

## NOTE CIRCUITI REVAMPING RX WS68

### RIFERIMENTI

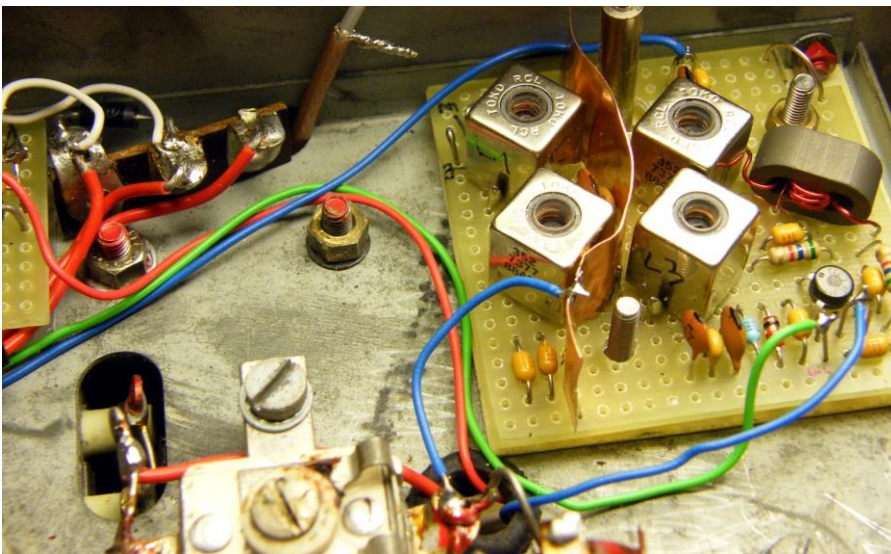
Genere	DATA	Generalità	Note	Distribuzione
radio	14	Ws 68 revamp		af

### GENERALITA'

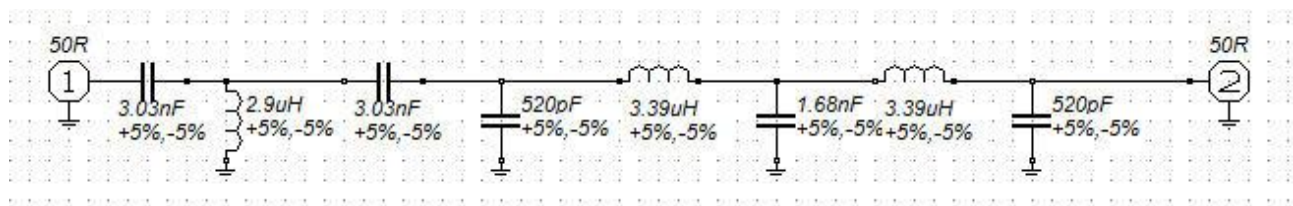
Appunti e note su un revamping di ricevitore di WS68 spaiato. (lavoro non finito)

### PREAMPLIFICATORE A RF

È un mosfet BF961 polarizzato con un diodo al silicio BA220 sul Source, in modo da avere il Gate1 sempre negativo e una risposta al AGC sul G2 lineare.



