sonora (ma sono consigliabili ulteriori accertamenti).
- Il fenomeno non sembra produrre significative variazioni lente di parametri magnetici e/o elettrici.
- Il fenomeno potrebbe essere generato da un campo elettrico o da una variazione di un campo magnetico, oppure da un campo elettromagnetico rivelato dall'elettronica di amplificazione.

Nella terza campagna di misure il fenomeno si è ripresentato (stavolta addirittura anche per più di 6 minuti consecutivi) ed è stato constatato che il suo verificarsi dipendeva moltissimo dalla disponibilità e dall'affiatamento dei componenti del gruppo di meditazione, ma meno dalla loro preparazione pre-meditazione.

Per capire se si trattasse di un fenomeno acustico erano a disposizione anche un microfono piezoelettrico ed uno magnetico (quindi basati su principi fisici diversi rispetto al microfono campione), collegati ambedue a preamplificatori a bassissimo rumore.

Nessuno dei due ha rivelato alcunché di anomalo durante il verificarsi del fenomeno, consentendo di escluderne ragionevolmente una natura sonora.

Occorreva verificare l'eventuale presenza di una componente magnetica associata al fenomeno stesso ed a tale scopo sono stati utilizzati due appositi sensori induttivi, uno A DOPPIA SPIRALE CONTROROTANTE (**Fig. 12** e **Fig. 13**) e l'altro A MAGNETE PERMANENTE con 8 avvolgimenti (**Fig. 14** e **Fig. 15**).

Il primo dei due sensori per sua natura non è particolarmente sensibile, ma minimizza le capacità parassite, quindi risponde prevalentemente ai campi magnetici. È formato da due spirali piatte di conduttore parallele l'una all'altra, annegate in un supporto cilindrico di nylon tornito ed avvolte in senso opposto, in modo che un'eventuale corrente, entrando dalla spira più esterna della prima spirale, esca da quella più interna, entri nella seconda spirale dalla spira più interna ed esca da quella più esterna ruotando sempre nello stesso senso.

SENSORE INDUTTIVO CON DUE SPIRALI CONTROROTANTI



Fig. 12 - Vista inferiore

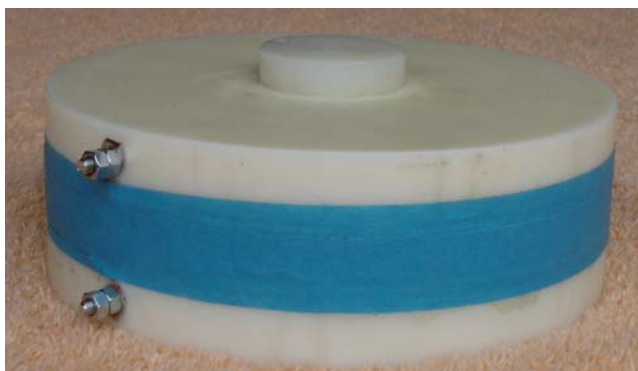


Fig. 13 - Vista laterale

SENSORE INDUTTIVO A MAGNETE PERMANENTE



Fig. 14 - Vista laterale senza rivestimento

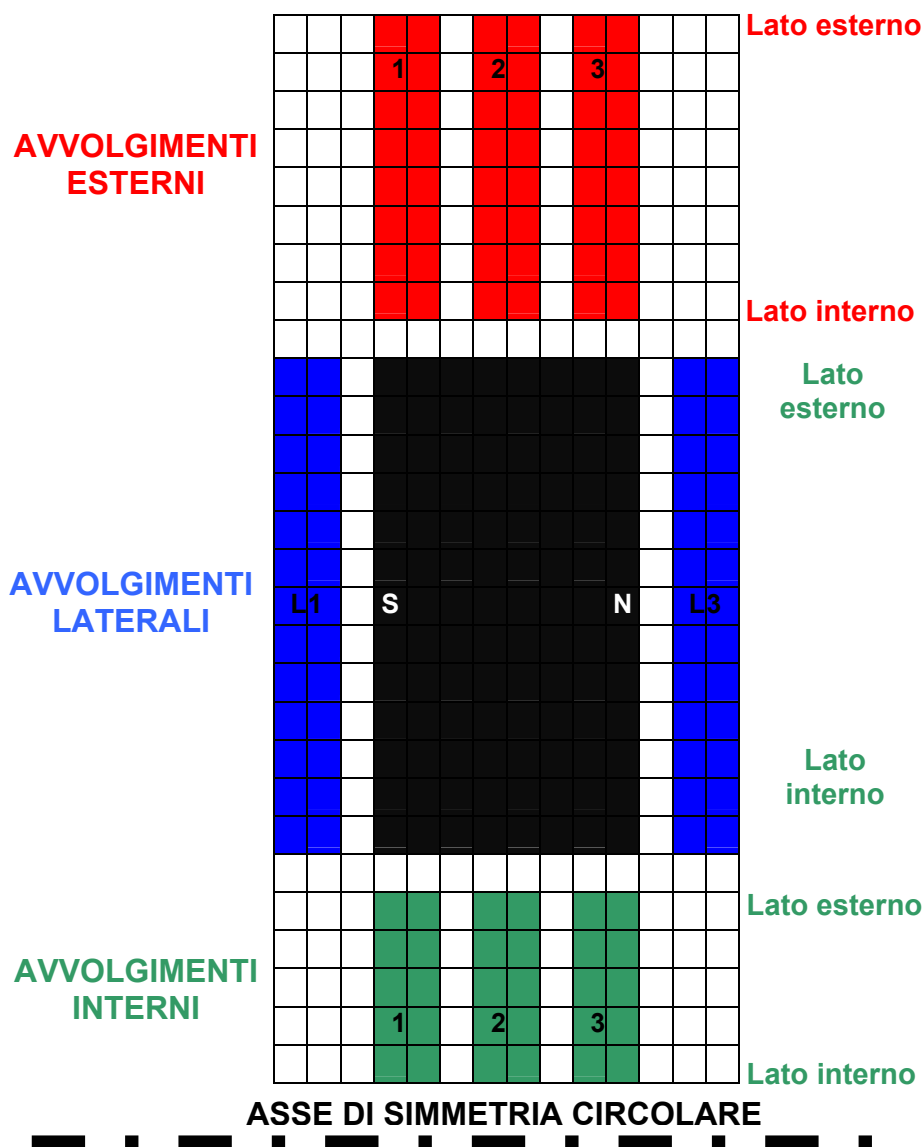


Fig. 15 - Disposizione degli avvolgimenti del sensore.

Il secondo sensore, quello A MAGNETE PERMANENTE con 8 avvolgimenti, è molto sensibile, ma possiede capacità parassite non estremamente basse, quindi può risentire in modo non trascurabile dei campi elettrici. Esso è costruito attorno ad un magnete permanente toroidale, che funge da nucleo ad alta permeabilità magnetica per aumentare l'induttanza degli avvolgimenti e quindi anche la sensibilità del sensore; magnete ed avvolgimenti sono annegati in una struttura cilindrica in nylon tornito.

In aggiunta il magnete permanente (ceramico) fa sì che possa essere rivelato un eventuale effetto provocato da pure e semplici distorsioni spaziali capaci di influire sulle dimensioni degli avvolgimenti ma non sull'intensità del campo magnetico generato dal magnete stesso, così da variare l'area degli avvolgimenti esposti al campo magnetico facendo nascere un'apprezzabile differenza di potenziale indotta ai capi di questo sensore, ma una molto inferiore ai capi di quello a doppia spirale, esposto soltanto al molto più debole campo magnetico terrestre. Durante le campagne di misure i sensori erano collegati a preamplificatori a bassissimo rumore ed hanno rivelato ambedue la presenza del fenomeno, in modo più marcato il più sensibile (quello a magnete permanente), ma in modo evidente anche l'altro (quello a doppia spirale).

In vista della terza campagna di misure è stato realizzato anche un DOPPIO SENSORE CAPACITIVO PREAMPLIFICATO, che consiste in un condensatore ad aria, della capacità di circa 1400 pF, formato da piastre di acciaio inossidabile di spessore 1 mm separate le une dalle altre da 1 mm d'aria e sorrette da colonnine filettate, anch'esse di acciaio inossidabile così come i dadi di bloccaggio e le rondelle distanziatrici. Sotto il condensatore ad aria, tra le colonnine, è installato un condensatore da 1500 pF a mica per alta tensione di tipo militare, il tutto fissato su di una base circolare di nylon tornita e protetto, se e quando necessario, da una calotta cilindrica asportabile in lamiera di acciaio forata (**Fig. 16**, **Fig. 17**, **Fig. 18** e **Fig. 19**). Ai due sensori si collegano appositi preamplificatori a basso rumore.

DOPPIO SENSORE CAPACITIVO PREAMPLIFICATO

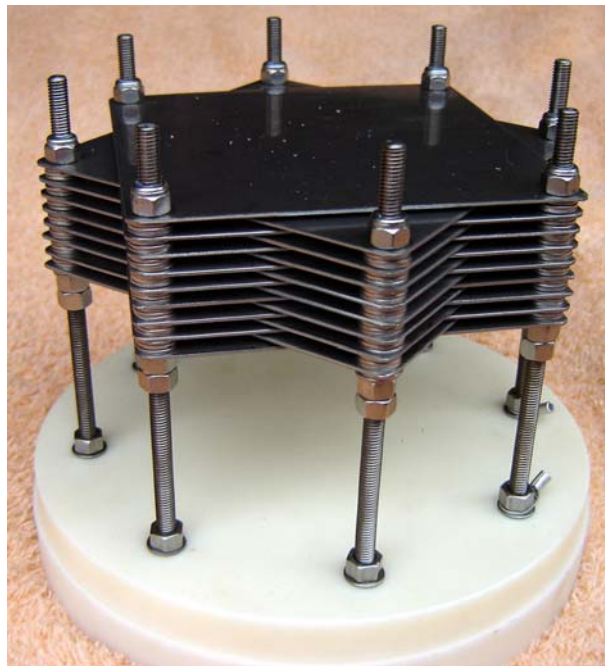


Fig. 16 - Condensatore ad aria



Fig. 17 - Condensatore a mica, sotto quello ad aria



Fig. 18 - Calotta protettiva



Fig. 19 - Doppio preamplificatore a basso rumore per la coppia di sensori capacitivi

Notoriamente la formula che fornisce la capacità C di un condensatore è:

$$C = \epsilon_r \cdot \epsilon_0 \cdot \frac{S}{d}$$

nella quale ϵ_r è la costante dielettrica del vuoto, ϵ_0 la costante dielettrica relativa, S la superficie utile delle armature e d la distanza tra di esse.

Il rapporto tra S e d ha le dimensioni di una lunghezza, quindi il valore della capacità dipende linearmente dalle variazioni di ϵ_r e di ϵ_0 e da quelle (contrazione/espansione) dello spazio in cui il condensatore stesso è immerso.

Ambedue i condensatori sono insensibili ai segnali acustici ed il loro compito consiste nel rivelare eventuali variazioni di capacità provocate da alterazioni della costante dielettrica dell'aria (in tal caso è coinvolto il solo condensatore ad aria e non quello a mica, che, per sua natura, è di tipo chiuso ed a dielettrico solido), nonché variazioni di capacità provocate da cambiamenti della costante dielettrica del vuoto o del campo elettrico ambientale, oppure da distorsioni spaziali (tutti casi, questi ultimi, in cui sono coinvolti ambedue i condensatori). È esclusa la temperatura, che varia in modo molto lento e non ci interessa. Purtroppo la "cripta" si è rivelata sede di campi elettrici generati dall'impianto di illuminazione (in particolare a 50 e 150 Hz) molto più forti del previsto, producendo la saturazione degli amplificatori del doppio sensore capacitivo e rendendoli incapaci di fornire misure attendibili..

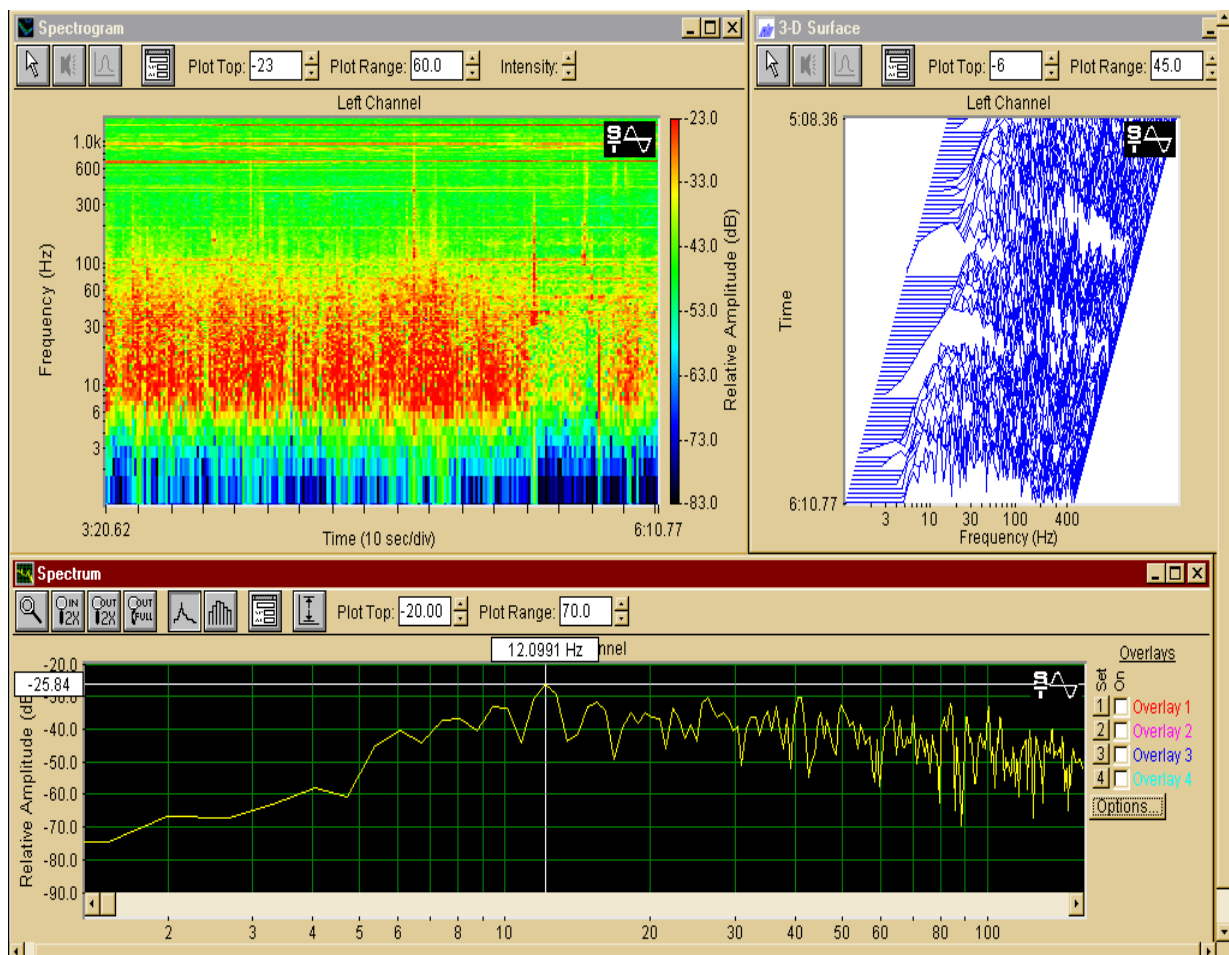


Fig. 20 - Presentazione, tra 1 e 1000 Hz, del fenomeno durato 6,11 minuti; si notano intensificazioni anomale tra 5 e 100 Hz, con un picco a 12 Hz

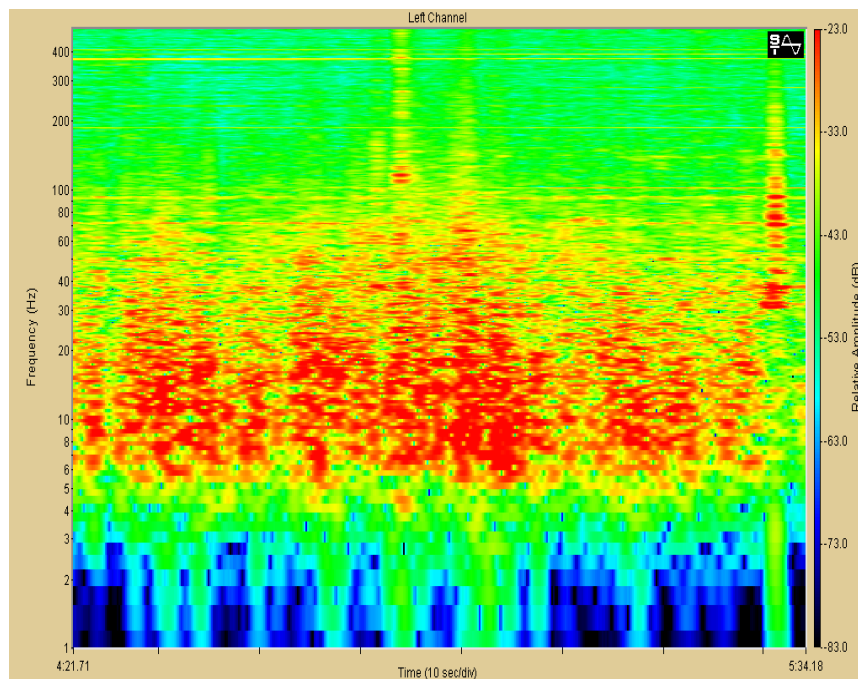


Fig. 21 - Spettro, espanso tra 1 Hz e 500 Hz, con FFT a 65.536 punti; i picchi più alti si trovano tra 6 Hz e 30 Hz

Le conclusioni tratte dalla terza campagna di misure (**Fig. 20** e **Fig. 21**) sono state le seguenti:

- Il fenomeno appare ripetibile.
- Il fenomeno non appare di natura sonora.
- Il fenomeno appare associato all'attività cerebrale dei componenti del gruppo di meditazione e fortemente influenzato dalla loro disponibilità ed affiatamento, ma molto meno dalla loro preparazione pre-meditazione.
- Non è ancora chiaro di quale natura il fenomeno sia, poiché i dati forniti dai sensori consentono diverse ipotesi, ma è ragionevolmente certo che non si tratta di un campo elettromagnetico rivelato dai preamplificatori.
- Appare molto probabile che il fenomeno, il quale coinvolge una banda di frequenza tipica dell'attività cerebrale con picchi a 3 - 6 - 10 - 12 - 14 e 20 Hz, sia provocato da un'esteriorizzazione nell'ambiente, o proiezione psichica, dei protagonisti della meditazione.

La ricerca è stata volutamente finalizzata alla registrazione di eventuali modificazioni di parametri fisico-ambientali, escludendo il monitoraggio delle attività neurofisiologiche dei partecipanti, poiché ad oggi le ricerche condotte sulle attività cerebrali di persone in stati modificati di coscienza sono state innumerevoli e diversi laboratori ed Università, soprattutto statunitensi (vedere ricerche della Princeton University), hanno prodotto, sull'argomento, diverse pubblicazioni di grandissimo interesse per le neuroscienze.

Finora, però, scarseggiano le ricerche volte a monitorare influenze dirette delle frequenze cerebrali sull'ambiente, fatta eccezione per quella storica di Cazzamalli, negli anni trenta, e quella più recente ed importante condotta, negli USA, da Raymond Moody con lo *Psycomantheum*, nata, però, con obiettivi e scopi differenti.

Qualche mese dopo l'ultima campagna di misure, si è verificato un fatto imprevisto: un pomeriggio, a Bologna, mentre tutte le apparecchiature sopra descritte, compreso il DOPPIO SENSORE CAPACITIVO PREAMPLIFICATO (stavolta con sensibilità ridotta per non saturare) erano in funzione per dei collaudi, improvvisamente si sono messe a segnalare la presenza dell'ormai ben noto fenomeno.

Stavolta non si trattava di un gruppo di persone esperte ed affiatate, bensì di una signora la quale, in un angolo della saletta dove si svolgevano i collaudi, stava commuovendosi fino alle lacrime mentre parlava del proprio cane morto da poco, al quale era tanto affezionata da aver persino scritto un libro ad esso dedicato.

L'esperienza è stata ripetuta in seguito ed è diventato evidente che non solo la meditazione di un gruppo addestrato di individui, ma anche una forte emozione di una singola persona possono essere captate a distanza di alcuni metri mediante apparecchiature elettroniche e per di più in ambienti non particolarmente difesi dai disturbi.

Tenuto conto di tutto quanto finora esposto, è pertanto possibile non solo continuare ad approfondire lo studio del fenomeno per accertarne caratteristiche e natura, ma anche sviluppare apparecchiature adatte alla creazione di un bio-feedback adatto a favorire, mediante esercizio, la generazione del fenomeno stesso sotto il controllo della volontà.

Un esempio di tali apparecchiature è l'AMPLIFICATORE AUDIO E SUB-AUDIO CON VISUALIZZATORE DEL SEGNALE CAPTATO il cui progetto è mostrato negli allegati.

Questa apparecchiatura ha lo scopo di mettere al corrente, mediante bio-feedback, colui che è in grado di provocare il fenomeno in questione del suo verificarsi e della sua intensità, perché possa memorizzare condizioni e sensazioni sperimentate in quell'occasione e cercare, misurandole, di perfezionarle rendendole più efficienti, ripetibili a volontà e, soprattutto, NORMALI.