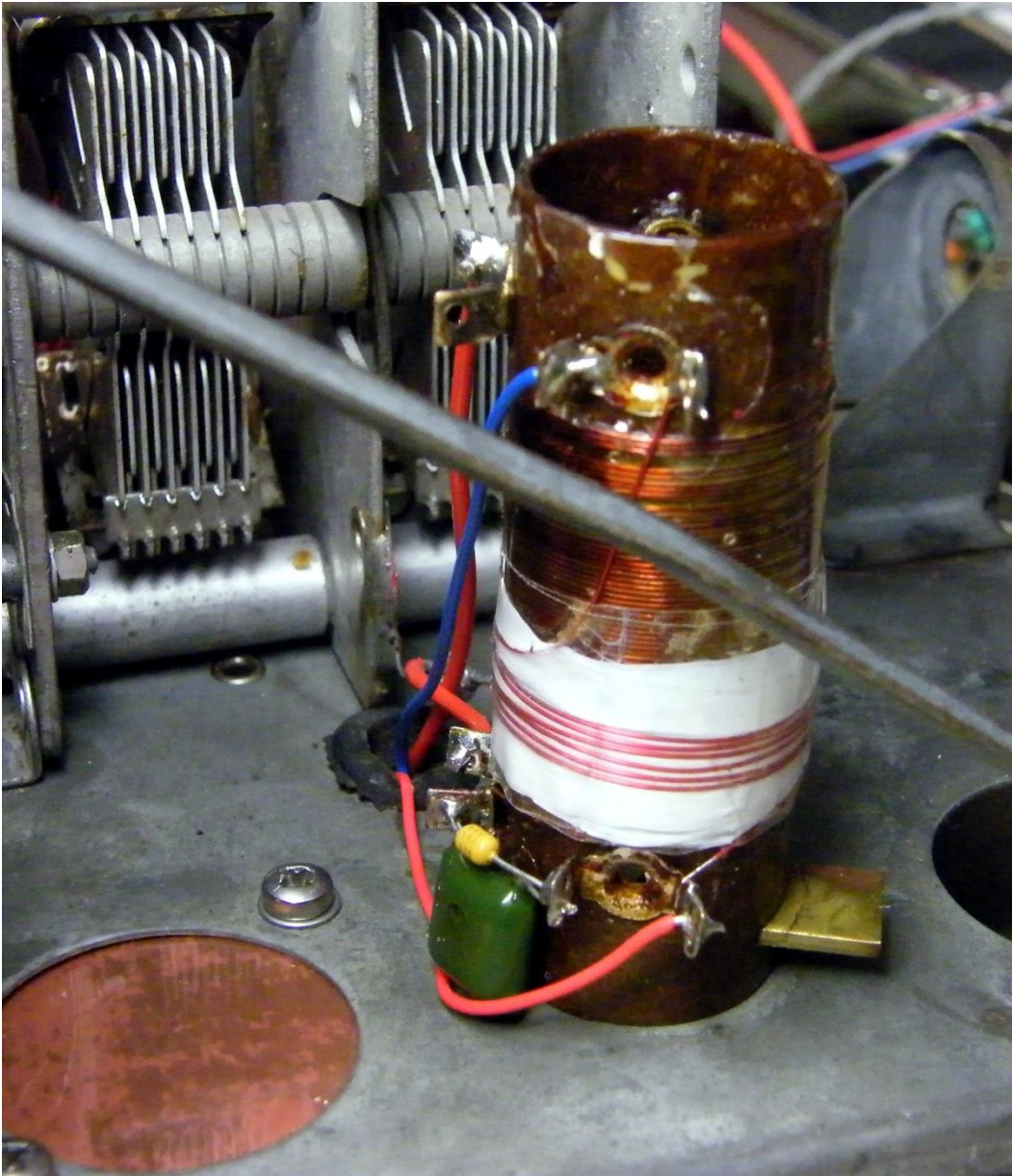
Il pre è preceduto da un filtro doppio, passa alto a 1500 KHz e passa basso a 4 MHz, ed un trasformatore elevatore per portare l'impedenza da 50 ohm a 5600.



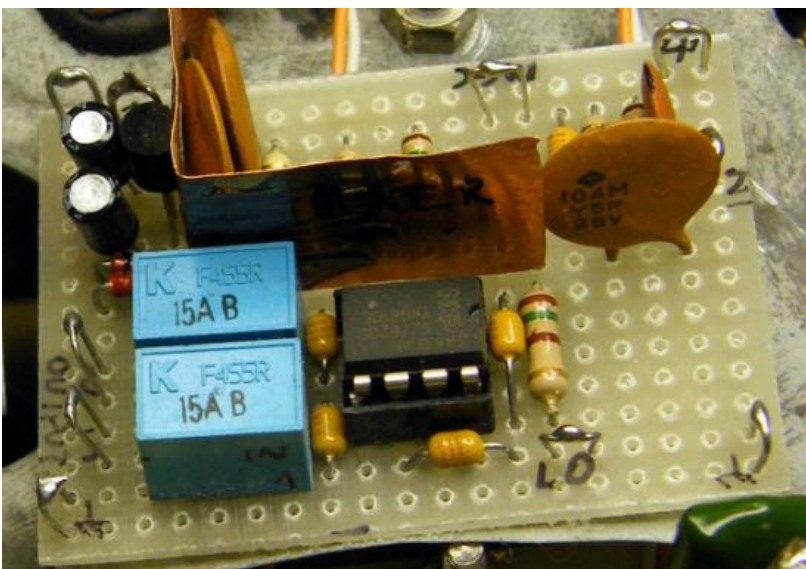
### MIXER HF

Ho voluto utilizzare un mixer bilanciato tipo NE612 alimentato a 8V.