***DOCUMENTAZIONE
ALLEGATA
A:***

**“SI PUÒ RILEVARE IL PENSIERO
A DISTANZA?”**

Luciano Pederzoli

Palau - 2 luglio 2009

SENSORI AMBIENTALI A RISONANZA

Luciano Pederzoli

Per rivelare variazioni ambientali di natura elettrica, magnetica o termica è possibile far ricorso ad oscillatori sensibili a tale genere di variazioni. Poiché nulla si conosce a priori riguardo alle suddette variazioni, sono stati approntati 3 oscillatori uguali, i quali differiscono solamente per le caratteristiche del circuito risonante che ne determina la frequenza di oscillazione (a parte le dimensioni dei contenitori di plastica entro i quali sono stati inseriti: i due quarzati hanno contenitori identici e più grandi di quello dell'oscillatore libero).

Naturalmente è diversa la loro sensibilità alle variazioni ambientali di cui si è parlato.

Le caratteristiche comuni a tutti e tre gli oscillatori sono le seguenti:

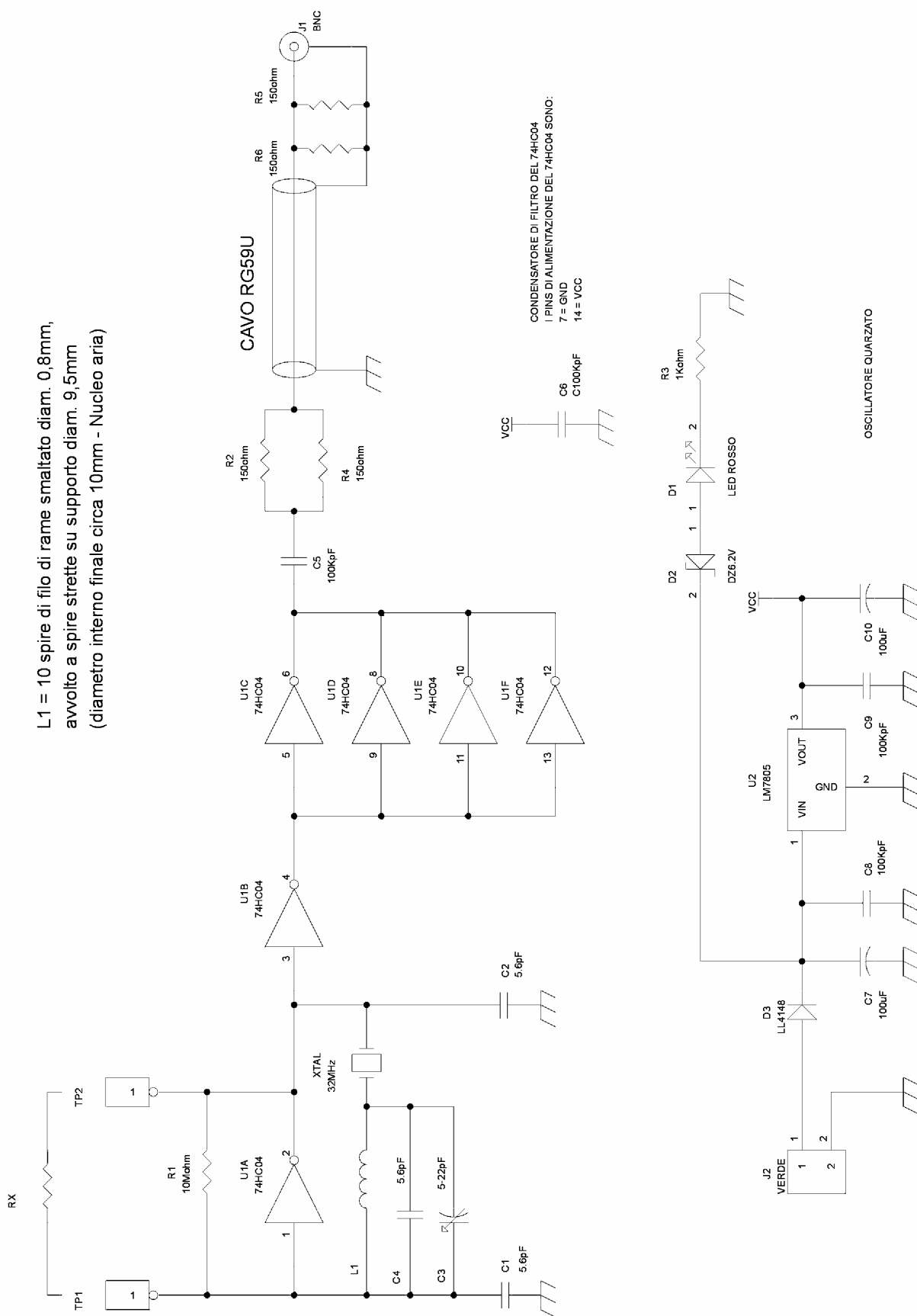
- Tensione di alimentazione: $7,5 \div 15$ VDC (connettore predisposto per pila 9 V).
- Corrente di alimentazione: ≈ 27 mA (il circuito si accende inserendo la pila).
- Tempo di assestamento della frequenza dopo l'accensione ≈ 45 minuti.
- Alimentazione protetta contro l'inversione di polarità.
- LED indicatore di efficienza-batteria (si spegne se la tensione è troppo bassa).
- Impedenza di carico prevista (frequenzimetro od altro): $res. \geq 10'000$ ohm // $cap. \leq 50$ pF.
- Cavo coassiale di uscita lungo circa 7 m, tipo RG59U (75 ohm), con resistenze di terminazione alle estremità e connettore maschio tipo BNC.

Inoltre:

- Per il circuito oscillatore, per lo stadio separatore e per il *buffer* d'uscita è stato utilizzato un solo circuito integrato CMOS (U1), del tipo 74HC04, composto da 6 invertitori logici.
- La tensione di alimentazione dell'oscillatore è stabilizzata a 5 V mediante un LM7805.
- Al fine di riuscire a pilotare il consistente carico rappresentato da un cavo coassiale piuttosto lungo, e pertanto necessariamente dotato di terminazioni adatte ad evitare l'insorgenza di onde stazionarie, sono stati collegati in parallelo 4 invertitori (U1C, U1D, U1E ed U1F).
- Il quinto (U1B) funge da stadio separatore, per caricare il meno possibile l'oscillatore e squadrare il segnale da esso emesso.
- Il sesto invertitore (U1A) è stato utilizzato come oscillatore, polarizzandolo in zona lineare tramite una resistenza da 10 Mohm (R1).
- Il circuito oscillante (del tipo parallelo) utilizzato per stabilire la frequenza di oscillazione, è inserito tra ingresso ed uscita dell'invertitore, in parallelo ad R1, e sarà descritto più avanti (dopo lo schema elettrico) nelle sue 3 varianti.
- C1 e C2 formano il partitore capacitivo necessario, insieme al circuito risonante di cui fanno parte, per creare la reazione positiva responsabile dell'oscillazione.
- C1, C2 e C4 sono in ceramica, del tipo NP0, pertanto il loro valore è pressoché indipendente dalla temperatura ambientale.
- La bobina (L1 ; 10 spire avvolte in aria) ed il trimmer capacitivo (C3) in parallelo ad essa hanno valore dipendente dalla temperatura; di conseguenza la frequenza di risonanza del circuito LC risente anch'essa della temperatura, oltre che delle variazioni dell'induttanza e di quelle della capacità complessiva collegata in parallelo ad essa.
- La frequenza di risonanza del quarzo risente soltanto di eventuali variazioni delle dimensioni fisiche (quindi, sia pure in misura ridotta, anche della temperatura) e della massa del cristallo.

SCHEMA ELETTRICO DEI DUE OSCILLATORI QUARZATI

RX MINIMA = 22Kohm



RX MINIMA = 22Kohm

CAVO RG59U

R2 150ohm

R4 150ohm

C5 100KpF

U1C 74HC04

U1D 74HC04

U1E 74HC04

U1F 74HC04

U1A 74HC04

U1B 74HC04

R5 150ohm

R6 150ohm

J1 BNC

C1 5.6pF

C2 5.6pF

C3 5.22pF

C4 5.6pF

L1

VCC

GND

CONDENSATORE DI FILTRO DEL 74HC04
I PINS DI ALIMENTAZIONE DEL 74HC04 SONO:
7 = GND
14 = VCC

C6 C100KpF

OSCILLATORE LIBERO

CARATTERISTICHE AGGIUNTIVE

Per i due oscillatori quarzati lo schema elettrico è il medesimo (quello mostrato nel primo schema). Anche lo schema dell'oscillatore libero è lo stesso, ma con il quarzo sostituito da un corto circuito, quindi con il circuito risonante composto solamente da induttanza e capacità (secondo schema). Il circuito risonante degli altri due oscillatori, invece, è costituito dal cristallo di quarzo collegato in serie al circuito risonante LC sintonizzabile.

Il cristallo di quarzo ha la propria frequenza di risonanza naturale a 10,667 MHz e, sintonizzando opportunamente il circuito risonante LC collegato in serie ad esso, può essere fatto oscillare stabilmente in terza armonica a 32,000 MHz (quella di progetto, segnalata come frequenza propria sul contenitore), oppure in quinta armonica, a 53,333 MHz, ma anche su di una serie di frequenze basse instabili ed infine a poco più di 34 MHz. Su quest'ultimo valore la variazione della frequenza di oscillazione che si produce avvicinando, ad esempio, una massa metallica all'oscillatore, è molto maggiore che a 32 MHz. Tale tipo di sensibilità è ancora più marcata nell'oscillatore libero.

Il Q (fattore di qualità) del circuito risonante complessivo può essere peggiorato inserendo, tra ingresso ed uscita dell'oscillatore (nell'apposito zoccolo a due contatti, in parallelo a quello da 10 Mohm) un resistore standard da $\frac{1}{4}$ W, di valore ≥ 22 Kohm.

Con la configurazione circuitale adottata, persino la sensibilità dell'oscillatore quarzato sintonizzato a 32 MHz è maggiore di quella che si avrebbe se, in serie al quarzo, non fosse presente il circuito risonante LC.

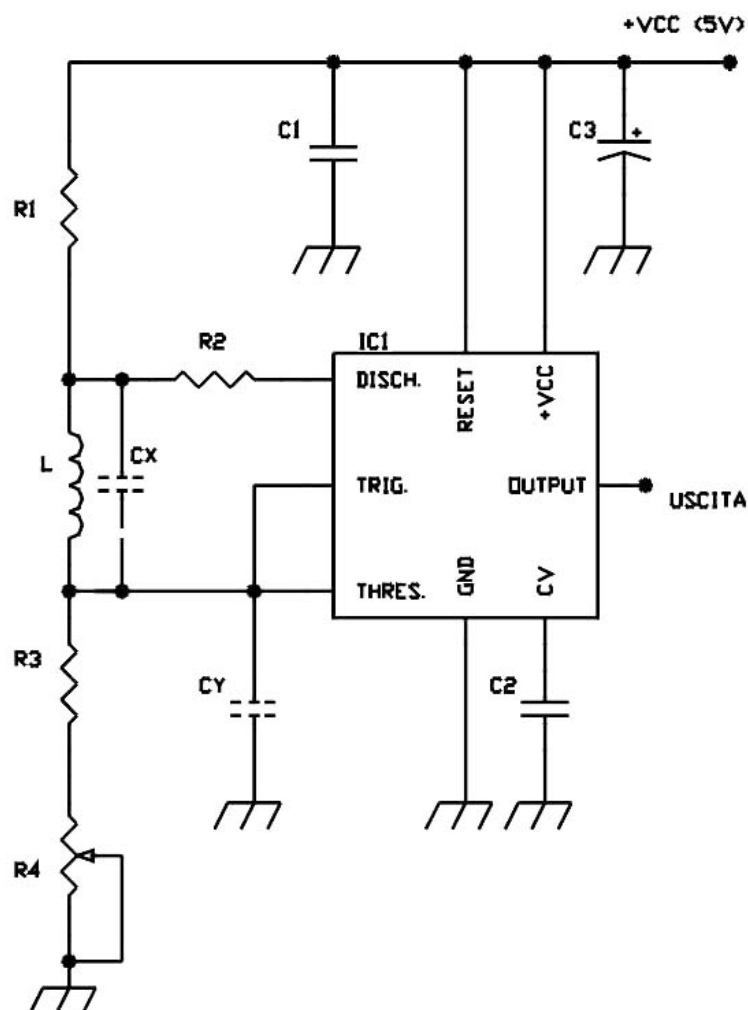
La sensibilità degli oscillatori si estende quasi ad ogni tipo di variazione delle condizioni ambientali; occorrerà determinare quale di essi sia il più adatto per il tipo e l'intensità delle variazioni ambientali da rilevare. Ad esempio la frequenza degli oscillatori si alza avvicinando una massa di rame od ottone (che diminuisce il valore dell'induttanza) e si abbassa avvicinando una massa di ferro (che aumenta il valore dell'induttanza), ma diminuisce anche avvicinando una mano, che aumenta il valore della capacità.

OSCILLATORE PURAMENTE INDUTTIVO

Luciano Pederzoli

Questo oscillatore è del tipo a rilassamento, quindi con uscita ad onda quadra (asimmetrica), ma, contrariamente a quello tradizionale realizzato con l'NE 555, per stabilire la frequenza di oscillazione non utilizza la costante di tempo capacitiva ($\tau_c = R \cdot C$), bensì quella induttiva ($\tau_L = L/R$); nell'induttanza, priva di nucleo, viene minimizzata la capacità dispersa. Lo scopo che si consegue consiste nel rendere la frequenza di oscillazione praticamente insensibile ai campi elettrici, ma molto sensibile alle variazioni di permeabilità magnetica (μ) dell'ambiente in cui l'induttanza è immersa.

Lo schema elettrico è il seguente:



R1 = 470 ohm 1/4 W

R2 = 220 ohm 1/4 W

C1 = C2 = 0,1 μ F ceramico

C3 = 100 μ F elettrolitico

IC1 = NE 555

+Vcc = 5 V stabilizzati in corrente continua

La prima condizione di oscillazione dell'NE 555 impone che:

$$1) R_2 / (R_1 + R_2) < 1/3$$

La seconda condizione di oscillazione dell'NE 555, chiamando R_L la resistenza del conduttore che compone l'induttanza, impone che:

$$2) (R_3 + R_4) / (R_1 + R_L + R_3 + R_4) > 2/3$$

[Per rispettare questa seconda condizione, se R_L vale circa 100 ohm, R_3 dovrà valere 1,8 Kohm $\frac{1}{4}$ W. L'aggiunta di R_4 consente di scegliere la frequenza di oscillazione più consona (ad esempio si può adottare $R_4 = 500$ ohm, trimmer multigiri)].

La presenza di R_2 allunga la durata della scarica, quindi consente, a parità di frequenza, di adottare un valore più basso d'induttanza.

C_x è la capacità dispersa dell'induttanza, che deve essere, per quanto possibile, minimizzata. Salendo con la frequenza di oscillazione, la presenza di C_x può deformare la tensione presente ai capi di $(R_3 + R_4)$, che deve, invece, variare secondo due andamenti esponenziali, uno in salita ed uno in discesa. Aggiungendo un opportuno C_y (di valore sempre molto piccolo, che si somma alla capacità d'ingresso dell'NE 555) la presenza di C_x può essere compensata, ristabilendo la forma d'onda corretta ai capi di $(R_3 + R_4)$.

L'uscita DISCHARGE durante la carica è aperta, cosicché costante di tempo di salita è:

$$3) \tau_{LS} = L / (R_1 + R_L + R_3 + R_4)$$

ed, in salita, la tensione ai capi di $(R_3 + R_4)$ varia tra $V_{cc} \cdot 1/3$ e $V_{cc} \cdot 2/3$, che sono i due livelli di trigger dell'NE 555.

La corrente massima che può scorrere in L vale:

$$4) I_{L0} = V_{cc} / (R_1 + R_L + R_3 + R_4)$$

e la tensione massima V_0 ai capi di $(R_3 + R_4)$ è:

$$5) V_0 = I_{L0} \cdot (R_3 + R_4) = V_{cc} \cdot [(R_3 + R_4) / (R_1 + R_L + R_3 + R_4)]$$

e, come si è visto, deve essere maggiore di $V_{cc} \cdot 2/3$ per consentire l'oscillazione.

La corrente, durante la carica, varia, all'interno di L , secondo la:

$$6) I_L = I_{L0} \cdot (1 - e^{-(t/\tau)})$$

nella quale, dalla 3), $\tau = \tau_{LS} = L / (R_1 + R_L + R_3 + R_4)$, cosicché la tensione V_s , ai capi di $(R_3 + R_4)$, vale:

$$7a) V_s = I_L \cdot (R_3 + R_4)$$

$$7b) V_s = I_{L0} \cdot (R_3 + R_4) \cdot (1 - e^{-(t/\tau)})$$

$$7c) V_s = V_{cc} \cdot [(R_3 + R_4) / (R_1 + R_L + R_3 + R_4)] \cdot (1 - e^{-(t/\tau)})$$

Ma la tensione superiore di trigger dell'NE 555 è pari a $2/3 \cdot V_{cc}$, quindi:

$$8a) V_{cc} \cdot 2/3 = V_{cc} \cdot [(R_3 + R_4) / (R_1 + R_L + R_3 + R_4)] \cdot (1 - e^{-(t/\tau)})$$

$$8b) [2 \cdot (R_1 + R_L + R_3 + R_4)] / [3 \cdot (R_3 + R_4)] = (1 - e^{-(t/\tau)})$$

$$8c) 1 - [2 \cdot (R_1 + R_L + R_3 + R_4)] / [3 \cdot (R_3 + R_4)] = e^{-(t/\tau)}$$

$$8d) [3 \cdot (R_3 + R_4) - 2 \cdot (R_1 + R_L) - 2 \cdot (R_3 + R_4)] / [3 \cdot (R_3 + R_4)] = e^{-(t/\tau)}$$

$$9) t_2 = -\tau_{LS} \cdot \ln[(R_3 + R_4) - 2 \cdot (R_1 + R_L)] / [3 \cdot (R_3 + R_4)]$$

La tensione di trigger inferiore dell'NE 555 è, invece, pari ad $V_{cc} \cdot 1/3$, quindi:

$$10a) V_{cc} \cdot 1/3 = V_{cc} \cdot [(R3+R4) / (R1+RL+R3+R4)] \cdot (1 - e^{-(t/\tau)})$$

$$10b) [(R1+RL+R3+R4)] / [3 \cdot (R3+R4)] = (1 - e^{-(t/\tau)})$$

$$10c) 1 - [(R1+RL+R3+R4)] / [3 \cdot (R3+R4)] = e^{-(t/\tau)}$$

$$10d) [3 \cdot (R3+R4) - (R1+RL) - (R3+R4)] / [3 \cdot (R3+R4)] = e^{-(t/\tau)}$$

$$10e) [2 \cdot (R3+R4) - (R1+RL)] / [3 \cdot (R3+R4)] = e^{-(t/\tau)}$$

$$11) t_1 = -\tau_{LS} \cdot \ln[2 \cdot (R3+R4) - (R1+RL)] / [3 \cdot (R3+R4)]$$

Pertanto il tempo di salita t_s vale:

$$12) t_s = t_2 - t_1$$

$$13a) t_s = -\tau_{LS} \cdot (\ln[(R3+R4) - 2 \cdot (R1+RL)] / [3 \cdot (R3+R4)] - \ln[2 \cdot (R3+R4) - (R1+RL)] / [3 \cdot (R3+R4)])$$

$$13b) t_s = -\tau_{LS} \cdot \ln[(R3+R4) - 2 \cdot (R1+RL)] / [2 \cdot (R3+R4) - (R1+RL)]$$

$$13c) t_s = -L \cdot [1 / (R1+RL+R3+R4)] \cdot \ln[(R3+R4) - 2 \cdot (R1+RL)] / [2 \cdot (R3+R4) - (R1+RL)]$$

La costante di tempo di scarica (vedere, più avanti, il circuito equivalente secondo Thevenin) è:

$$14) \tau_{LD} = L / [(R1//R2)+RL+R3+R4]$$

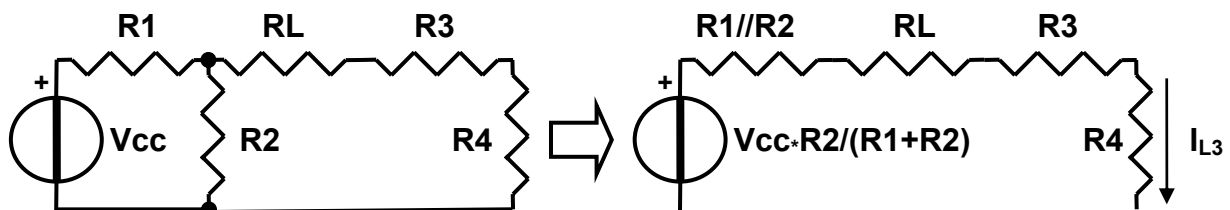
e, durante la scarica, la tensione ai capi di $(R3+R4)$ varia tra $V_{cc} \cdot 1/3$ e $V_{cc} \cdot 2/3$.

La corrente iniziale che scorre in L è la stessa raggiunta, durante la carica, quando la tensione ai capi di $(R3+R4)$ vale $V_{cc} \cdot 2/3$, cioè:

$$15) I_{L2} = 2 \cdot V_{cc} / [3 \cdot (R3+R4)]$$

che è anche la corrente iniziale di scarica.

La corrente finale di scarica I_{L3} si calcola applicando il teorema di Thevenin al relativo circuito:



Dal quale si deduce che:

$$16a) I_{L3} = [V_{cc} \cdot R2 / (R1+R2)] / [(R1//R2)+RL+R3+R4]$$

$$16b) I_{L3} = V_{cc} \cdot R2 / ((R1+R2) \cdot [(R1//R2)+RL+R3+R4])$$

quindi la scarica avviene, con andamento esponenziale, tra i valori di corrente I_{L2} ed I_{L3} , secondo la:

$$17) (I - I_{L3}) = (I_{L2} - I_{L3}) \cdot e^{-(t/\tau)}$$

con $\tau = \tau_{LD} = L / [(R1//R2)+RL+R3+R4]$.

$$18) I = I_{L3} + (I_{L2} - I_{L3}) \cdot e^{-(t/\tau)}$$

La tensione V_D ai capi di $(R3+R4)$, di conseguenza, vale:

$$19) V_D = (R3+R4) \cdot I = (R3+R4) \cdot [I_{L3} + (I_{L2} - I_{L3}) \cdot e^{-(t/\tau)}]$$

Al livello inferiore di trigger dell'NE 555, $V_D = V_{CC} \cdot 1/3$, quindi:

$$20a) V_{CC} \cdot 1/3 = (R3+R4) \cdot [I_{L3} + (I_{L2} - I_{L3}) \cdot e^{-(t/\tau)}]$$

$$20b) [(V_{CC} / [3 \cdot (R3+R4)]) - I_{L3}] / (I_{L2} - I_{L3}) = e^{-(t/\tau)}$$

$$21) t_D = -\tau_{LD} \cdot \ln\left(\left[\left(V_{CC} / [3 \cdot (R3+R4)]\right) - I_{L3}\right] / (I_{L2} - I_{L3})\right)$$

$$22) t_D = -L \cdot \left(1 / [(R1//R2)+RL+R3+R4]\right) \cdot \ln\left[\left(\left(1 / [3 \cdot (R3+R4)]\right) - [R2 / ((R1+R2) \cdot [(R1//R2)+RL+R3+R4])]\right) / \left[\left(2 / [3 \cdot (R3+R4)]\right) - ([R2 / ((R1+R2) \cdot [(R1//R2)+RL+R3+R4])])\right]\right]$$

trascorso il quale, la tensione V_D ai capi di $(R3+R4)$ vale, come è stato imposto inizialmente, $V_{CC} \cdot 1/3$ e rappresenta il punto di partenza di una nuova carica.

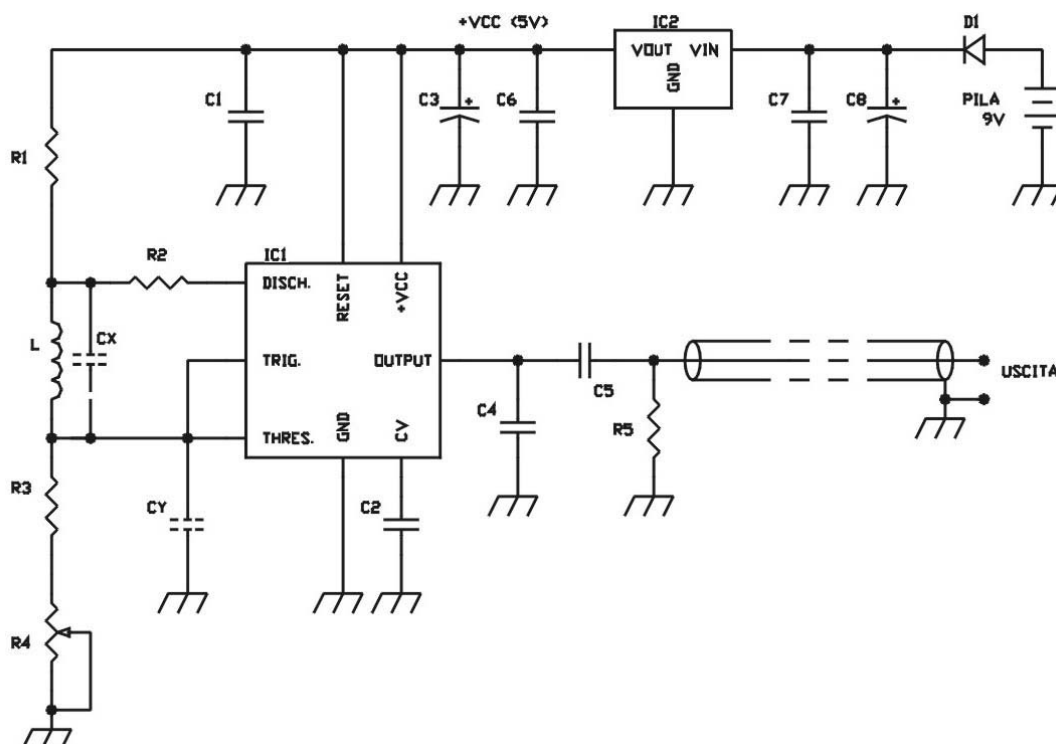
Il periodo T di oscillazione si ricava sommando i valori ricavati dalla 13c) e dalla 23):

$$23) T = t_s + t_D$$

$$24) T = -L \cdot \left(\left[1 / (R1+RL+R3+R4)\right] \cdot \ln[(R3+R4) - 2 \cdot (R1+RL)] / [2 \cdot (R3+R4) - (R1+RL)] + \right. \\ \left. + \left(1 / [(R1//R2)+RL+R3+R4]\right) \cdot \ln\left[\left(\left(1 / [3 \cdot (R3+R4)]\right) - [R2 / ((R1+R2) \cdot [(R1//R2)+RL+R3+R4])]\right) / \left[\left(2 / [3 \cdot (R3+R4)]\right) - ([R2 / ((R1+R2) \cdot [(R1//R2)+RL+R3+R4])])\right]\right] \right)$$

OSCILLATORE TEST

I collaudi sono stati effettuati su di un circuito con il seguente schema:



R1 = 470 ohm $\frac{1}{4}$ W

R2 = 220 ohm $\frac{1}{4}$ W

R3 = 1800 ohm $\frac{1}{4}$ W

R4 = 500 ohm trimmer multigiri

R5 = 2200 ohm $\frac{1}{4}$ W

C1 = C2 = C6 = C7 = 0,1 μ F ceramico

C3 = C8 = 100 μ F elettrolitico

C4 = 1000 pF ceramico

C5 = 0,47 μ F ceramico

D1 = 1N4007

IC1 = NE 555

IC2 = 7805

L = bobina di un relè FINDER serie 60 a 24 Vcc, privata del ferro.

Fosc = 5090 Hz

SENSORE INDUTTIVO A DOPPIA SPIRALE

Luciano Pederzoli



Questo sensore, di tipo induttivo, è stato progettato e costruito per minimizzare le capacità parassite tipiche degli avvolgimenti di filo conduttore.

Esso è formato da un blocco di NYLON PA 6.6 dal quale sono stati ricavati tre dischi conformati in modo da formare, una volta stretti l'uno contro l'altro, due canali tanto sottili da contenere ciascuno un solo strato di filo di rame $\varnothing$ 0,3 mm isolato in TEFLON con un diametro complessivo di 0,6 mm (filo per doppino telefonico).

Gli avvolgimenti di filo di rame isolato formano due spirali a spire sovrapposte, avvolte in senso opposto l'una rispetto all'altra dall'interno verso l'esterno (vedere SCHEMA DI AVVOLGIMENTO) per raddoppiare l'induttanza.

Il diametro interno (diametro minimo) è di 35 mm ed il diametro esterno (diametro massimo) è di 161 mm.

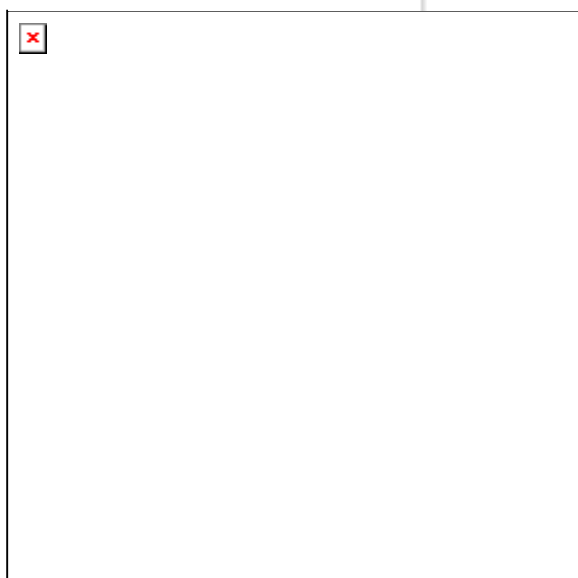
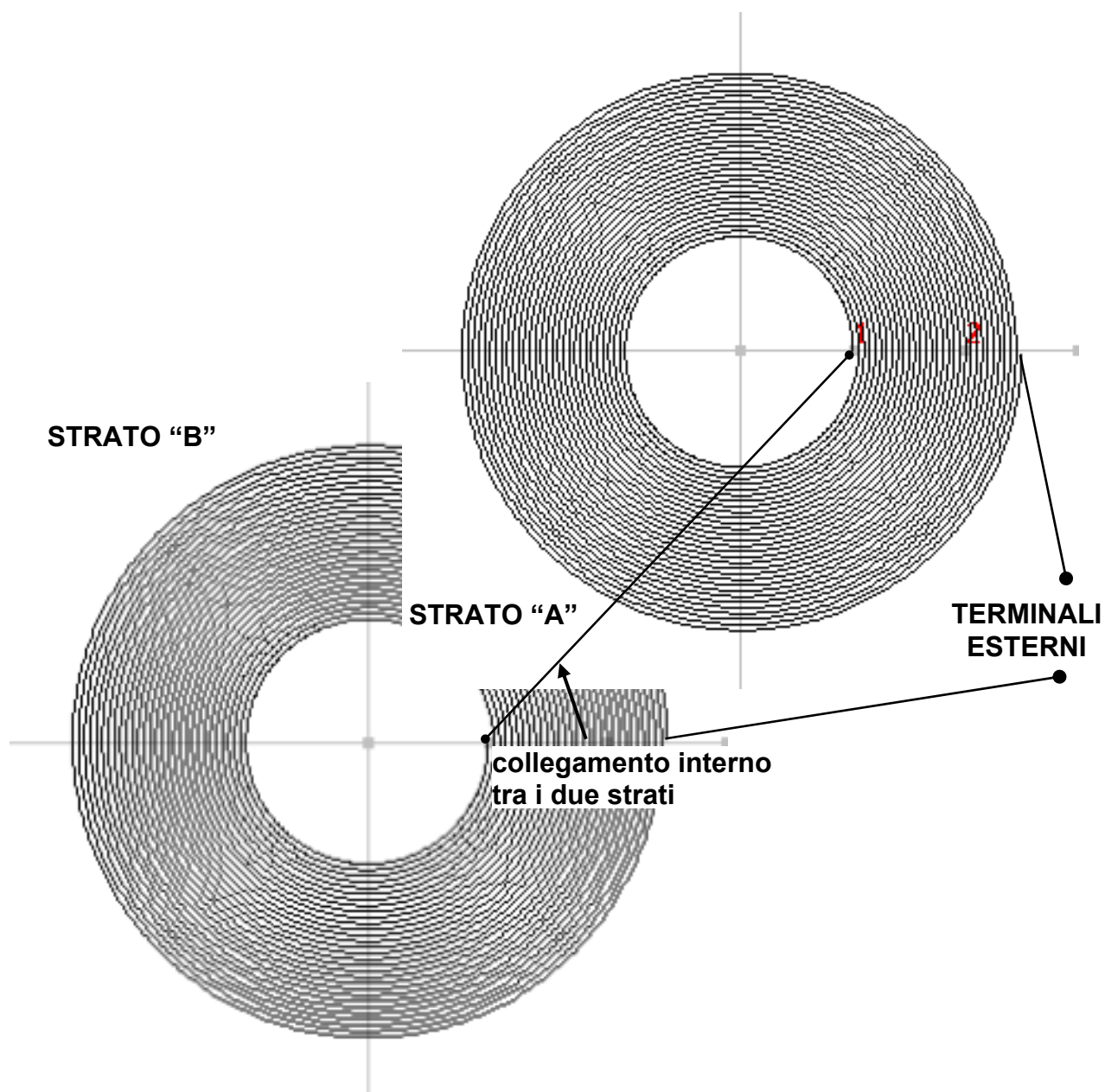
Il numero di spire di ciascuna spirale è pari a 107, per un totale di 214 spire.

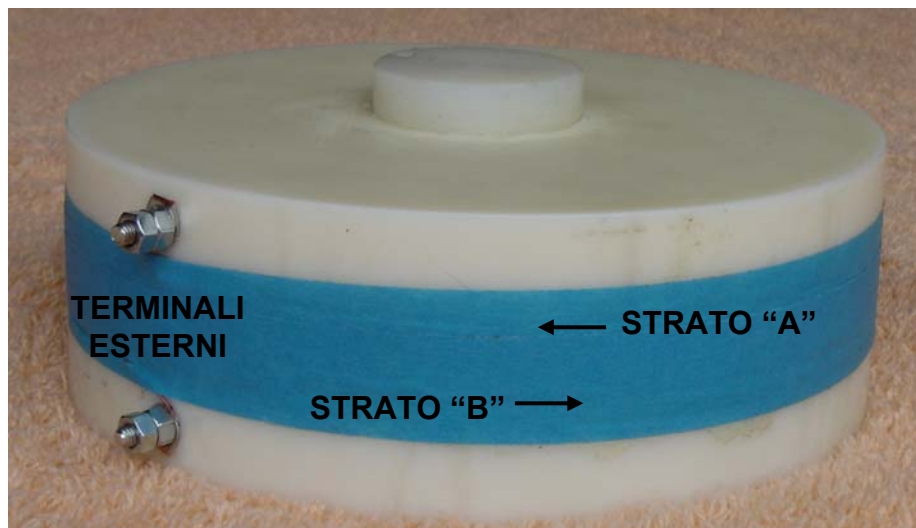
La resistenza interna del sensore è di pochi ohm: di conseguenza il rumore termico generato dal filo di rame è trascurabile rispetto a quello generato dall'elettronica di amplificazione.

L'isolamento in TEFLON del filo e la sovrapposizione, nelle due spirali monostrato, di spire rigorosamente consecutive, garantiscono bassa capacità interspira, mentre la distanza assiale tra le due spirali minimizza la reciproca interazione capacitiva.

Ne risulta, in particolare alle bassissime frequenze, un sensore discretamente sensibile ai campi magnetici e praticamente insensibile ai campi elettrici.

SCHEMA DI AVVOLGIMENTO

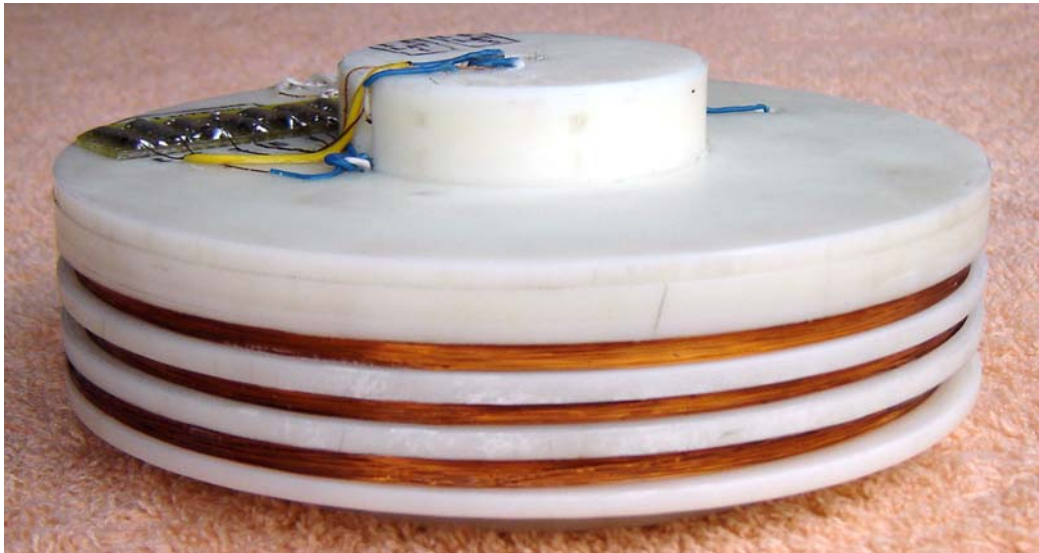


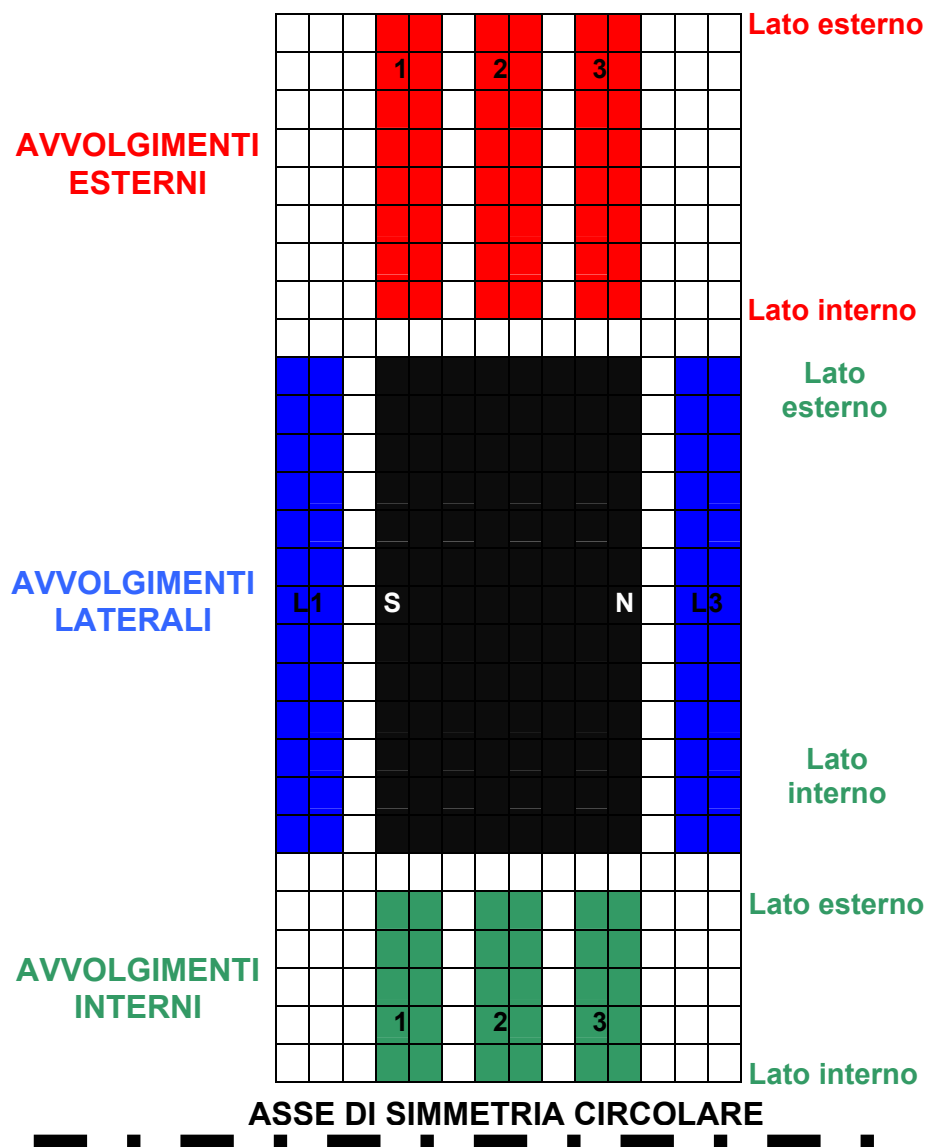


SENSORE INDUTTIVO A MAGNETE PERMANENTE

Luciano Pederzoli

Il sensore ha 8 avvolgimenti, è sensibile, ma con capacità parassite non estremamente basse, quindi può risentire in modo non trascurabile dei campi elettrici. Esso è costruito attorno ad un magnete permanente toroidale, che funge da nucleo ad alta permeabilità magnetica per aumentare l'induttanza degli avvolgimenti e quindi anche la sensibilità del sensore; magnete ed avvolgimenti sono annegati in una struttura cilindrica in nylon tornito.