Il segnale in ingresso al mixer proviene da un fase-splitter per sfruttare la struttura bilanciata del 612. Il fase splitter è un BF961 dual-gate mosfet con resistenze di carico da 1k5, pari all'impedenza di ingresso del 612, e controllato dal AGC. Il Gate1 è collegato all'unico circuito accordato al passo di questo ricevitore.



L'uscita del mixer è sfruttata in modo bilanciato con due filtri ceramici da 455 KHz, uno per pin d'uscita. I filtri sono uguali per avere uguale attenuazione e sfasamenti.





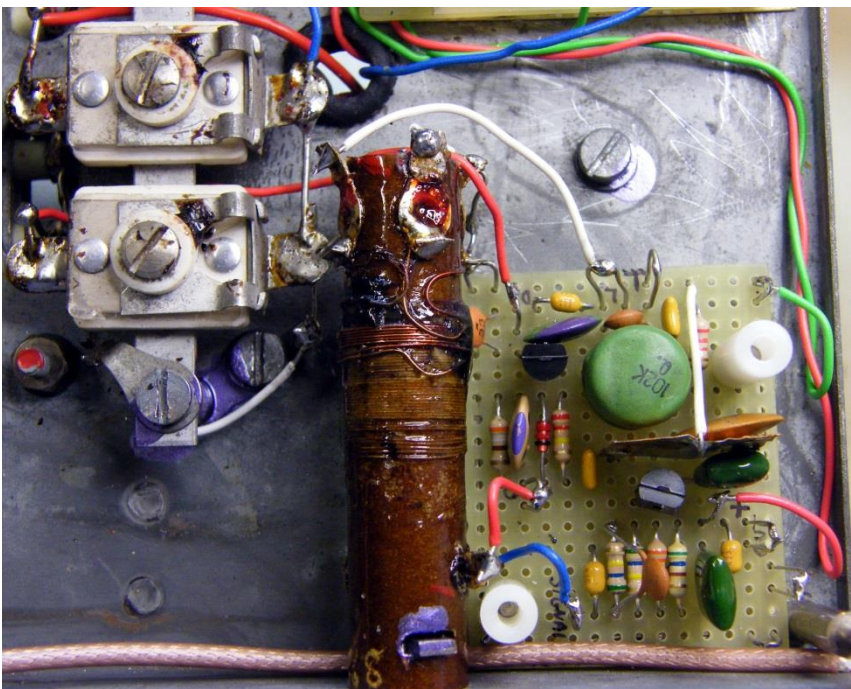


## VARIABLE FREQUENCY OSCILLATOR

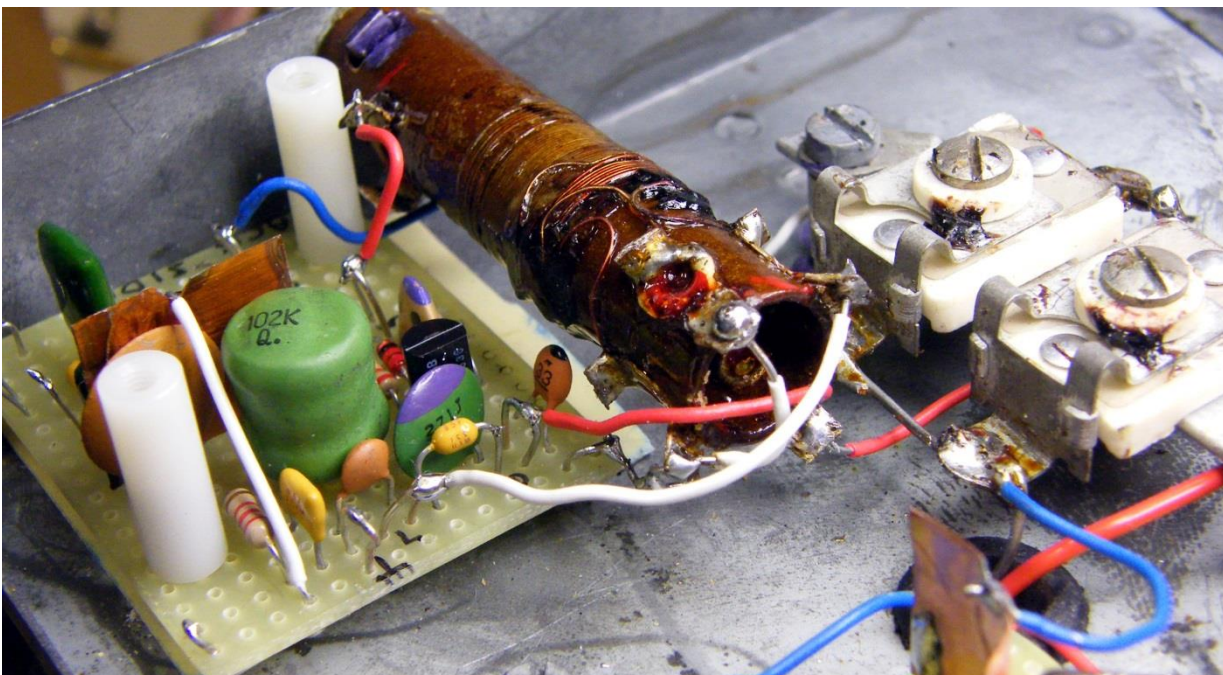
Si basa sull'utilizzo del circuito accordato esistente, induttanza Lx e condensatore variabile, e anche stesso tipo di circuito, con reazione tra Drain e Source con link induttivo. La bobina originale ha due link perché la reazione avveniva sul catodo (filamento) di una valvola a riscaldamento diretto.