22
 $R_{tot} = 889 \, \Omega$

$L_{tot} = 4.80 \, H$

Filo $\varnothing 0,1 \, mm$ smaltato

SENSORE MAGNETICO SCHERMATO

Luciano Pederzoli

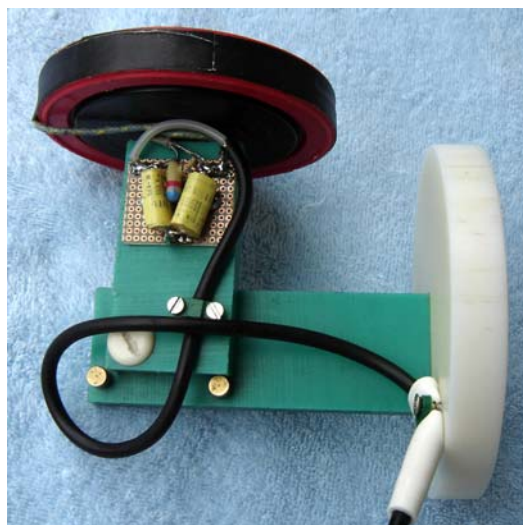
Bobina schermata

9000 spire di filo Ø 0,1 mm smaltato

$L = 4,793 \text{ H}$; $R = 3780 \Omega$

Condensatore in parallelo: $3,35 \cdot 10^{-7} \text{ F}$ (per $Q = 1$)

Frequenza di taglio $\approx 100 \text{ Hz}$



DOPPIO SENSORE CAPACITIVO

Luciano Pederzoli



CONDENSATORE AD ARIA

Capacità = 1380 pF senza copertura

Capacità = 1407 pF con copertura

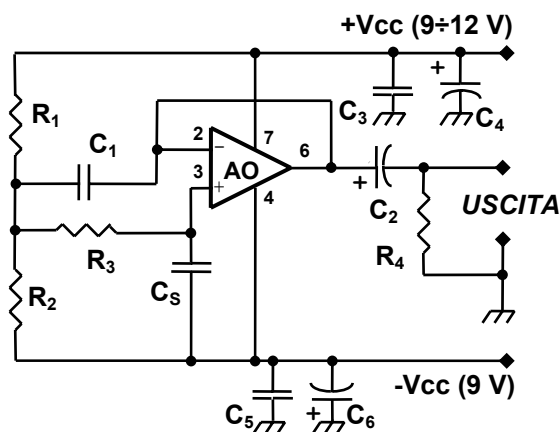
CONDENSATORE A MICA

Capacità = 1531 pF senza copertura

Capacità = 1532 pF con copertura

BUFFER A BASSO RUMORE ED ALTISSIMA IMPEDENZA PER SENSORE CAPACITIVO

Luciano Pederzoli



COMPONENTI

$R_1 = 910 \text{ K}\Omega$ $\frac{1}{4} \text{ W}$ strato metallico

$R_2 = 1,82 \text{ M}\Omega$ (2 x $910 \text{ K}\Omega$) 1% $\frac{1}{4} \text{ W}$ strato metallico

$R_3 = 10 \text{ M}\Omega$ 1% $\frac{1}{4} \text{ W}$ strato metallico

$R_4 = 910 \text{ K}\Omega$ $\frac{1}{4} \text{ W}$ strato metallico

$C_1 = 2,2 \text{ }\mu\text{F}$ 50 V ceramico

$C_2 = 22 \text{ }\mu\text{F}$ 16 V elettrolitico tantalio

$C_3 = 0,1 \text{ }\mu\text{F}$ 50 V ceramico

$C_4 = 1000 \text{ }\mu\text{F}$ 25 V elettrolitico radiale

$C_5 = 0,1 \text{ }\mu\text{F}$ 50 V ceramico

$C_6 = 1000 \text{ }\mu\text{F}$ 25 V elettrolitico radiale

C_s = sensore capacitivo

AO = ampl. operaz. singolo a BJT, tipo OP27

IL CONDENSATORE COME SENSORE

Luciano Pederzoli

Dalla definizione di capacità:

$C = Q / V$ (C = capacità, Q = quantità di carica elettrica e V = differenza di potenziale)

Dati i valori di riferimento C_0 , V_0 e Q_0 , si deduce che:

$$C_0 V_0 = Q_0$$

Si esamina il caso in cui Q_0 rimane costante; se varia di ΔC il valore della capacità C , anche la tensione ai suoi capi subirà una variazione di potenziale ΔV (è evidente che la variazione di V avrà segno opposto rispetto a quella di C), tale che:

$$(C_0 + \Delta C) (V_0 + \Delta V) = C_0 V_0$$

Pertanto:

$$C_0 V_0 + C_0 \Delta V + V_0 \Delta C + \Delta C \Delta V = C_0 V_0$$

$$C_0 \Delta V + V_0 \Delta C + \Delta C \Delta V = 0$$

$$\Delta V (C_0 + \Delta C) = - V_0 \Delta C$$

In conclusione:

$$\Delta V = - V_0 [\Delta C / (C_0 + \Delta C)]$$

Se la variazione ΔC è molto piccola (trascurabile) rispetto al valore di C_0 (è il classico caso di segnali deboli), si deduce, infine, che:

$$\Delta V = - V_0 (\Delta C / C_0)$$

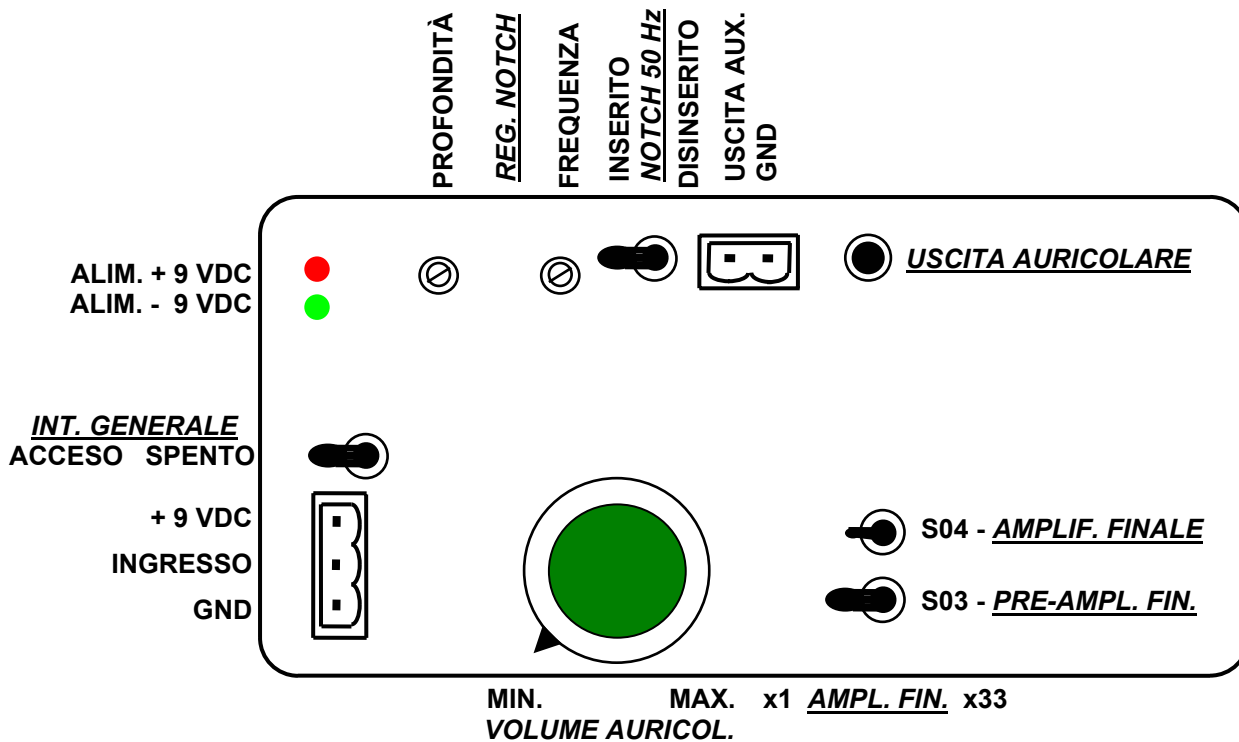
Ovvero che ΔV (variazione di V) è proporzionale a ΔC (variazione di C_0), è di segno opposto ed è tanto più grande quanto più è elevata la differenza di potenziale applicata a C stesso.

SI PUÒ SIMULARE LA SITUAZIONE DI CARICA COSTANTE, SENZA UTILIZZARE UNA (ALTA) TENSIONE DI POLARIZZAZIONE DEL CONDENSATORE, RICORRENDO AD UN MATERIALE POLARIZZATO ELETTRICAMENTE IN MODO PERMANENTE (*ELECTRET* OD *ELETTRETA*), CHE INDUCA LA DISTRIBUZIONE RICHIESTA DELLE CARICHE SULLE ARMATURE DEL CONDENSATORE STESSO.

AMPLIFICATORE *VERY LOW NOISE* PER BASSA FREQUENZA

Luciano Pederzoli

COMANDI



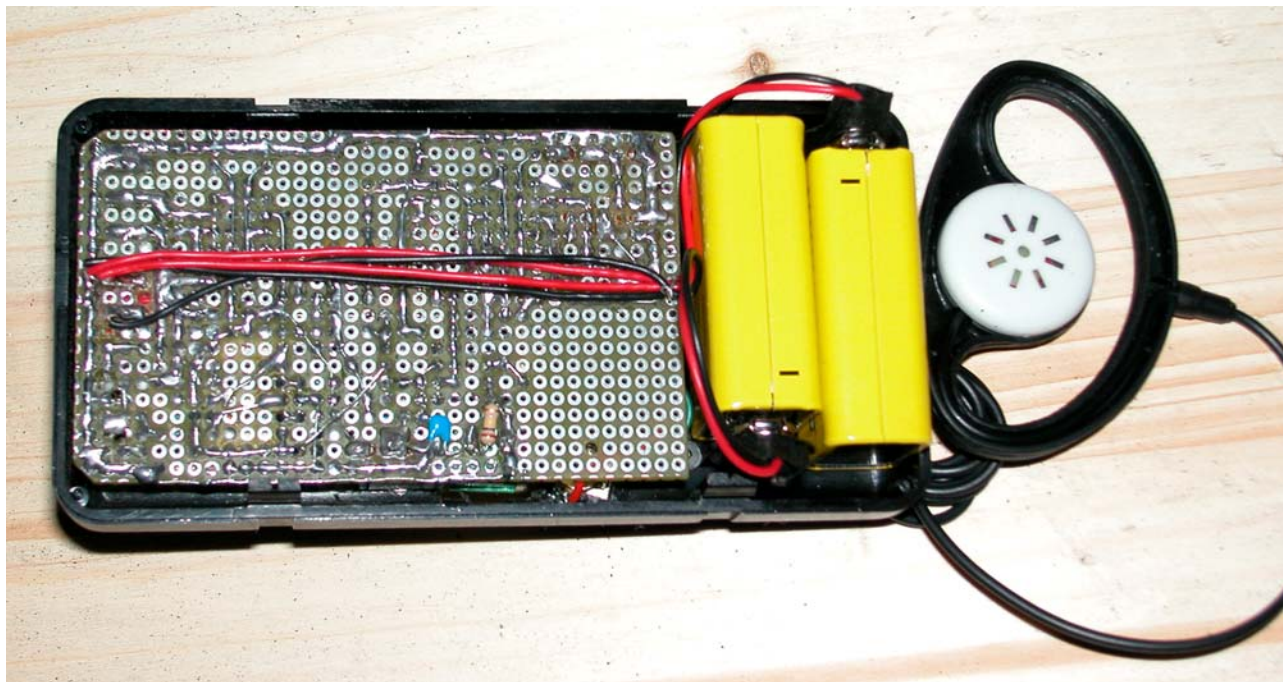
CARATTERISTICHE ESTERNE

- Ingresso a media impedenza (100 K Ω) per sensori con impedenza interna ≤ 1 K Ω .
- Banda passante garantita (± 1 dB): da 10 Hz a 20 KHz per tutte le uscite.
- Rumore riportato all'ingresso (da 10 Hz a 20 KHz): $\leq 0,2$ μ Veff.
- Filtro inseribile elimina-banda (da 48 a 52 Hz), con attenuazione ≥ 60 dB a 50 Hz.
- Uscita ausiliaria con amplificazione fissa pari a $236 \pm 2\%$.
- Impedenza di carico dell'uscita ausiliaria: ≥ 10 Kohm (banda da 20 Hz a 20 KHz).
- Impedenza di carico consigliata per l'uscita ausiliaria: ≥ 100 Kohm (2Hz÷20KHz).
- Impedenza di carico dell'uscita principale: ≥ 10 Kohm ($> 90\%$ amplif. piena).
- Uscita principale adatta anche per auricolare con impedenza ≥ 32 ohm.
- Amplificazione dell'uscita principale selezionabile a scatti (236; 236x33; 236x33x33)
- Regolazione continua (potenziometro) dell'amplificazione dell'uscita principale.
- Alimentazione: 2 pile 9 V alcaline, tipo 6LR61 (6AM6).
- Consumo a +9 VDC: < 20 mA.
- Consumo a -9 VDC: < 20 mA.
- Autonomia: > 8 ore.
- Indicazione di "batterie scariche" mediante spegnimento dei relativi LED.
- Massa: circa 250 grammi, compresi pile ed auricolare di serie.
- Ingombri: Lunghezza 131 mm - Larghezza 65 mm - Altezza 55 mm.

IMMAGINI

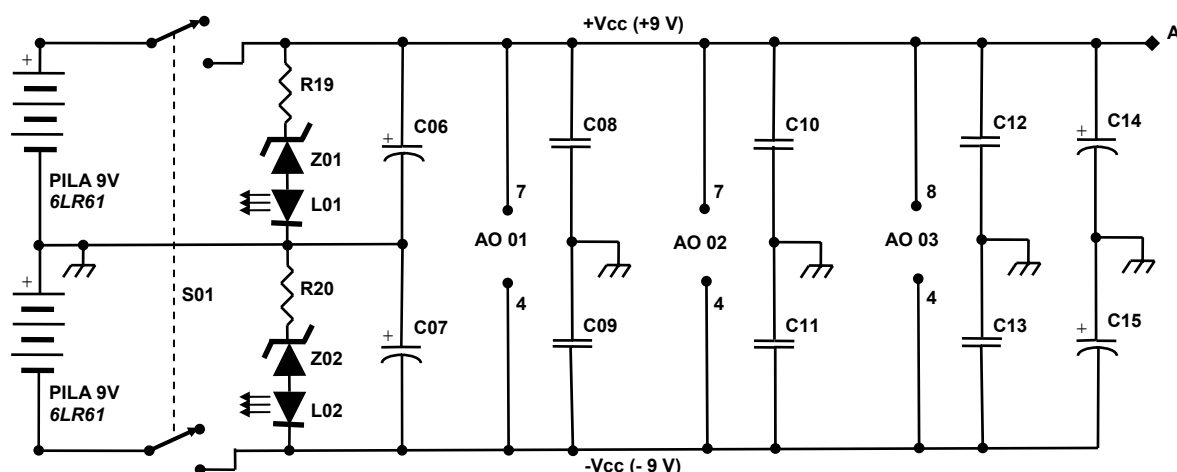
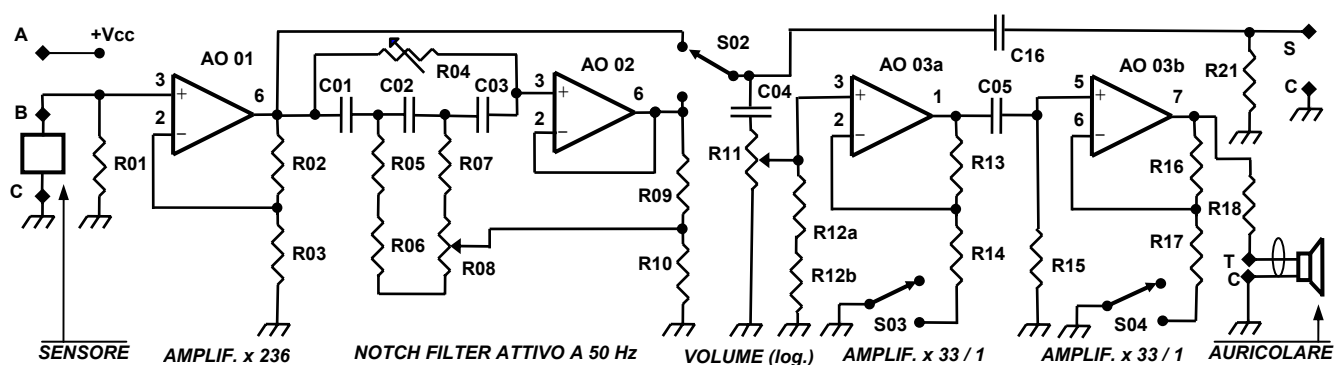


Amplificatore finito, con auricolare.



Amplificatore aperto, con pile di alimentazione.

SCHEMA ELETTRICO E COMPONENTI



R01 = 100 K Ω 1% 1/4 W strato metallico
 R02 = 2,35 K Ω (4,7//4,7 K Ω) 1% 1/4 W strato metallico
 R03 = 10 Ω 1% 1/4 W strato metallico
 R04 = 500 K Ω cermet trimmer 20 giri
 R05 = 18 K Ω 5% 1/4 W strato carbone
 R06 = 1 K Ω 5% 1/4 W strato carbone
 R07 = 3,9 K Ω 5% 1/4 W strato carbone
 R08 = 20 K Ω cermet trimmer 20 giri
 R09 = 47 Ω 5% 1/4 W strato carbone
 R10 = 1 K Ω 5% 1/4 W strato carbone
 R11 = 470 K Ω potenziometro lineare strato carbone
 R12 = 29,2 K Ω (27+2,2 K Ω) 5% 1/4 W strato carbone
 R13 = 15 K Ω 5% 1/4 W strato carbone
 R14 = 470 Ω 5% 1/2 W strato carbone
 R15 = 100 K Ω 5% 1/2 W strato carbone
 R16 = 15 K Ω 5% 1/4 W strato carbone
 R17 = 470 Ω 5% 1/4 W strato carbone
 R18 = 1 K Ω 5% 1/4 W strato carbone
 R19 = 1 K Ω 5% 1/4 W strato carbone
 R20 = 1 K Ω 5% 1/4 W strato carbone
 R21 = 100 K Ω 5% 1/4 W strato carbone

C01, C02, C03 = 0,1 μ F 250 V poliestere
 C04, C05 = 0,47 μ F 50 V ceramico
 C08, C09, C10, C11, C12, C13 = 0,1 μ F 50 V ceramico
 C06, C07, C14, C15 = 100 μ F 25 V elettrolitico radiale
 C16 = 1 μ F 50 V ceramico

Z01, Z02 = diodo zener 6,2 V 1W
 L01 = LED verde Φ 3 mm alto rendimento
 L02 = LED rosso Φ 3 mm alto rendimento

AO 01 = amplificatore operazionale singolo, tipo OP27
 AO 02 = amplificatore operazionale singolo, tipo TL081
 AO 03 = amplificatore operazionale doppio, tipo LF353

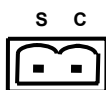
S01 = deviatore a levetta 2 posizioni 2 vie (interrutt. generale)
 S02, S03, S04 = deviatore a levetta 2 posizioni 1 via

SENSORE CON IMPEDENZA ≤ 1 K Ω
CARICO AL CONNETTORE AUSILIARIO (tra S e C) ≥ 10 K Ω
AURICOLARE = 32 Ω monoaurale (COMTRAK KEP-400E)



CONNETTORE D'INGRESSO (visto da sopra)

A = + Vcc ; B = Ingresso ; C = Comune (massa)



CONNETTORE D'USCITA AUSILIARIO (visto da sopra)

S = Segnale d'uscita ; C = Comune (massa)



CONNETTORE (interno) AUSILIARIO A 3 SPILL (visto da sopra)

T = Auricolare ; C = Comune

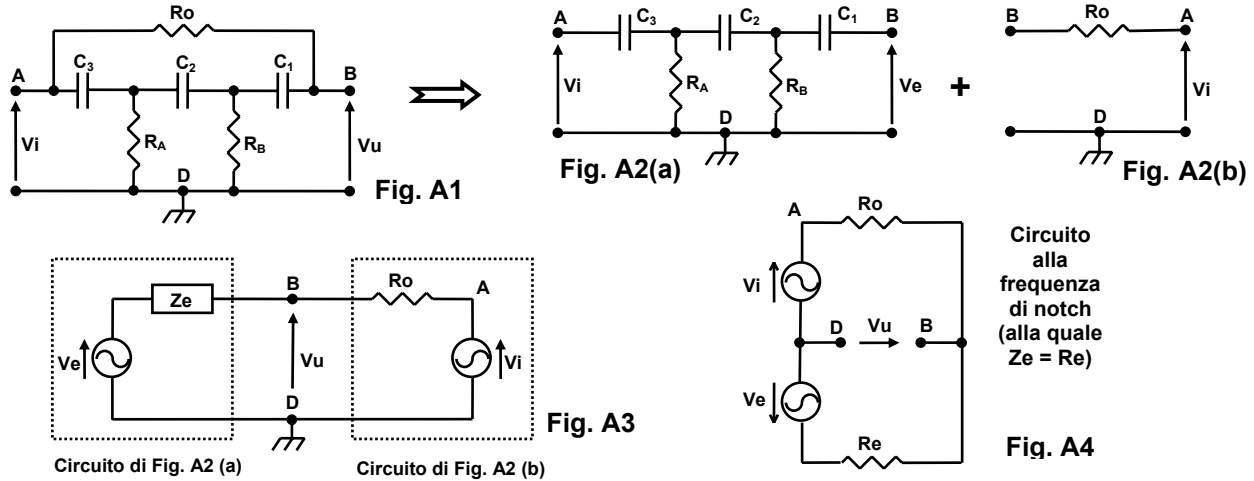
← Lato connettore d'uscita

FILTRO ELIMINA-BANDA

(Band-stop or "Notch" filter)

Luciano Pederzoli

FILTRO PASSIVO ELIMINA-BANDA



ANALISI DEL CIRCUITO

La Fig. A4 mostra che, a determinate condizioni, V_u può essere uguale a 0. Per dimostrarlo si ricava, secondo Thevenin, V_e (tensione equivalente del quadripolo reattivo formato da C_1 , C_2 , C_3 , R_A e R_B)

$$A01) V_e = V_i \frac{(Z_{C_2} + Z_{R_B}) // Z_{R_A}}{[(Z_{C_2} + Z_{R_B}) // Z_{R_A}] + Z_{C_3}} \frac{Z_{R_B}}{Z_{R_B} + Z_{C_2}}$$

dalla quale si ottiene:

$$A02) V_e = -V_i \frac{\omega^2 R_A R_B C_2 C_3}{[1 - \omega^2 R_A R_B C_2 C_3] + j\omega[R_A(C_2 + C_3) + R_B C_2]}$$

L'impedenza equivalente del quadripolo reattivo formato da C_1 , C_2 , C_3 , R_A e R_B vale

$$A03) Z_e = [(Z_{C_3} // Z_{R_A}) + Z_{C_2}] // Z_{R_B} + Z_{C_1}$$

cioè

$$A04) Z_e = R_B \frac{1 + j\omega R_A(C_2 + C_3)}{[1 - \omega^2 R_A R_B C_2 C_3] + j\omega[R_A(C_2 + C_3) + R_B C_2]} + \frac{1}{j\omega C_1}$$

Il bipolo equivalente del quadripolo reattivo di Fig. A3 vede, come carico, un altro bipolo, formato da V_i e R_o in serie. Si può, pertanto, calcolare V_{u1} prodotta dalla sola V_e imponendo $V_i = 0$, poi ripetere l'operazione sul bipolo resistivo, che ha come carico quello reattivo, calcolando V_{u2} prodotta dalla sola V_i imponendo $V_e = 0$, ed infine, poiché i due quadripoli sono lineari, applicare il principio di sovrapposizione degli effetti e sommare i due risultati, per ottenere $V_u = V_{u1} + V_{u2}$.

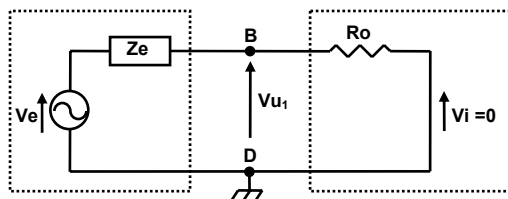


Fig. A5

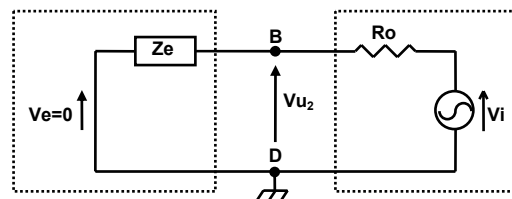


Fig. A6

$$\text{A05)} V_u = V_e \frac{R_0}{R_0 + Z_e} + V_i \frac{Z_e}{R_0 + Z_e} = \frac{V_e R_0 + V_i Z_e}{R_0 + Z_e} = \frac{V_i + V_e \frac{R_0}{Z_e}}{1 + \frac{R_0}{Z_e}}$$

in cui

$$\text{A06)} \frac{R_0}{Z_e} = R_0 \frac{-\omega^2 C_1 [R_A (C_2 + C_3) + R_B C_2] + j\omega C_1 [1 - \omega^2 R_A R_B C_2 C_3]}{[1 - \omega^2 R_A R_B (C_1 C_2 + C_2 C_3 + C_1 C_3)] + j\omega [R_A (C_2 + C_3) + R_B (C_1 + C_2)]}$$

e

$$\text{A07)} V_e \frac{R_0}{Z_e} = -V_i \frac{j\omega^3 R_0 R_A R_B C_1 C_2 C_3}{[1 - \omega^2 R_A R_B (C_1 C_2 + C_2 C_3 + C_1 C_3)] + j\omega [R_A (C_2 + C_3) + R_B (C_1 + C_2)]}$$

Pertanto

$$\text{A08)} \frac{V_u}{V_i} = \frac{[1 - \omega^2 R_A R_B (C_1 C_2 + C_1 C_3 + C_2 C_3)] + j\omega [R_A (C_2 + C_3) + R_B (C_1 + C_2) - \omega^2 R_0 R_A R_B C_1 C_2 C_3]}{\langle 1 - \omega^2 \{ R_A R_B (C_1 C_2 + C_1 C_3 + C_2 C_3) + R_0 C_1 [R_A (C_2 + C_3) + R_B C_2] \} \rangle + j\omega \{ R_A (C_2 + C_3) + R_B (C_1 + C_2) + R_0 C_1 (1 - \omega^2 R_A R_B C_2 C_3) \}}$$

il cui modulo è

$$\text{A09)} \left| \frac{V_u}{V_i} \right| = \sqrt{\frac{[1 - \omega^2 R_A R_B (C_1 C_2 + C_1 C_3 + C_2 C_3)]^2 + \omega^2 [R_A (C_2 + C_3) + R_B (C_1 + C_2) - \omega^2 R_0 R_A R_B C_1 C_2 C_3]^2}{\langle 1 - \omega^2 \{ R_A R_B (C_1 C_2 + C_1 C_3 + C_2 C_3) + R_0 C_1 [R_A (C_2 + C_3) + R_B C_2] \} \rangle^2 + \omega^2 \{ R_A (C_2 + C_3) + R_B (C_1 + C_2) + R_0 C_1 (1 - \omega^2 R_A R_B C_2 C_3) \}^2}}$$

Il modulo è uguale a 0 se sono contemporaneamente verificate le due condizioni

$$\begin{aligned} \text{A10)} & \quad 1 - \omega^2 R_A R_B (C_1 C_2 + C_1 C_3 + C_2 C_3) = 0 \\ \text{A11)} & \quad [R_A (C_2 + C_3) + R_B (C_1 + C_2) - \omega^2 R_0 R_A R_B C_1 C_2 C_3] = 0 \end{aligned}$$

Poiché, inoltre, i limiti di $|V_u/V_i|$, sia per $\omega \rightarrow 0$ che per $\omega \rightarrow \infty$, sono ambedue pari ad 1, ne consegue che il filtro è del tipo elimina-banda.

Dal sistema di due equazioni e due incognite così formato, si esplicita prima $\omega = \omega_0$

$$\text{A12)} \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_A R_B (C_1 C_2 + C_1 C_3 + C_2 C_3)}}$$

Poi, una volta sostituito nella A11) il valore appena ottenuto, si ricava R_0

$$\text{A13)} R_0 = \frac{[R_A (C_2 + C_3) + R_B (C_1 + C_2)] (C_1 C_2 + C_1 C_3 + C_2 C_3)}{C_1 C_2 C_3}$$

Dopo aver scelti i valori di C_1 , C_2 e C_3 , è possibile sintonizzare il filtro sull' ω_0 desiderata semplicemente alterando il prodotto $R_A R_B$. Una volta scelte anche R_A ed R_B , si calcola il valore di R_0 .

NE CONSEGUe LA POSSIBILITÀ DI ALTERARE IL PRODOTTO $R_A R_B$ TRAMITE UN POTENZIONETRO CON GLI ESTREMI VERSO R_A ED R_B ED IL CENTRALE COLLEGATO A MASSA. UN ALTRO POTENZIOMETRO, COLLEGATO IN SERIE AD R_0 , PERMETTE DI VARIARE IL VALORE DI QUEST'ULTIMA, GARANTENDO UN EFFICACE AZZERAMENTO DELLA TENSIONE D'USCITA DEL FILTRO ALLA FREQUENZA PRESCELTA.

Lo schema di Fig. A1 diventa, così, quello mostrato in Fig. A7.

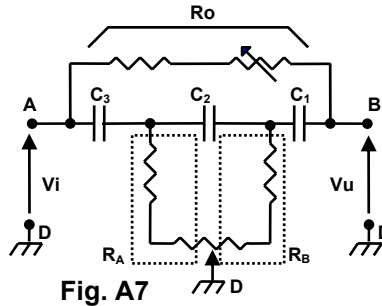


Fig. A7

LE DUE REGOLAZIONI RISULTANO INDIPENDENTI, POICHÉ LA SOMMA DI R_A ED R_B È COSTANTE.

Se si adottano valori uguali per le tre capacità ($C_1 = C_2 = C_3 = C$), V_u / V_i diventa

$$\text{A14)} \quad \frac{V_u}{V_i} = \frac{[1 - 3\omega^2 R_A R_B C^2] + j\omega[2(R_A + R_B) - \omega^2 R_0 R_A R_B C^2]C}{[1 - \omega^2(R_0 R_B + 2R_0 R_A + 3R_A R_B)C^2] + j\omega[2(R_A + R_B) + R_0(1 - \omega^2 R_A R_B C^2)]C}$$

Il cui modulo è

$$\text{A15)} \quad \left| \frac{V_u}{V_i} \right| = \sqrt{\frac{[1 - 3\omega^2 R_A R_B C^2]^2 + \omega^2 C^2 [2(R_A + R_B) - \omega^2 R_0 R_A R_B C^2]^2}{[1 - \omega^2(R_0 R_B + 2R_0 R_A + 3R_A R_B)C^2]^2 + \omega^2 C^2 [2(R_A + R_B) + R_0(1 - \omega^2 R_A R_B C^2)]^2}}$$

Esso è pari a 0 se sono contemporaneamente verificate le due condizioni

$$\text{A16)} \quad \begin{cases} 1 - 3\omega^2 R_A R_B C^2 = 0 \end{cases}$$

$$\text{A17)} \quad \begin{cases} 2(R_A + R_B) - \omega^2 R_0 R_A R_B C^2 = 0 \end{cases}$$

Poiché, inoltre, i limiti di $|V_u/V_i|$, sia per $\omega \rightarrow 0$ che per $\omega \rightarrow \infty$, sono ambedue uguali ad 1, come si è già visto il filtro è del tipo elimina-banda.

Anche le espressioni di ω_0 e di R_0 diventano particolarmente semplici

$$\text{A18)} \quad \omega_0 = \frac{1}{C\sqrt{3R_A R_B}}$$

$$\text{A19)} \quad R_0 = 6(R_A + R_B)$$

Volendo calcolare R_A ed R_B , le precedenti equazioni diventano

$$\text{A20)} \quad (\omega_0 C)^2 = \frac{1}{3R_A R_B}$$

$$\text{A21)} \quad R_0 = 6(R_A + R_B)$$

Da esse si ricavano

$$\text{A21)} \quad R_B = \frac{R_0}{12} \left(1 \pm \sqrt{1 - \frac{48}{(\omega_0 R_0 C)^2}} \right)$$

$$\text{A22)} \quad R_A = \frac{R_0}{12} \left(1 \mp \sqrt{1 - \frac{48}{(\omega_0 R_0 C)^2}} \right)$$

R_A ed R_B hanno valori reali solamente se è soddisfatta la condizione

$$\text{A23)} \quad 1 - \frac{48}{(\omega_0 R_0 C)^2} \geq 0$$

Da quest'ultima si deduce la

$$\text{A24)} \quad \omega_0 \geq + \frac{\sqrt{48}}{R_0 C}$$

oppure la

$$\text{A25)} \quad R_0 C \geq + \frac{\sqrt{48}}{\omega_0}$$

La condizione $(\omega_0 R_0 C)^2 = 48$ comporta l'uguaglianza dei valori di R_A ed R_B ; in tal caso si ha il valore massimo del prodotto $R_A R_B$, quindi il minimo valore di ω_0 .

Rispetto alla condizione $R_A = R_B$, comunque si giri il potenziometro, ω_0 può solamente aumentare. Se, a somma $R_A + R_B$ costante, si ha $R_A \neq R_B$, ω_0 risulta di valore superiore al minimo, ma può essere variata a piacimento

DALLE EQUAZIONI A18) ED A19) SI DEDUCE, INOLTRE, CHE È POSSIBILE OTTENERE IL NOTCH ALLA STESSA FREQUENZA SCAMBIANDO R_A ED R_B L'UNA CON L'ALTRA.

IN SINTESI, LE FORMULE PER IL CALCOLO DEL FILTRO ELIMINA-BANDA SONO LE SEGUENTI

$$\begin{array}{ll} \text{A26a)} & R_0 = 6(R_A + R_B) \\ \text{A26b)} & \omega_0 = \frac{1}{C\sqrt{3R_A R_B}} \\ \text{A26c)} & R_A = \frac{R_0}{12} \left(1 \pm \sqrt{1 - \frac{48}{(\omega_0 R_0 C)^2}} \right) \\ \text{A26d)} & R_B = \frac{R_0}{12} \left(1 \mp \sqrt{1 - \frac{48}{(\omega_0 R_0 C)^2}} \right) \\ & \text{Purché :} \\ \text{A26e)} & P = \omega_0 R_0 C \geq \sqrt{48} = 6,92820 \end{array}$$

N.B.: Nelle espressioni di R_A e di R_B in parentesi appare, in un caso, il segno “+ / -” e nell'altro il segno “- / +”, il che indica la necessità di adottare un segno, non importa quale, per R_A e quello opposto per R_B . Ciò avviene poiché la somma $R_A + R_B$ deve avere valore costante. Solo a questa condizione il valore di R_0 necessario per l'azzeramento di V_u alla frequenza di notch è indipendente dalla scelta della frequenza stessa.

CALCOLO DI UN FILTRO ELIMINA-BANDA PASSIVO A 50 Hz

Dalla

$$\text{A26b)} \quad \omega_0 = \frac{1}{C\sqrt{3R_A R_B}},$$

ponendo $R_A = R_B = R_r$, si ricava la

$$\text{A28)} \quad R_r = \frac{1}{2\sqrt{3}\pi f C}$$

la quale, una volta imposta la frequenza f alla quale si vuole lavorare e scelto un valore commerciale di C (valido per tutt'e tre le capacità, che sono uguali), fornisce il valore R_r di riferimento.

Convienne adottare un margine di variazione della frequenza di notch sufficiente a compensare tutte le tolleranze, sia resistive che capacitive, cosicché il valore di f deve essere imposto alquanto più basso di quello della frequenza f_0 alla quale si vuole lavorare.

Ad esempio, se si vuole realizzare un filtro notch a 50 Hz, conviene imporre $f \leq 45$ Hz e scegliere $C = 0,1 \mu\text{F}$ (10^{-7} F), infatti in questo caso la **A28)** fornisce un valore R_r di riferimento pari a 20 420 Ω .

Il doppio di 20 420 Ω è 40 840 Ω , quindi, oltre a $C = 0,1 \mu\text{F}$, si adottano i seguenti valori resistivi

$$R_1 = 19 \text{ K}\Omega = 18 \text{ K}\Omega + 1 \text{ K}\Omega; \quad R_V = 20 \text{ K}\Omega \text{ (potenziometro o trimmer)}; \quad R_2 = 3,9 \text{ K}\Omega.$$

La cui somma è 42,9 K Ω ($\geq 2R_r = 40,84$ K Ω), tale da imporre una $F_{\min}$ inferiore a 45 Hz. Dalla

$$\text{A26a)} \quad R_0 = 6(R_A + R_B)$$

si ricava poi, moltiplicando per sei i 42,9 K Ω di $R_A + R_B$, $R_0 = 257,4$ K Ω . Pertanto

$$R_3 = 220 \text{ K}\Omega; \quad R_W = 50 \text{ K}\Omega \text{ (potenziometro o trimmer)}.$$

È inutile variare R_V al di là del valor massimo teorico di R_B , a meno che ciò non si renda necessario per compensare le tolleranze dei componenti, perché la frequenza di notch risalirebbe.

Il minimo valore di R_B è R_2 (3,9 K Ω) ed il massimo valore di R_A è $18+1+20 = 39$ K Ω , quindi, ricavando dalla **26b)** la

$$\text{A29)} \quad f = \frac{1}{C 2\pi\sqrt{3R_A R_B}}$$

si deduce che

$$F_{\max} = 74,5 \text{ Hz}.$$

$R_A + R_B$ vale, come si è visto, è $18+1+20+3,9 = 42,9$ K Ω , la cui metà è 21,45 K Ω ; in questo caso R_A ed R_B sono uguali e la frequenza minima di notch vale esattamente

$$F_{\min} = 42,8 \text{ Hz}.$$

La **A26e)** $\omega_0 R_0 C \geq \sqrt{48} = 6,9282$ garantisce valori reali di R_A e di R_B , infatti: $2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot 257400 \cdot 10^{-7} = 8.086 > 6,9282$. Le **A26c)** e **A26d)** danno, infine, i valori esatti di R_A e di R_B per $f_0 = 50$ Hz

$$R_A = 32511,9 \Omega; \quad R_B = 10388,1 \Omega$$

10388,1 – 3900 = 6488,1 Ω è, pertanto, il valore di resistenza al quale va regolato il ramo di R_V collegato ad R_2 , mentre il massimo valore utile di quel ramo di R_V è di $21,45 - 3,9 = 17,55$ K Ω .

Regolando attentamente R_W si può azzerare perfettamente l'uscita alla frequenza f_0 .

Ovviamente, se occorre, è possibile regolare il notch alla frequenza di 60 Hz senza variare il circuito.

INFINE È POSSIBILE, AD ESEMPIO, TRIPLICARE LA FREQUENZA DI NOTCH (DA 50 A 150 Hz), SEMPLICEMENTE DIVIDENDO PER TRE IL VALORE DELLA CAPACITÀ C ED ADOTTANDO, DI CONSEGUENZA, TRE CONDENSATORI DA 33 000 pF ANZICHÉ DA 100 000 pF.

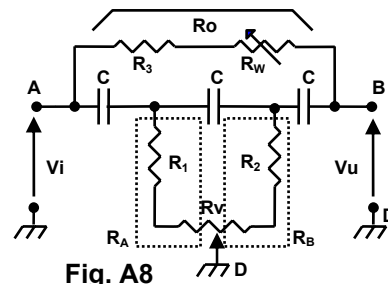


Fig. A8

CAMBIAMENTO DI VARIABILE NEL FILTRO ELIMINA-BANDA PASSIVO

L'analisi diventa particolarmente significativa se eseguita in funzione della variabile ω/ω_0 , perché consente di confrontare tra di loro le varie soluzioni possibili in modo omogeneo, indipendentemente dalla loro frequenza di notch. Ricordando che, per [A26e](#), $P = \omega_0 R_0 C$, la

$$\text{A15)} \quad \frac{V_u}{V_i} = \frac{[1 - 3\omega^2 R_A R_B C^2] + j\omega C [2(R_A + R_B) - \omega^2 R_0 R_A R_B C^2]}{[1 - \omega^2 C^2 (R_0 R_B + 2R_0 R_A + 3R_A R_B)] + j\omega C [2(R_A + R_B) + R_0 (1 - \omega^2 R_A R_B C^2)]}$$

diventa

$$\text{B04)} \quad \frac{V_u}{V_i} = \left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2\right] \frac{\left[3 + jP\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)\right]}{3 \left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 - \frac{P^2}{12} \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 \left(3 \pm \sqrt{1 - \frac{48}{P^2}}\right) + jP\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right) \left(4 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2\right)\right]}$$

ed il suo modulo

$$\text{A16)} \quad \left|\frac{V_u}{V_i}\right| = \sqrt{\frac{[1 - 3\omega^2 R_A R_B C^2]^2 + \omega^2 C^2 [2(R_A + R_B) - \omega^2 R_0 R_A R_B C^2]^2}{[1 - \omega^2 C^2 (R_0 R_B + 2R_0 R_A + 3R_A R_B)]^2 + \omega^2 C^2 [2(R_A + R_B) + R_0 (1 - \omega^2 R_A R_B C^2)]^2}}$$

il quale, normalizzando, si trasforma in

$$\text{B05)} \quad \left|\frac{V_u}{V_i}\right| = \left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2\right] \sqrt{\frac{\left[9 + P^2 \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2\right]}{9 \left\{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 \left[1 + \frac{P^2}{12} \left(3 \pm \sqrt{1 - \frac{48}{P^2}}\right)\right]\right\}^2 + \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 P^2 \left[4 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2\right]^2}}$$

mentre l'argomento

$$\text{B06)} \quad \arg\left(\frac{V_u}{V_i}\right) = \text{arctg} \frac{\omega C [2(R_A + R_B) - \omega^2 R_0 R_A R_B C^2]}{1 - 3\omega^2 R_A R_B C^2} - \text{arctg} \frac{\omega C [2(R_A + R_B) + R_0 (1 - \omega^2 R_A R_B C^2)]}{1 - \omega^2 C^2 (R_0 R_B + 2R_0 R_A + 3R_A R_B)} + n\pi$$

normalizzando, diventa

$$\text{B07)} \quad \arg\left(\frac{V_u}{V_i}\right) = \text{arctg} \left[\frac{P}{3} \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)\right] - \text{arctg} \frac{P \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right) \left[4 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2\right]}{3 \left\{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 \left[1 + \frac{P^2}{12} \left(3 \pm \sqrt{1 - \frac{48}{P^2}}\right)\right]\right\}} + n\pi$$

Assumendo, infine, $x = \omega/\omega_0$, le suddette tre espressioni si trasformano nelle

$$\text{B08)} \quad \frac{V_u}{V_i} = [1 - x^2] \frac{3 + jPx}{3 \left\{1 - x^2 \left[1 + \frac{P^2}{12} \left(3 \pm \sqrt{1 - \frac{48}{P^2}}\right)\right]\right\} + jPx(4 - x^2)}$$

$$\text{B09)} \quad \left|\frac{V_u}{V_i}\right| = [1 - x^2] \sqrt{\frac{[9 + P^2 x^2]}{9 \left\{1 - x^2 \left[1 + \frac{P^2}{12} \left(3 \pm \sqrt{1 - \frac{48}{P^2}}\right)\right]\right\}^2 + P^2 x^2 [4 - x^2]^2}}$$

$$\text{B10)} \quad \arg\left(\frac{V_u}{V_i}\right) = \text{arctg} \left[\frac{P}{3} x\right] - \text{arctg} \frac{xP[4 - x^2]}{3 \left\{1 - x^2 \left[1 + \frac{P^2}{12} \left(3 \pm \sqrt{1 - \frac{48}{P^2}}\right)\right]\right\}} + n\pi, \text{ con } n = \begin{cases} -1 \\ 0 \\ +1 \end{cases}$$

TRASFORMAZIONE DEL FILTRO ELIMINA-BANDA DA PASSIVO IN ATTIVO

CARATTERISTICHE CIRCUITALI GENERALI

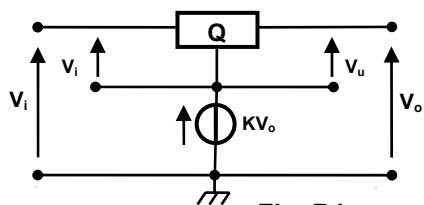


Fig. B1

Disponendo il tripolo Q, del quale sia nota l'espressione di V_u/V_i , in serie ad un generatore di tensione KV_o , con $K < 1$, si ricava lo schema del tripolo composito riportato in Fig. B1, di cui si può scrivere

$$\begin{aligned} \text{B01)} \quad & \left\{ \begin{aligned} V_o &= KV_o + V_u \\ V_i &= KV_o + V_i \end{aligned} \right. \Rightarrow \begin{cases} 1.2) \quad \frac{V_o}{V_i} = \frac{KV_o + V_u}{KV_o + V_i} \\ 1) \quad V_o = \frac{V_u}{1-K} \end{cases} \Rightarrow \frac{V_o}{V_i} = \frac{\frac{K}{1-K} V_u + V_u}{\frac{K}{1-K} V_u + V_i} \end{aligned}$$

$$\text{B03)} \quad \frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{K + (1-K) \frac{V_i}{V_u}}$$

Per $\frac{V_i^*}{V_u^*} \neq 0$, $\lim_{K \rightarrow 1} \frac{V_o}{V_i} = 1$, mentre per $\frac{V_i}{V_u} \rightarrow +\infty$, cioè per $\frac{V_u}{V_i} \rightarrow 0_+$, con $K < 1$ si ha: $\lim_{K \rightarrow 1} \frac{V_o}{V_i} = 0_+$.