Questo secondo link ora serve per pilotare un buffer a FET. Sia oscillatore che buffer sono FET tipo BF245.

L'oscillatore incorpora un regolatore automatico di ampiezza costituito da un diodo BA220 tra Source e Gate, che è a terra per la radio frequenza. Senza di esso la reazione con i valori originali di capacità ed induttanza è troppo forte ed il segnale risulterebbe distorto. E in più ho aggiunto una resistenza in serie al Drain, diminuendo la tensione di alimentazione, 2k2 ohm per 3.7 Volt dc sul Drain e una sinusoide perfetta e costante su tutta la gamma di 7 Volt pp.



L'induttanza ha due blocchetti di pulviferro all'interno ma non sono regolabili.





Purtroppo questo è un handicap: infatti è difficile, direi impossibile riallineare perfettamente l'escursione di frequenza del ricevitore alla scala originale. Dovrò per forza fare una patch sulla scala. Ma come facevano gli inglesi al tempo?

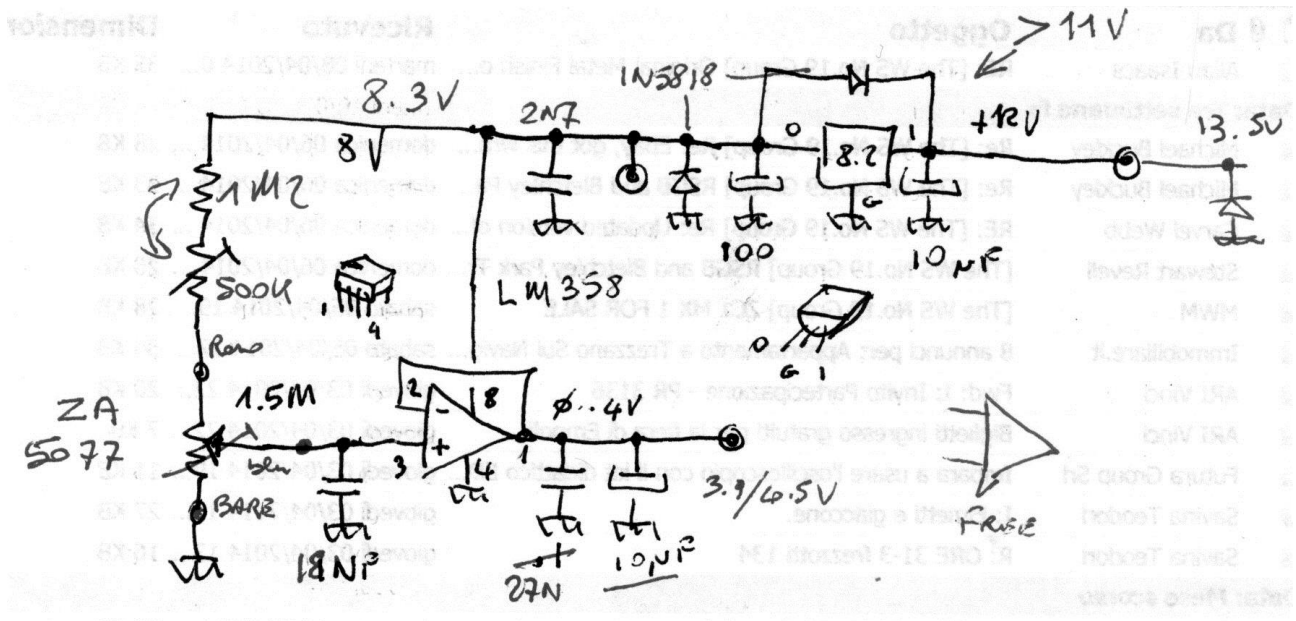
Ebbene, ho immaginato che le spire della bobina venivano "stirate" o "comprese" e subito dopo imbevute di cera. Io invece per evitare che la bobina acciaccata dall'età si sfaldasse, la ho messa a bagno nella vernice trasparente nitro, bloccandola per sempre. Se qualcuno vuol darmi del pirla faccia pure, ma per cortesia suggerisca anche un sistema più efficace.