Inoltre, se

$$\frac{V_u}{V_i} \rightarrow 1$$

ne consegue che

$$\lim_{K \rightarrow 1} \frac{V_o}{V_i} = 1$$

Perciò, se il tripolo Q è un filtro elimina-banda (notch), per il quale è $V_u^* / V_i^* = 0$ ad una certa frequenza, anche il tripolo composito è un notch.

Poiché V_i / V_u è moltiplicato per $(1 - K)$, esso diventa dominante solo se è tanto grande da rendere $V_i / V_u (1 - K) \gg K$, in modo che $V_o / V_i \rightarrow 0$. Praticamente ciò accade soltanto nelle adiacenze della frequenza di notch.

Il circuito ideale si realizza come mostrato in Fig. B2.

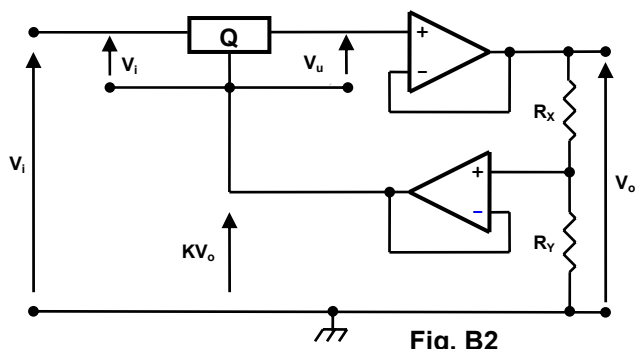


Fig. B2

V_i deve essere fornita da un generatore ideale di tensione.

$$\text{In questo caso } K = \frac{R_Y}{R_X + R_Y} < 1$$

Per portare K molto vicino al valore 1, R_Y deve essere molto maggiore di R_X . Avvicinare il valore di K ad 1 aumenta la pendenza dei fianchi del notch e riduce, di conseguenza, l'ampiezza della banda eliminata.

IL RICORSO A DUE AMPLIFICATORI OPERAZIONALI COLLEGATI COME FOLLOWER RAPPRESENTA IL MODO PIÙ NATURALE PER REALIZZARE IL FILTRO ELIMINA-BANDA SENZA RINUNCIARE AD ALCUNA DELLE SUE PREROGATIVE.

ANALISI DEL FILTRO ELIMINA-BANDA ATTIVO

Poiché (B03) $\frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{K + (1-K)\frac{V_i^*}{V_u}}$, con $K < 1$, sostituendo a $\frac{V_i}{V_u}$ l'inverso della B08), si ottiene

$$\text{B11)} \quad \frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{K + (1-K) \frac{3 \left\{ 1 - x^2 \left[1 + \frac{P^2}{12} \left(3 \pm \sqrt{1 - \frac{48}{P^2}} \right) \right] \right\} + j P x (4 - x^2)}{(1 - x^2)(3 + j P x)}}$$

È facile notare che l'equazione finale contiene K solo al denominatore; se si impone $K = 0$, si ricava quella già calcolata per il filtro elimina-banda passivo. Imponendo $K = 1$ si ottiene, invece, $V_o = V_i$. Dalla B11) si deduce la

$$\text{B12)} \quad \frac{V_o}{V_i} = \frac{(1 - x^2)(3 + j P x)}{3 K (1 - x^2) + 3 (1 - K) \left\{ 1 - x^2 \left[1 + \frac{P^2}{12} \left(3 \pm \sqrt{1 - \frac{48}{P^2}} \right) \right] \right\} + j P x [K + 4 - (K + 1)x^2]}$$

nella quale $P = \omega_0 R_0 C = \frac{6(R_A + R_B)}{\sqrt{3 R_A R_B}}$; $\omega_0 = \frac{1}{C \sqrt{3 R_A R_B}}$; $K = \frac{R_Y}{R_X + R_Y}$, con $1 - \frac{48}{P^2} \geq 0 \Rightarrow P^2 \geq 48$

ed il cui modulo è

$$\text{B13)} \quad \left| \frac{V_o}{V_i} \right| = (1 - x^2) \sqrt{\frac{(9 + P^2 x^2)}{\left\{ 3 K (1 - x^2) + 3 (1 - K) \left\{ 1 - x^2 \left[1 + \frac{P^2}{12} \left(3 \pm \sqrt{1 - \frac{48}{P^2}} \right) \right] \right\} \right\}^2 + P^2 x^2 [K + 4 - (K + 1)x^2]^2}}$$

mentre l'argomento vale

$$\text{B14)} \quad \arg \left(\frac{V_o}{V_i} \right) = \arctg \left[x \frac{P}{3} \right] - \arctg \frac{P x [K + 4 - (K + 1)x^2]}{3 K (1 - x^2) + 3 (1 - K) \left\{ 1 - x^2 \left[1 + \frac{P^2}{12} \left(3 \pm \sqrt{1 - \frac{48}{P^2}} \right) \right] \right\}} + n \pi, \text{ con } n = 0$$

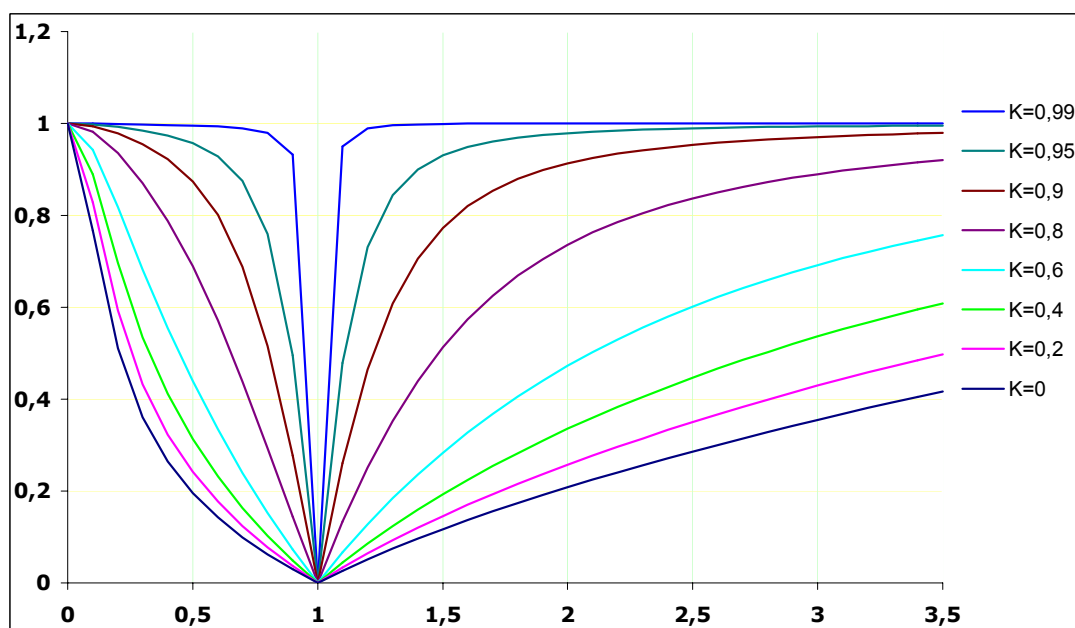


Fig. B4 - CURVE DI RISPOSTA CON K VARIABILE - In ascissa $x = \omega/\omega_0$; in ordinata $|V_o|/|V_o|_{\max}$

CALCOLO DELLA BANDA SOPPRESSA

Ricordando che $P = \omega_0 R_0 C \geq 6,92820$ e $K < 1$ e ponendo $1/A = |V_o/V_i|$, la B13) dà

$$\begin{aligned}
 \text{B15)} \quad \frac{1}{A} &= (1-x^2) \sqrt{\frac{(9+P^2x^2)}{\left\langle 3K(1-x^2)+3(1-K) \left\{ 1-x^2 \left[1+\frac{P^2}{12} \left(3 \pm \sqrt{1-\frac{48}{P^2}} \right) \right] \right\} \right\rangle^2 + P^2x^2 [K+4-(K+1)x^2]^2}} \\
 &\quad -P^2[A^2-(K+1)^2]y^3 + \\
 \text{B16)} \quad &+ \left[A^2(2P^2-9) - 2P^2(K+4)(K+1) + 9K^2 + 9(1-K)^2 \left[1+\frac{P^2}{12} \left(3 \pm \sqrt{1-\frac{48}{P^2}} \right) \right]^2 + 18K(1-K) \left[1+\frac{P^2}{12} \left(3 \pm \sqrt{1-\frac{48}{P^2}} \right) \right] \right] y^2 + \\
 &+ \left[A^2(18-P^2) - 18K(1-K) \left(1+\left[1+\frac{P^2}{12} \left(3 \pm \sqrt{1-\frac{48}{P^2}} \right) \right] \right) - 18(1-K)^2 \left[1+\frac{P^2}{12} \left(3 \pm \sqrt{1-\frac{48}{P^2}} \right) \right] + P^2(K+4)^2 - 18K^2 \right] y + \\
 &+ 9[-A^2+K^2+2K(1-K)+(1-K)^2] = 0
 \end{aligned}$$

SEMPLIFICAZIONE “A” DEL FILTRO ATTIVO ELIMINA-BANDA

CIRCUITO TIPO “A” CON UN SOLO OPERAZIONALE

Il circuito pratico tipo “A” proposto è il seguente, con $H = \frac{R_z}{R_Y + R_z} < 1$

(ad esempio, con R_Y circa pari a 250 K Ω , R_z può valere circa 20 M Ω , con H circa pari a 0,988)

e $K = \frac{R_{Z2}}{R_{Z1} + R_{Z2}} < 1$

(ad esempio $R_{Z2} = 20$ M Ω ed $R_{Z1} = 220$ K Ω , con $K = 0.989$)

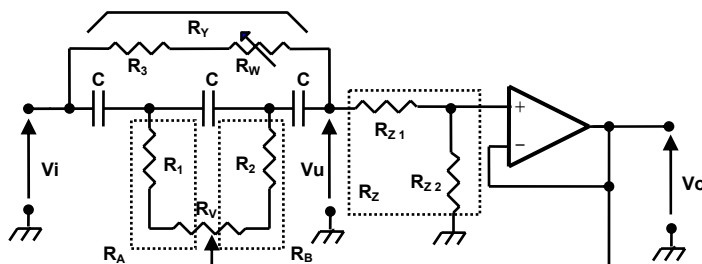


Fig. C1

Questo circuito utilizza un solo amplificatore operazionale anziché due e l'ampiezza della sua banda soppressa può essere variata semplicemente alterando il valore di K .

Naturalmente anche in questo caso V_i deve essere fornita da un generatore ideale di tensione, ovvero dall'uscita di un operazionale.

Seguendo la linea dimostrativa adottata anche all'inizio del lavoro (Figg. A1, A2, A3 ed A4), il filtro RC è schematizzabile come segue, ammettendo che il Follower abbia impedenza d'ingresso infinita:

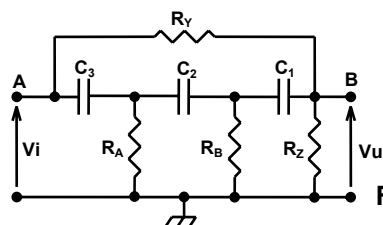


Fig. C2

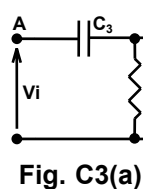


Fig. C3(a)

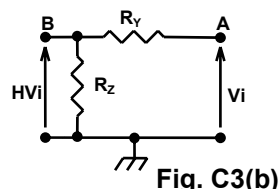


Fig. C3(b)

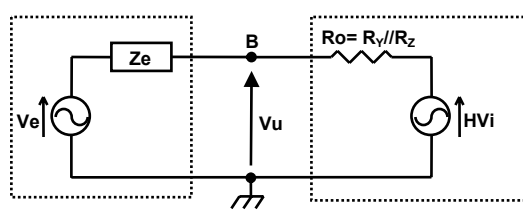


Fig. C4

Circuito di Fig. C3(a)

Circuito di Fig. C3(b)

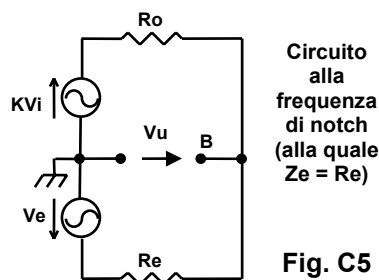


Fig. C5

Circuito alla frequenza di notch (alla quale $Z_e = R_e$)

Dalla A02), qui sotto riportata per comodità

$$A02) V_e = -V_i \frac{\omega^2 R_A R_B C_2 C_3}{[1 - \omega^2 R_A R_B C_2 C_3] + j\omega [R_A (C_2 + C_3) + R_B C_2]}$$

e dalla A04), anch'essa qui sotto riportata per comodità

$$A04) Z_e = R_B \frac{1 + j\omega R_A (C_2 + C_3)}{[1 - \omega^2 R_A R_B C_2 C_3] + j\omega [R_A (C_2 + C_3) + R_B C_2]} + \frac{1}{j\omega C_1}$$

nonché dai due circuiti equivalenti di Figg. C6 e C7

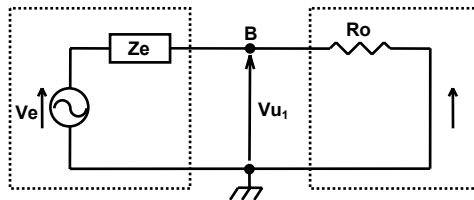


Fig. C6

$$V_o = V_{u1} + V_{u2}$$

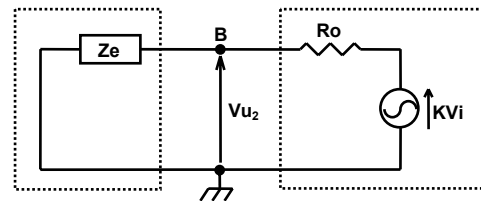


Fig. C7

ancora una volta, come all'inizio del lavoro, si può calcolare V_{u1} prodotta dalla sola V_e imponendo $HV_i = 0$, poi ripetere l'operazione sul bipolo resistivo, che ha come carico quello reattivo, calcolando V_{u2} prodotta dalla sola HV_i imponendo $V_e = 0$, ed infine, poiché i due quadripoli sono lineari, applicare la sovrapposizione degli effetti e sommare i due risultati, per ottenere $V_u = V_{u1} + V_{u2}$.

$$C01) \quad V_u = V_e \frac{R_0}{R_0 + Z_e} + HV_i \frac{Z_e}{R_0 + Z_e} = \frac{V_e R_0 + HV_i Z_e}{R_0 + Z_e} = \frac{HV_i + V_e \frac{R_0}{Z_e}}{1 + \frac{R_0}{Z_e}}$$

$$C02) \quad V_u = \frac{HV_i + \frac{-V_i R_0 \frac{\omega^2 R_A R_B C_2 C_3}{[1 - \omega^2 R_A R_B C_2 C_3] + j\omega[R_A(C_2 + C_3) + R_B C_2]}}{R_B \frac{1 + j\omega R_A(C_2 + C_3)}{[1 - \omega^2 R_A R_B C_2 C_3] + j\omega[R_A(C_2 + C_3) + R_B C_2]} + \frac{1}{j\omega C_1}}}{1 + \frac{R_0}{R_B \frac{1 + j\omega R_A(C_2 + C_3)}{[1 - \omega^2 R_A R_B C_2 C_3] + j\omega[R_A(C_2 + C_3) + R_B C_2]} + \frac{1}{j\omega C_1}}}$$

ed infine

$$C03) \quad \frac{V_u}{V_i} = H \frac{\left[1 - \omega^2 R_A R_B (C_1 C_2 + C_1 C_3 + C_2 C_3)\right] + j\omega \left\{ R_A (C_2 + C_3) + R_B (C_1 + C_2) - \frac{\omega^2 R_0 R_A R_B C_1 C_2 C_3}{H} \right\}}{\left\langle 1 - \omega^2 \left\{ R_A R_B (C_1 C_2 + C_1 C_3 + C_2 C_3) + R_0 C_1 [R_A (C_2 + C_3) + R_B C_2] \right\} \right\rangle + j\omega \left\{ R_A (C_2 + C_3) + R_B (C_1 + C_2) + R_0 C_1 (1 - \omega^2 R_A R_B C_2 C_3) \right\}}$$

A parte la costante moltiplicativa H , si può facilmente constatare che il denominatore della **C03)** è identico a quello della **A08)** qui sotto riportata per comodità.

Il numeratore, invece, differisce per la presenza di H a dividere $\omega^2 R_0 R_A R_B C_1 C_2 C_3$.

$$A08) \quad \frac{V_u}{V_i} = \frac{\left[1 - \omega^2 R_A R_B (C_1 C_2 + C_1 C_3 + C_2 C_3)\right] + j\omega \left[R_A (C_2 + C_3) + R_B (C_1 + C_2) - \omega^2 R_0 R_A R_B C_1 C_2 C_3 \right]}{\left\langle 1 - \omega^2 \left\{ R_A R_B (C_1 C_2 + C_1 C_3 + C_2 C_3) + R_0 C_1 [R_A (C_2 + C_3) + R_B C_2] \right\} \right\rangle + j\omega \left\{ R_A (C_2 + C_3) + R_B (C_1 + C_2) + R_0 C_1 (1 - \omega^2 R_A R_B C_2 C_3) \right\}}$$

IL COMPORTAMENTO DEL FILTRO PASSIVO È SIMILE A QUELLO IDEALE GIÀ STUDIATO, A PARTE L'ATTENUAZIONE INTRODotta DALLA COSTANTE MOLTIPLICATIVA $H < 1$.