Ho notato che l'oscillazione è critica se la capacità in parallelo al CV è più piccola di almeno 20 pF. Altra segnalazione riguarda il buffer: dal link il segnale è circa 800 mV pp e va ridotto perché al mixer ne serve meno, quindi ho fatto un partitore di resistenze di valore elevato, 560K ohm. Senza una capacità di 22pF in parallelo ad una di esse l'uscita cade a zero per evidente capacità interna del FET tra Gate e Drain.

## SISTEMA AGC MGC

Come dato di progetto ho scelto di mantenere il potenziometro di gain quale unico comando per la variazione di volume e gain. Quindi il circuito interno si deve adattare a fornire le corrette tensioni di comando ai diversi stadi. Inoltre il controllo automatico di guadagno deve interagire correttamente con il controllo manuale.

Il WS68 originale accendeva il BFO per la ricezione della telegrafia (continuous wave) quando il potenziometro di gain veniva posto al massimo (full clockwise). Nel mio progetto ho deciso, ed è l'unica variazione in deroga all'originale, di utilizzare lo switch in origine dedicato per risparmiare la tensione anodica ed ora per selezionare i modi AM e CW (LSB). Il controllo automatico di guadagno ha costanti di tempo diverse per i due modi di operazione.



In alta e media frequenza sono utilizzati due tipi di circuito amplificatore: con mosfet dual gate e con circuito integrato tipo MC1350P. Poi c'è il volume di bassa frequenza.

I mosfet richiedono una tensione che varia tra 0 e 4 Volt per gestire da minimo a massimo guadagno.

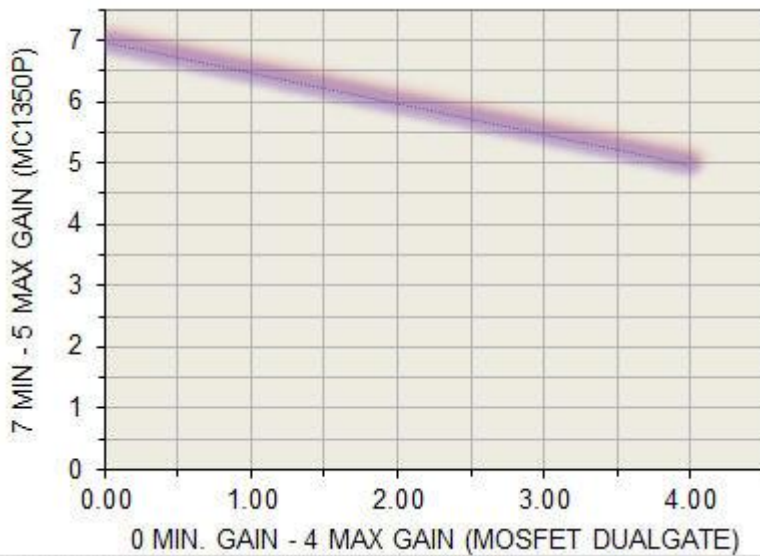
Il circuito integrato MC1350P (o SN76600P) invece richiede una tensione di controllo che varia da 7 a 5 Volt da massimo a minimo guadagno.

Il potenziometro di gain ha un valore di 1.5 Megaohm, ed è in serie ad un'altra resistenza aggiustabile per avere una variazione esattamente tra 0 e 4 Volt. Un buffer a operazionale rende disponibile il valore per i vari stadi senza preoccupazioni di carico.





Il buffer e il partitore sono alimentati da una tensione di 8Volt regolata da un 78L08. La tensione in uscita misurata in questo esemplare è di 8.3 V.



Il grafico sopra mostra la corrispondenza tra i due valori di tensione che devono essere agganciati. Per far questo ho usato un amplificatore operazionale sommatore invertente con offset. Può interessare come ho calcolato il circuito per replicarlo con altri parametri.

Il segnale originale da 0 a salire 4 V va invertito, a scendere, con un guadagno di 0.5. Inoltre va traslato per avere 7 V out con 0 V in e 5 V out con 4 V in. L' op-amp (LM358) è alimentato tra il 12V e il comune.

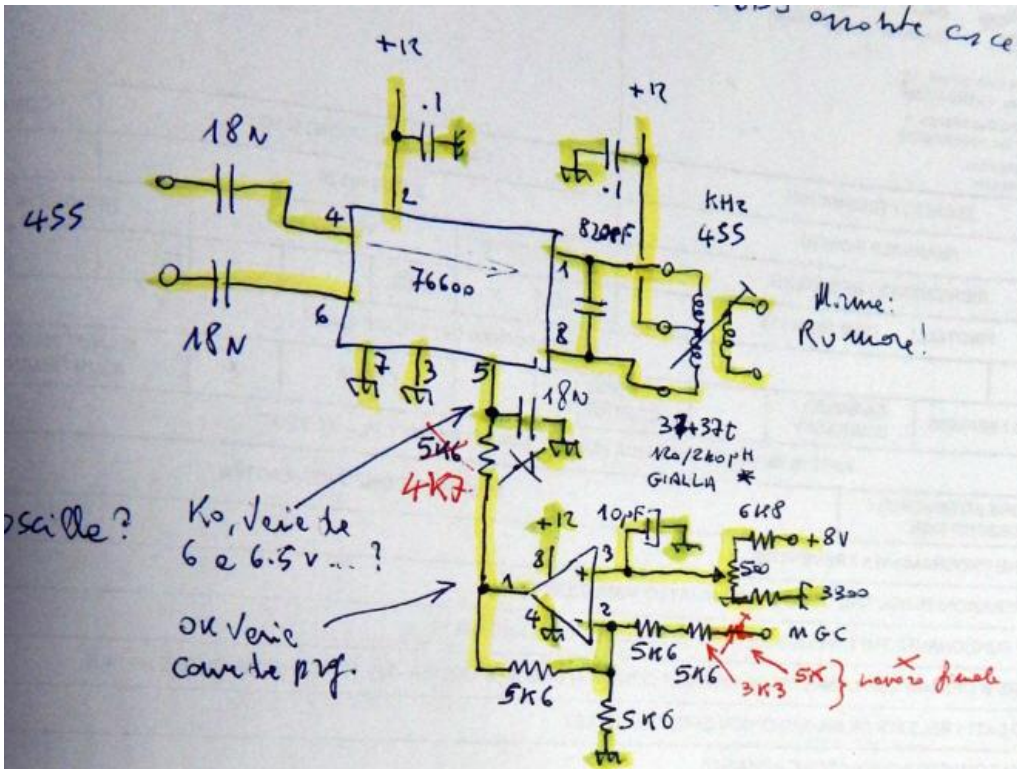
L'uscita del sommatore è descritta da questa formula:  $V_o = -R_f \left( \frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} \right)$ . Inoltre il rapporto tra  $R_f$  e  $R_1$  è di 1 a 2 per avere guadagno metà.  $V_1$  è il valore che cambia da 0 a 4V.  $V_2$  è fisso, ponendo i valori dati in un sistema con la formula precedente darebbe -7V. Non è fattibile, quindi si alza la tensione sull'ingresso non invertente per creare uno zero virtuale. (appunti su lablog 42).  $R_2$  è uguale a  $R_f$ .