Il modulo della **C03)** è

$$C04) \quad \left| \frac{V_u}{V_i} \right| = H \sqrt{\frac{\left[1 - \omega^2 R_A R_B (C_1 C_2 + C_1 C_3 + C_2 C_3)\right]^2 + \omega^2 \left[R_A (C_2 + C_3) + R_B (C_1 + C_2) - \frac{\omega^2 R_0 R_A R_B C_1 C_2 C_3}{H} \right]^2}{\left\langle 1 - \omega^2 \left\{ R_A R_B (C_1 C_2 + C_1 C_3 + C_2 C_3) + R_0 C_1 [R_A (C_2 + C_3) + R_B C_2] \right\} \right\rangle^2 + \omega^2 \left\{ R_A (C_2 + C_3) + R_B (C_1 + C_2) + R_0 C_1 (1 - \omega^2 R_A R_B C_2 C_3) \right\}^2}}$$

ed è uguale a 0 se sono contemporaneamente verificate le due condizioni

$$\begin{aligned} \text{C05)} \quad & \left\{ 1 - \omega^2 R_A R_B (C_1 C_2 + C_1 C_3 + C_2 C_3) = 0 \right. \\ \text{C06)} \quad & \left. R_A (C_2 + C_3) + R_B (C_1 + C_2) - \frac{\omega^2 R_0 R_A R_B C_1 C_2 C_3}{H} = 0 \right. \end{aligned}$$

La **C05)** è identica la A10) e la **C06)** differisce dalla A11) soltanto per la presenza di H. Poiché, inoltre, i limiti di $|V_u/V_i|$ valgono **H per $\omega \rightarrow 0$** ed **1 per $\omega \rightarrow \infty$** , ne consegue che il filtro è del tipo elimina-banda e **la sua curva di risposta tende ad H al di sotto e ad 1 al di sopra della frequenza di notch.**

Dal sistema di due equazioni e due incognite così formato si esplicita prima $\omega = \omega_0$

$$\text{C07)} \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_A R_B (C_1 C_2 + C_1 C_3 + C_2 C_3)}}$$

Poi, sostituendo il valore così ricavato nella C06) si ottiene

$$\text{C08)} \quad R_A (C_2 + C_3) + R_B (C_1 + C_2) - \frac{R_0 C_1 C_2 C_3}{H (C_1 C_2 + C_1 C_3 + C_2 C_3)} = 0$$

da cui

$$\text{C09)} \quad R_0 = H \frac{[R_A (C_2 + C_3) + R_B (C_1 + C_2)] (C_1 C_2 + C_1 C_3 + C_2 C_3)}{C_1 C_2 C_3}$$

Nel caso in cui $C_1 = C_2 = C_3 = C$, dalla **C07)** si ha

$$\text{C10)} \quad \omega_0 = \frac{1}{C \sqrt{3 R_A R_B}}$$

che è identica alla A12), mentre la C09) diventa

$$\text{C11)} \quad R_0 = 6H (R_A + R_B)$$

Si nota che la **C11)**, essendo il valore di H assai vicino ad 1, è molto simile alla A26a) qui sotto riportata per comodità:

$$R_0 = 6(R_A + R_B)$$

Per calcolare R_A ed R_B , le precedenti equazioni diventano

$$\text{C12)} \quad (\omega_0 C)^2 = \frac{1}{3 R_A R_B}$$

$$\text{C13)} \quad R_0 = 6H (R_A + R_B)$$

e da esse si ricavano

$$\text{C14)} \quad R_B = \frac{R_0}{12H} \left(1 \pm \sqrt{1 - \frac{48}{(\omega_0 R_0 C)^2}} \right)$$

$$\text{C15)} \quad R_A = \frac{R_0}{12H} \left(1 \mp \sqrt{1 - \frac{48}{(\omega_0 R_0 C)^2}} \right)$$

Come nel caso ideale, R_A ed R_B hanno valori reali solamente se è soddisfatta la condizione

$$\text{C15) = A23)} \quad 1 - \frac{48}{(\omega_0 R_0 C)^2} \geq 0$$

Da quest'ultima si deduce la

$$\text{C16) = A24)} \quad \omega_0 \geq + \frac{\sqrt{48}}{R_0 C}$$

oppure la

$$\text{C17) = A25)} \quad R_0 C \geq + \frac{\sqrt{48}}{\omega_0}$$

Come nel caso ideale, la condizione $(\omega_0 R_0 C)^2 = 48$ comporta l'uguaglianza dei valori di R_A ed R_B ; in tal caso si ha il valore massimo del prodotto $R_A R_B$, quindi il minimo valore di ω_0 .

IN SINTESI, LE FORMULE RISULTANTI SONO LE SEGUENTI

$$\begin{array}{l} \text{C18a)} \\ \text{C18b)} \\ \text{C18c)} \\ \text{C18d)} \\ \text{C18e)} \end{array} \left\{ \begin{array}{l} R_0 = 6H(R_A + R_B) \\ \omega_0 = \frac{1}{C\sqrt{3R_A R_B}} \\ R_A = \frac{R_0}{12H} \left(1 \pm \sqrt{1 - \frac{48}{(\omega_0 R_0 C)^2}} \right) \\ R_B = \frac{R_0}{12H} \left(1 \mp \sqrt{1 - \frac{48}{(\omega_0 R_0 C)^2}} \right) \\ \text{Purché :} \\ P = \omega_0 R_0 C \geq \sqrt{48} = 6,92820 \end{array} \right.$$

N.B.: Ancora una volta nelle espressioni di R_A e di R_B in parentesi appare, in un caso, il segno “+ / -” e nell'altro il segno “- / +”, il che indica la necessità di adottare un segno, non importa quale, per R_A e quello opposto per R_B . Ciò avviene poiché la somma $R_A + R_B$ deve avere valore costante. Solo a questa condizione il valore di R_0 necessario per l'azzeramento di V_u alla frequenza di notch è indipendente dalla scelta della frequenza stessa.

Sempre adottando valori uguali per le tre capacità, V_u / V_i , che è

$$\frac{V_u}{V_i} = H \frac{\begin{aligned} & [1 - \omega^2 R_A R_B (C_1 C_2 + C_1 C_3 + C_2 C_3)] + \\ & + j\omega \left\{ R_A (C_2 + C_3) + R_B (C_1 + C_2) - \frac{\omega^2 R_0 R_A R_B C_1 C_2 C_3}{H} \right\} \end{aligned}}{\begin{aligned} & \left\langle 1 - \omega^2 \{ R_A R_B (C_1 C_2 + C_1 C_3 + C_2 C_3) + R_0 C_1 [R_A (C_2 + C_3) + R_B C_2] \} \right\rangle + \\ & + j\omega \{ R_A (C_2 + C_3) + R_B (C_1 + C_2) + R_0 C_1 (1 - \omega^2 R_A R_B C_2 C_3) \} \end{aligned}}$$

diventa

$$\text{C19)} \quad \frac{V_u}{V_i} = H \frac{\begin{aligned} & [1 - 3\omega^2 R_A R_B C^2] + j\omega \left[2(R_A + R_B) - \frac{\omega^2 R_0 R_A R_B C^2}{H} \right] C \\ & \left[1 - \omega^2 (3R_A R_B + 2R_0 R_A + R_0 R_B) C^2 \right] + j\omega [2(R_A + R_B) + R_0 (1 - \omega^2 R_A R_B C^2)] C \end{aligned}}{}$$

Oppure, normalizzando,

$$\text{C20)} \quad \frac{V_u}{V_i} = H \left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^2 \right] \frac{\left[3 + j \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right) \frac{P}{H} \right]}{3 \left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^2 - \frac{P^2}{12} \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^2 \left(3 \pm \sqrt{1 - \frac{48}{P^2}} \right) \right] + j \frac{P}{H} \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right) \left[1 + 3H - \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^2 \right]}$$

ed il suo modulo vale

$$\text{C21)} \quad \left| \frac{V_u}{V_i} \right| = H \sqrt{\frac{\left[1 - 3\omega^2 R_A R_B C^2 \right]^2 + \omega^2 C^2 \left[2(R_A + R_B) - \frac{\omega^2 R_0 R_A R_B C^2}{H} \right]^2}{\left[1 - \omega^2 (3R_A R_B + 2R_0 R_A + R_0 R_B) C^2 \right]^2 + \omega^2 C^2 \left[2(R_A + R_B) + R_0 (1 - \omega^2 R_A R_B C^2) \right]^2}}$$

oppure, normalizzando,

$$\text{C22)} \quad \left| \frac{V_u}{V_i} \right| = H \left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^2 \right] \sqrt{\frac{\left[9 + \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^2 \left(\frac{P}{H} \right)^2 \right]}{9 \left\{ 1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^2 \left[1 + \frac{P^2}{12} \left(3 \pm \sqrt{1 - \frac{48}{P^2}} \right) \right] \right\}^2 + \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^2 \left(\frac{P}{H} \right)^2 \left[1 + 3H - \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^2 \right]^2}}$$

mentre l'argomento vale

$$\text{C23)} \quad \arg \left(\frac{V_u}{V_i} \right) = \arctg \frac{\omega C \left[2(R_A + R_B) - \frac{\omega^2 R_0 R_A R_B C^2}{H} \right]}{1 - 3\omega^2 R_A R_B C^2} - \arctg \frac{\omega C \left[2(R_A + R_B) + R_0 (1 - \omega^2 R_A R_B C^2) \right]}{1 - \omega^2 C^2 (R_0 R_B + 2R_0 R_A + 3R_A R_B)} + n\pi$$

il quale, normalizzando, diventa

$$\text{C24)} \quad \arg \left(\frac{V_u}{V_i} \right) = \arctg \left[\frac{P}{3H} \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right) \right] - \arctg \frac{\frac{P}{H} \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right) \left[1 + 3H - \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^2 \right]}{3 \left\{ 1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^2 \left[1 + \frac{P^2}{12} \left(3 \pm \sqrt{1 - \frac{48}{P^2}} \right) \right] \right\}} + n\pi$$

Assumendo, infine, $x = \omega/\omega_0$, le suddette tre espressioni diventano

$$\text{C25)} \quad \frac{V_u}{V_i} = H [1 - x^2] \frac{3 + j \frac{P}{H} x}{3 \left\{ 1 - x^2 \left[1 + \frac{P^2}{12} \left(3 \pm \sqrt{1 - \frac{48}{P^2}} \right) \right] \right\} + j \frac{P}{H} x (1 + 3H - x^2)}$$

$$\text{C26)} \quad \left| \frac{V_u}{V_i} \right| = H [1 - x^2] \sqrt{\frac{\left[9 + \left(\frac{P}{H} \right)^2 x^2 \right]}{9 \left\{ 1 - x^2 \left[1 + \frac{P^2}{12} \left(3 \pm \sqrt{1 - \frac{48}{P^2}} \right) \right] \right\}^2 + \left(\frac{P}{H} \right)^2 x^2 (1 + 3H - x^2)^2}}$$

$$\text{C27)} \quad \arg\left(\frac{V_u}{V_i}\right) = \arctg\left[x \frac{P}{3H}\right] - \arctg \frac{x \frac{P}{H} [1 + 3H - x^2]}{3 \left\{ 1 - x^2 \left[1 + \frac{P^2}{12} \left(3 \pm \sqrt{1 - \frac{48}{P^2}} \right) \right] \right\}} + n\pi, \text{ con } n = \begin{cases} -1 \\ 0 \\ +1 \end{cases}$$

Quando si trasforma il filtro da passivo ad attivo, l'amplificatore operazionale collegato come Follower trasferisce, con resistenza di uscita trascurabile, sul comune del filtro stesso la differenza di potenziale KV_u (con $K < 1$) presente all'uscita del partitore resistivo formato dalle due componenti di R_z , generando una situazione analoga a quella già trattata nel capitolo TRASFORMAZIONE DEL FILTRO ELIMINA-BANDA DA PASSIVO IN ATTIVO e prodotta, in quel caso, dal partitore di tensione presente tra i due Follower.

QUESTA SOLUZIONE CIRCUITALE HA I DIFETTI DI FORNIRE IN USCITA, ANZICHÉ $V_0 = V_i$, LE PIÙ RIDOTTE TENSIONI KV_i (con $K < 1$) PER $\omega > \omega_0$, E KHV_i (con $K < 1$ ed $H < 1$), PER $\omega < \omega_0$, NONCHÉ DI PRESENTARE, ALL'INGRESSO DELL'OPERAZIONALE, UNA RESISTENZA ELEVATA, LA QUALE PROVOCA DI PER SÉ UN RUMORE TERMICO CONSISTENTE CHE SI UNISCE A QUELLO GENERATO SU DI ESSA DALLA CORRENTE DI RUMORE DELL'OPERAZIONALE STESSO.

ANALISI DEL FILTRO ELIMINA-BANDA ATTIVO SEMPLIFICATO DI TIPO "A"

Poiché (B03) $\frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{K + (1-K)\frac{V_i}{V_u}}$, con $K < 1$, sostituendo a $\frac{V_i}{V_u}$ l'inverso della C25), si ottiene

$$C28) \quad \frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{K + (1-K) \frac{3 \left\{ 1-x^2 \left[1 + \frac{P^2}{12} \left(3 \pm \sqrt{1 - \frac{48}{P^2}} \right) \right] \right\} + j \frac{P}{H} x (1+3H-x^2)}{H(1-x^2) \left(3 + j \frac{P}{H} x \right)}}$$

È facile notare che anche in questo caso l'equazione finale contiene K solo al denominatore; se si impone $K = 0$, si ricava quella già calcolata per il filtro elimina-banda passivo. Imponendo $K = 1$ si ottiene, invece, $V_o = V_i$. Dalla B11) si deduce la

$$C29) \quad \frac{V_o}{V_i} = \frac{H(1-x^2) \left(3 + j \frac{P}{H} x \right)}{3KH(1-x^2) + 3(1-K) \left\{ 1-x^2 \left[1 + \frac{P^2}{12} \left(3 \pm \sqrt{1 - \frac{48}{P^2}} \right) \right] \right\} + jPx[K+1+3H-(K+1)x^2]}$$

nella quale $H = \frac{R_{z2}}{R_{z2} + R_{z1}}$; $K = \frac{R_Y}{R_X + R_Y}$; $P = \omega_0 R_0 C$; $\omega_0 = \frac{1}{C\sqrt{3R_A R_B}}$, con $1 - \frac{48}{P^2} \geq 0 \Rightarrow P^2 \geq 48$

ed il cui modulo è

$$C30) \quad \left| \frac{V_o}{V_i} \right| = H(1-x^2) \sqrt{\frac{9 + \left(\frac{P}{H} \right)^2 x^2}{\left\{ 3KH(1-x^2) + 3(1-K) \left\{ 1-x^2 \left[1 + \frac{P^2}{12} \left(3 \pm \sqrt{1 - \frac{48}{P^2}} \right) \right] \right\} \right\}^2 + P^2 x^2 [K+1+3H-(K+1)x^2]^2}}$$

mentre l'argomento vale

$$C31) \quad \arg \left(\frac{V_o}{V_i} \right) = \arctg \left[x \frac{P}{3H} \right] - \arctg \frac{Px[K+1+3H-(K+1)x^2]}{3KH(1-x^2) + 3(1-K) \left\{ 1-x^2 \left[1 + \frac{P^2}{12} \left(3 \pm \sqrt{1 - \frac{48}{P^2}} \right) \right] \right\}} + n\pi$$

Ricordando che $P = \omega_0 R_0 C \geq 6,92820$, $K < 1$, $H < 1$ e ponendo $1/A = |V_o/V_i|$, la C30) dà

$$C31) \quad \left| \frac{1}{A} \right| = H(1-x^2) \sqrt{\frac{9 + \left(\frac{P}{H} \right)^2 x^2}{\left\{ 3KH(1-x^2) + 3(1-K) \left\{ 1-x^2 \left[1 + \frac{P^2}{12} \left(3 \pm \sqrt{1 - \frac{48}{P^2}} \right) \right] \right\} \right\}^2 + P^2 x^2 [K+1+3H-(K+1)x^2]^2}}$$

dalla quale, dopo vari passaggi, si ottiene la

$$C32) \quad \begin{aligned} & -P^2[A^2 - (K+1)^2]y^3 + \\ & + \left[A^2(2P^2 - 9) - 2P^2(K+1+3H)(K+1) + 9K^2H^2 + 9(1-K)^2 \left[1 + \frac{P^2}{12} \left(3 \pm \sqrt{1 - \frac{48}{P^2}} \right) \right]^2 + 18KH(1-K) \left[1 + \frac{P^2}{12} \left(3 \pm \sqrt{1 - \frac{48}{P^2}} \right) \right] \right] y^2 + \\ & + \left[A^2(18 - P^2) - 18KH(1-K) \left(1 + \left[1 + \frac{P^2}{12} \left(3 \pm \sqrt{1 - \frac{48}{P^2}} \right) \right] \right) - 18(1-K)^2 \left[1 + \frac{P^2}{12} \left(3 \pm \sqrt{1 - \frac{48}{P^2}} \right) \right] + P^2(K+1+3H)^2 - 18K^2H^2 \right] y + \\ & + 9[-A^2 + K^2H^2 + 2KH(1-K) + (1-K)^2] = 0 \end{aligned}$$

SEMPLIFICAZIONE “B” DEL FILTRO ATTIVO ELIMINA-BANDA

CIRCUITO TIPO “B” CON UN SOLO OPERAZIONALE

Il circuito pratico tipo “B” proposto è il seguente, con $R_Z = R_X \parallel R_Y \ll (R_A \parallel R_B)_{\min}$ e $K = \frac{R_Y}{R_X + R_Y} < 1$

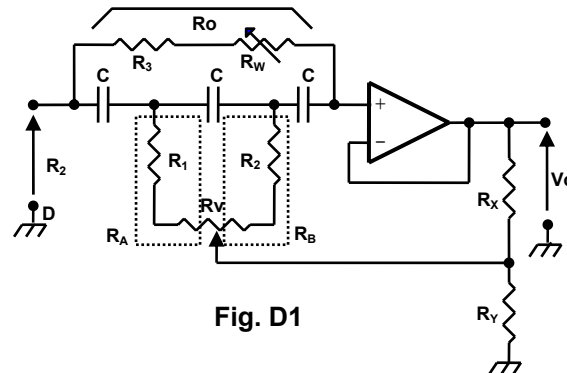


Fig. D1

Anche questo circuito utilizza un solo amplificatore operazionale e le sue prestazioni possono essere variate semplicemente alterando il valore di K.

Naturalmente V_i deve essere fornita da un generatore ideale di tensione, ovvero dall'uscita di un operazionale.

Per facilitarne l'analisi, il circuito può essere schematizzato nel modo sotto riportato

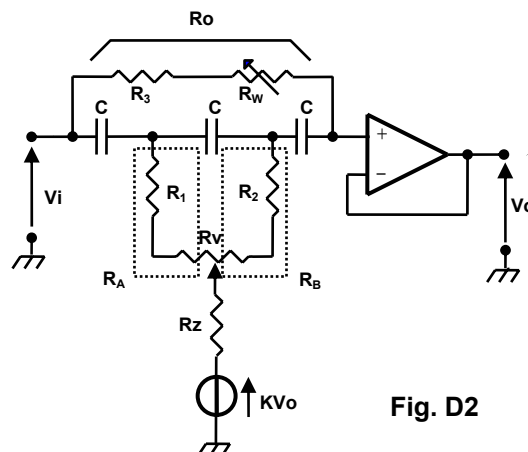


Fig. D2

ed R_Z può essere trasferita in serie ai due rami composti da R_A ed R_B . Infatti, data una resistenza R_Z nella quale confluiscono due correnti (I_A ed I_B)

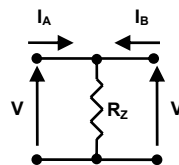


Fig. D3

e per la quale vale la

D01) $V = (I_A + I_B)R_Z$

secondo Miller la resistenza stessa può essere trasferita in ciascuno dei rami attraversati, rispettivamente, da I_A ed I_B e comportarsi come due resistenze separate

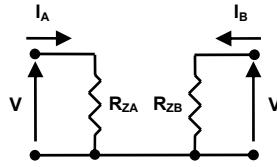


Fig. D4

Per le quali valgono le

$$\begin{cases} \text{D02)} & V = I_A R_{ZA} \\ \text{D03)} & V = I_B R_{ZB} \end{cases}$$

Pertanto, uguagliando la C01) alle C02) e C03), si ottengono le

$$\begin{cases} \text{D04)} & I_A R_{ZA} = R_Z (I_A + I_B) \\ \text{D05)} & I_B R_{ZB} = R_Z (I_A + I_B) \end{cases}$$

da cui

$$\begin{cases} \text{D06)} & R_{ZA} = R_Z (1 + I_B/I_A) \\ \text{D07)} & R_{ZB} = R_Z (1 + I_A/I_B) \end{cases}$$

Se il rapporto I_B/I_A è un numero complesso, con il trasferimento la resistenza diventa una coppia di impedenze. Nel filtro di Fig. C2, qui sotto riportato in modo semplificato

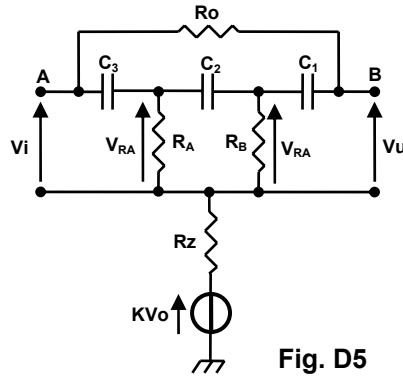


Fig. D5

le differenze di potenziale ai capi di R_A e di R_B sono, rispettivamente, V_{RA} e V_{RB} .