			$v_i$	$v_o$	
$v_r$	3.200787	3.200787	0	15.05556	
$v_i$	0.69	3.93	0.285714	13.99735	
$v_{i1}$	-2.51079	0.729213	0.571429	12.93915	
$v_o$	12.5	0.5	0.857143	11.88095	
			1.142857	10.82275	
$r_i$	2217		1.428571	9.76455	
$r_f$	8211.111		1.714286	8.706349	
$g$	3.703704		2	7.648148	
$v_{i0}$	0.69		2.285714	6.589947	
$v_{o0}$	12.5		2.571429	5.531746	
$v_{iM}$	3.93		2.857143	4.473545	
$v_{oM}$	0.5		3.142857	3.415344	
			3.428571	2.357143	
$i_r$	0.001133		3.714286	1.298942	
			4	0.240741	

per calc amp inv

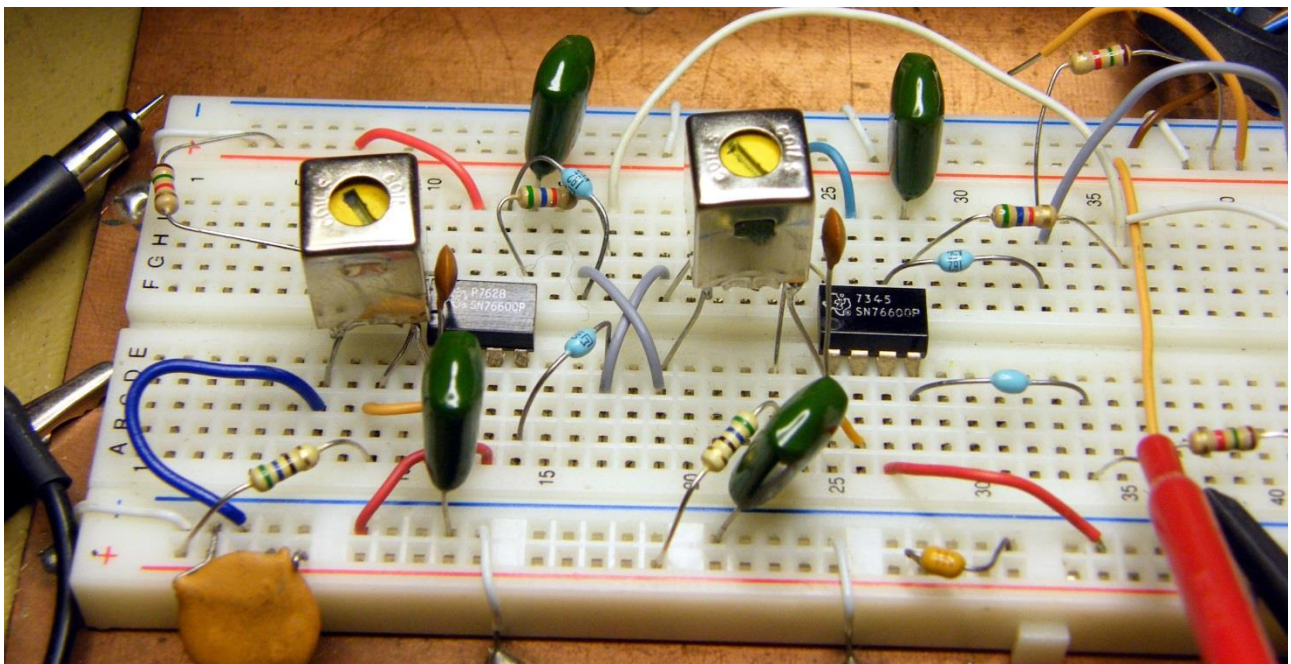


La tensione pivot si calcola ponendo V1 e V2 a zero, e Vo a +7V. Con i rapporti di resistenza sopradetti si ha una tensione sul pin invertente che deve essere uguale alla tensione pivot. Dato Rf uguale a 1 il parallelo di R1 e R2 è pari a 2/3, 0.66666 periodico.



Il totale è quindi 1.66666 su cui ci sono 7Volt. Il partitore fa  $7 \cdot 0.66666 / 1.66666 = 2.8$  Volt che diventa uno zero virtuale per l'operazionale. V2 diventa un -2.8 virtuale e V1 varia da -2.8 a +1.2V. Con questi valori sostituiti alla prima formula data si verifica che i valori in uscita, più 2.8, danno il risultato voluto.

Il valore di 2.8V si ottiene da un partitore variabile alimentato sempre dalla tensione stabilizzata di 8V. Il valore di Rf può essere ad esempio 5k6 come anche R2, e R1 si fa con due resistenze serie da 5k6.



Buon divertimento, Alessandro Frezzotti