Le rispettive correnti sono invece fornite dalle

$$\begin{cases} \text{D08)} & I_{RA} = \frac{V_{RA}}{R_A} \\ \text{D09)} & I_{RB} = \frac{V_{RB}}{R_B} \end{cases}$$

pertanto il rapporto tra le correnti che scorrono in R_B ed in R_A vale

$$\text{D10)} \quad \frac{I_{RB}}{I_{RA}} = \frac{R_A}{R_B} \frac{V_{RB}}{V_{RA}}$$

Di conseguenza la resistenza R_Z , trasferita rispettivamente in serie ad R_A e ad R_B , si trasforma nelle

$$\begin{cases} \text{D11)} & Z_{ZA} = R_Z \left(1 + \frac{I_{RB}}{I_{RA}} \right) = R_Z \left(1 + \frac{R_A V_{RB}}{R_B V_{RA}} \right) = R_{ZA} + jX_{ZA} \\ \text{D12)} & Z_{ZB} = R_Z \left(1 + \frac{I_{RA}}{I_{RB}} \right) = R_Z \left(1 + \frac{R_B V_{RA}}{R_A V_{RB}} \right) = R_{ZB} + jX_{ZB} \end{cases}$$

In Fig. C6 è riportato il relativo circuito equivalente, in cui R_{ZA} e jX_{ZA} , R_{ZB} e jX_{ZB} appaiono in serie rispettivamente ad R_A e ad R_B

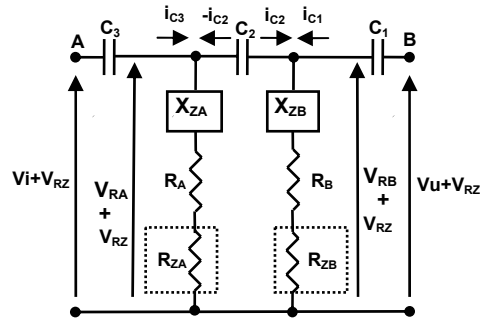


Fig. D6

Le correnti valgono

$$\begin{aligned} \text{D13)} \quad & i_{C1} = j\omega C_1[(V_u + V_{RZ}) - (V_{RB} + V_{RZ})] = j\omega C_1(V_u - V_{RB}) \\ \text{D14)} \quad & i_{C2} = j\omega C_2[(V_{RA} + V_{RZ}) - (V_{RB} + V_{RZ})] = j\omega C_2(V_{RA} - V_{RB}) \\ \text{D15)} \quad & i_{C3} = j\omega C_3[(V_i + V_{RZ}) - (V_{RA} + V_{RZ})] = j\omega C_3(V_i - V_{RA}) \end{aligned}$$

ed i loro rapporti sono espressi dalle

$$\begin{aligned} \text{D16)} \quad & \frac{-i_{C2}}{i_{C3}} = \frac{C_2(V_{RB} - V_{RA})}{C_3(V_i - V_{RA})} \\ \text{D17)} \quad & \frac{i_{C1}}{i_{C2}} = \frac{C_1(V_u - V_{RB})}{C_2(V_{RA} - V_{RB})} \end{aligned}$$

Un ulteriore trasferimento delle due componenti reattive nei rami contenenti C_3 , C_2 e C_1 porta, infine, alla configurazione mostrata in Fig. C7, che quella di un nuovo filtro passivo.

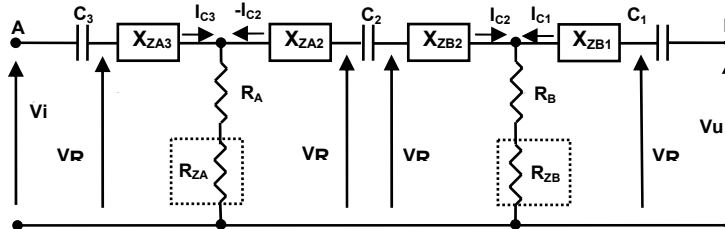


Fig. D7

I valori trasferiti sono i seguenti

$$\begin{aligned} \text{D18)} \quad & X_{ZA3} = X_{ZA} \frac{-i_{C2}}{i_{C3}} = X_{ZA} \frac{C_2(V_{RB} - V_{RA})}{C_3(V_i - V_{RA})} \\ \text{D19)} \quad & X_{ZA2} = X_{ZA} \frac{i_{C3}}{-i_{C2}} = X_{ZA} \frac{C_3(V_i - V_{RA})}{C_2(V_{RB} - V_{RA})} \\ \text{D20)} \quad & X_{ZB2} = X_{ZB} \frac{i_{C1}}{i_{C2}} = X_{ZB} \frac{C_1(V_u - V_{RB})}{C_2(V_{RA} - V_{RB})} \\ \text{D21)} \quad & X_{ZB1} = X_{ZB} \frac{i_{C2}}{i_{C1}} = X_{ZB} \frac{C_2(V_{RA} - V_{RB})}{C_1(V_u - V_{RB})} \end{aligned}$$

ed, insieme ad R_{ZA} ed R_{ZB} ricavate dalle D11) e D12) qui sotto riportate

$$\begin{aligned} \text{D11)} \quad & Z_{ZA} = R_z \left(1 + \frac{R_A V_{RB}}{R_B V_{RA}} \right) = R_{ZA} + jX_{ZA} \\ \text{D12)} \quad & Z_{ZB} = R_z \left(1 + \frac{R_B V_{RA}}{R_A V_{RB}} \right) = R_{ZB} + jX_{ZB} \end{aligned}$$

forniscono tutte le incognite necessarie per poter definire il nuovo filtro passivo risultante da tutte le operazioni di trasferimento di R_Z .

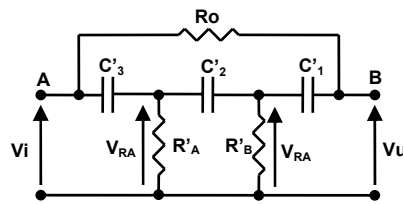


Fig. D8

I nuovi valori sono

$$R'_A = R_A + R_{ZA}$$

$$R'_B = R_B + R_{ZB}$$

$$C'_1 = C_3 + X_{ZA3}$$

$$C'_2 = C_2 + X_{ZA2} + X_{ZB2}$$

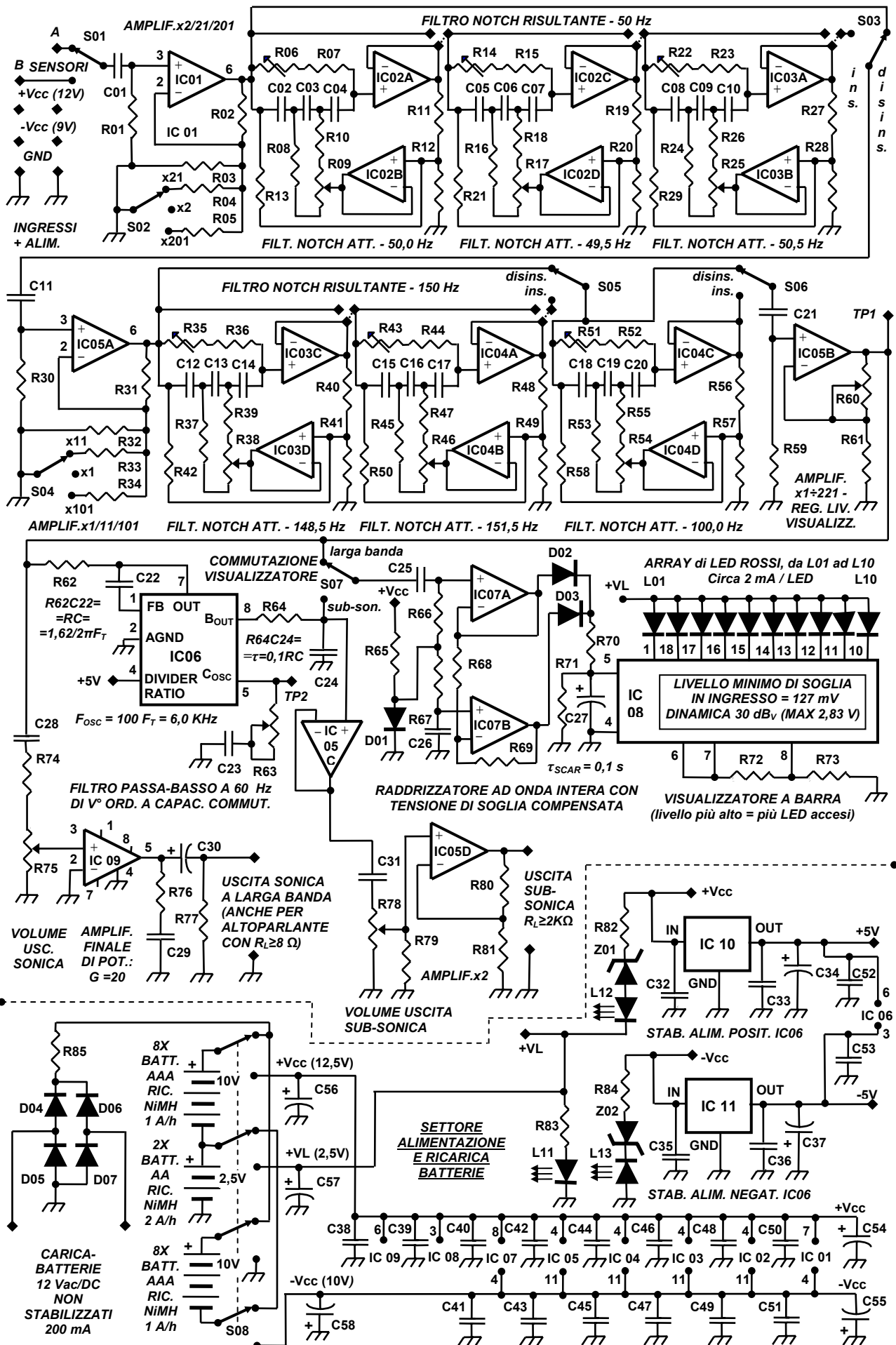
$$C'_3 = C_1 + X_{ZB1}$$

Per calcolarli è necessario conoscere V_{RA} , V_{RB} e V_u del filtro passivo di partenza, tutti espressi in funzione di V_i ; ovviamente si calcolano i valori nel caso in cui le tre capacità siano uguali e valgano C .

AMPLIFICATORE AUDIO E SUB- AUDIO CON VISUALIZZATORE DEL SEGNALE CAPTATO

Luciano Pederzoli

Schema nella pagina seguente



LISTA COMPONENTI

R01 = 100 K Ω 1% 1/4 W strato metallico
 R02, R03 = 9,4 (2x4,7) K Ω 1% 1/4 W strato metallico
 R04 = 470 Ω 1% 1/4 W strato metallico
 R05 = 47 Ω 1% 1/4 W strato metallico
 R06 = 50 K Ω cermet trimmer 20 giri
 R07 = 220 K Ω 1% 1/4 W strato metallico
 R08 = 19 (18+1) K Ω 1% 1/4 W strato metallico
 R09 = 20 K Ω cermet trimmer 20 giri
 R10 = 3,9 K Ω 1% 1/4 W strato metallico
 R11 = 109,1 (100 + 9,1) Ω 1% 1/4 W strato metallico
 R12 = 10 K Ω 1% 1/4 W strato metallico
 R13 = 560 K Ω 1% 1/4 W strato metallico
 R14 = 50 K Ω cermet trimmer 20 giri
 R15 = 220 K Ω 1% 1/4 W strato metallico
 R16 = 19 (18+1) K Ω 1% 1/4 W strato metallico
 R17 = 20 K Ω cermet trimmer 20 giri
 R18 = 3,9 K Ω 1% 1/4 W strato metallico
 R19 = 109,1 (100 + 9,1) Ω 1% 1/4 W strato metallico
 R20 = 10 K Ω 1% 1/4 W strato metallico
 R21 = 560 K Ω 1% 1/4 W strato metallico
 R22 = 50 K Ω cermet trimmer 20 giri
 R23 = 220 K Ω 1% 1/4 W strato metallico
 R24 = 19 (18+1) K Ω 1% 1/4 W strato metallico
 R25 = 20 K Ω cermet trimmer 20 giri
 R26 = 3,9 K Ω 1% 1/4 W strato metallico
 R27 = 109,1 (100 + 9,1) Ω (1% 1/4 W strato metallico)
 R28 = 10 K Ω 1% 1/4 W strato metallico
 R29 = 560 K Ω 1% 1/4 W strato metallico
 R30, R31, R32 = 100 K Ω 1% 1/4 W strato metallico
 R33 = 10 K Ω 1% 1/4 W strato metallico
 R34 = 1 K Ω 1% 1/4 W strato metallico
 R35 = 50 K Ω cermet trimmer 20 giri
 R36 = 220 K Ω 1% 1/4 W strato metallico
 R37 = 19 (18+1) K Ω 1% 1/4 W strato metallico
 R38 = 20 K Ω cermet trimmer 20 giri
 R39 = 3,9 K Ω 1% 1/4 W strato metallico
 R40 = 200 (100 + 100) Ω 1% 1/4 W strato metallico
 R41 = 10 K Ω 1% 1/4 W strato metallico
 R42 = 200 (100 + 100) K Ω 1% 1/4 W strato metallico
 R43 = 50 K Ω cermet trimmer 20 giri
 R44 = 220 K Ω 1% 1/4 W strato metallico
 R45 = 19 (18+1) K Ω 1% 1/4 W strato metallico
 R46 = 20 K Ω cermet trimmer 20 giri
 R47 = 3,9 K Ω 1% 1/4 W strato metallico
 R48 = 200 (100 + 100) Ω 1% 1/4 W strato metallico
 R49 = 10 K Ω 1% 1/4 W strato metallico
 R50 = 200 (100 + 100) K Ω 1% 1/4 W strato metallico
 R51 = 50 K Ω cermet trimmer 20 giri
 R52 = 220 K Ω 1% 1/4 W strato metallico
 R53 = 19 (18+1) K Ω 1% 1/4 W strato metallico
 R54 = 20 K Ω cermet trimmer 20 giri
 R55 = 3,9 K Ω 1% 1/4 W strato metallico
 R56 = 300 (200 + 100) Ω 1% 1/4 W strato metallico
 R57 = 10 K Ω 1% 1/4 W strato metallico
 R58 = 592 (510 + 82) K Ω 1% 1/4 W strato metallico
 R59 = 100 K Ω 1% 1/4 W strato metallico
 R60 = 1 M Ω potenz. lin. stato carbone
 R61 = 4,7 K Ω 5% 1/4 W stato carbone
 R62 = 22 K Ω 1% 1/4 W strato metallico
 R63 = 50 K Ω cermet trimmer 20 giri
 R64 = 220 K Ω 1% 1/4 W strato metallico
 R65 = 15 K Ω 5% 1/4 W strato carbone
 R66, R67 = 10 M Ω 1% 1/4 W strato metallico
 R68, R69 = 100 K Ω 1% 1/4 W strato metallico
 R70 = 2,2 K Ω 5% 1/4 W strato carbone
 R71, R72, R73 = 10 K Ω 5% 1/4 W strato carbone
 R74 = 91 K Ω 1% 1/4 W strato metallico
 R75 = 10 K Ω potenz. lin. stato carbone
 R76 = 10 Ω 5% 1/4 W strato carbone
 R77 = 100 K Ω 5% 1/4 W strato carbone
 R78 = 100 K Ω potenz. lin. stato carbone
 R79 = 2,2 M Ω 5% 1/4 W strato carbone
 R80, R81 = 100 K Ω 1% 1/4 W strato metallico
 R82 = 1 K Ω 5% 1/4 W strato carbone
 R83 = 820 Ω 5% 1/4 W strato carbone
 R84 = 1 K Ω 5% 1/4 W strato carbone
 R85 = ??? Ω 5% 1 W strato carbone

C01 = 4,7 μ F 50 V ceramico
 C02, ... , C10 = 0,1 μ F 50 V poliestere
 C11 = 4,7 μ F 50 V ceramico
 C12, ... , C17 = 33 nF 50 V poliestere
 C18, ... , C20 = 47 nF 50 V poliestere
 C21 = 4,7 μ F 50 V ceramico
 C22 = 0,22 μ F 50 V poliestere
 C23 = 1500 pF 50 V ceramico NP0
 C24 = 2200 pF 50 V ceramico NP0
 C25 = 47 nF 50 V ceramico
 C26 = 0,1 μ F 50 V ceramico
 C27 = 10 μ F 16 V elettrolitico alluminio
 C28 = 4,7 μ F 50 V ceramico
 C29 = 47 nF 50 V ceramico
 C30 = 1000 μ F 16 V elettrolitico alluminio
 C31 = 4,7 μ F 50 V ceramico
 C32 = 0,47 μ F 50 V ceramico
 C33 = 0,1 μ F 50 V ceramico
 C34 = 100 μ F 16 V elettrolitico alluminio
 C35 = 0,47 μ F 50 V ceramico
 C36 = 0,1 μ F 50 V ceramico
 C37 = 100 μ F 16 V elettrolitico alluminio
 C38, ... , C53 = 0,1 μ F 50 V ceramico
 C54, C55 = 100 μ F 16 V elettrolitico alluminio
 C56 = 1000 μ F 16 V elettrolitico alluminio
 C57 = 2000 (2x1000) μ F 16 V elettrolitico alluminio
 C58 = 1000 μ F 16 V elettrolitico alluminio

D01, D02, D03 = diodo di segnale, tipo 1N4148
 D04, D05, D06, D07 = diodo di potenza, tipo 1N4007

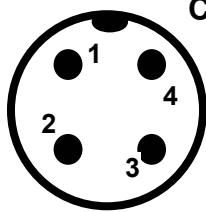
Z01, Z02 = diodo zener 6,8 V 1W

L1, ... , L10 = Dot-bar display DIL 10 segmenti rossi
 L11 = LED giallo Φ 5 mm alto rendimento (1,8 V)
 L12 = LED verde Φ 5 mm alto rendimento (1,9 V)
 L13 = LED blu Φ 5 mm alto rendimento (2,4 V)

IC 01 = Ampl. operaz. singolo a BJT, tipo OP27
 IC 02 = Ampl. operaz. quadruplo a BJT, tipo OP484
 IC 03 = Ampl. operaz. quadruplo a BJT, tipo OP484
 IC 04 = Ampl. operaz. quadruplo a BJT, tipo OP484
 IC 05 = Ampl. operaz. quadruplo a BJT, tipo OP484
 IC 06 = Filtro passa-basso a cap. comm., tipo LTC1062
 IC 07 = Ampl. operaz. doppio a FET, tipo LF353
 IC 08 = Dot-bar display driver, tipo LM3915
 IC 09 = Ampl. audio di potenza, tipo LM386
 IC 10 = Stab. lin. di tensione, tipo 7805
 IC 11 = Stab. lin. di tensione, tipo 7905

S03, S05, S06, S07 = dev. a lev. per c.s. 2 pos. 1 via
 S01, S04 = deviatore a levetta per c.s. 3 posizioni 1 via
 S08 = deviatore a levetta per c.s. 2 posizioni 4 vie

4x Zoccolo 8 pin Dual In Line a tulipano
 4x Zoccolo 14 pin Dual In Line a tulipano
 1x Zoccolo 18 pin Dual In Line a tulipano
 4x Porta-pile piatto per 4 batterie formato AAA
 16x Batteria ricaricabile NiMH 1 A/h formato AAA
 1x Porta-pile piatto per 2 batterie formato AA
 2x Batteria ricaricabile NiMH 2 A/h formato AA
 1x Presa coassiale per ricarica-batterie
 2x Connettore di ingresso a 4 poli
 1x Connettore di uscita sub-sonica (RCA)
 1x Connettore di uscita sonica (RCA)
 3x Manopola a mandrino per albero $\varnothing$ 6.3
 1x Indice giallo per manopola
 1x Indice rosso per manopola
 1x Indice verde per manopola
 1x Tappo giallo per manopola
 1x Tappo rosso per manopola
 1x Tappo verde per manopola
 1x Scatola metallica TEKO 398.15



CONNETTORE (femm.) PER IL SENSORE (visto dal connettore maschio)

- 1 = - Vcc
2 = INGRESSO
3 = GND
4 = + Vcc

SEQUENZA CONSIGLIATA DI REGOLAZIONE DELL'AMPLIFICAZIONE

Innanzitutto bisogna regolare, nel modo più comodo, l'amplificazione relativa alla barra di LED, utilizzando i commutatori S02 ed S03 ed il potenziometro di REGOLAZIONE LIVELLO: tutti i LED accesi indicano, infatti, rischio di distorsione per saturazione.

Le combinazioni possibili sono le 5 sotto elencate.

S02 x 2	S04 x 1	REG. LIV. x 1÷213	G = 2 ÷ 426
S02 x 21	S04 x 1	REG. LIV. x 1÷213	G = 21 ÷ 4'473
S02 x 201	S04 x 1	REG. LIV. x 1÷213	G = 201 ÷ 42 813
S02 x 201	S04 x 11	REG. LIV. x 1÷213	G = 2'211 ÷ 470'943
S02 x 201	S04 x 101	REG. LIV. x 1÷213	G = 20'301 ÷ 4'324'113

In corrispondenza delle 5 combinazioni sopraelencate, l'uscita sub-sonica (**SS**) può essere regolata all'interno delle seguenti gamme ($V_{pp_{max}} \geq 8$ V):

$$\begin{aligned} G_{SS} &= 0 \div 856 \\ G_{SS} &= 0 \div 8\,946 \\ G_{SS} &= 0 \div 85\,626 \\ G_{SS} &= 0 \div 941\,886 \\ G_{SS} &= 0 \div 8\,648\,226 \end{aligned}$$

Sempre in corrispondenza delle 5 combinazioni sopraelencate, l'uscita a larga banda (**WB**) può essere regolata all'interno delle seguenti gamme, con una piccola riduzione in presenza di un carico rappresentato da un altoparlante a bassa impedenza ($V_{pp_{max}} \geq 8$ V):

$$\begin{aligned} G_{WB} &= 0 \div 844 \\ G_{WB} &= 0 \div 8\,857 \\ G_{WB} &= 0 \div 84\,778 \\ G_{WB} &= 0 \div 932\,560 \\ G_{WB} &= 0 \div 8\,562\,600 \end{aligned}$$