

Versione	Del	Descrizione
0	04/12/2011	Prima stesura
0.1	20/12/2013	Modifiche minori

By i4nkf fabrizio(at)restori(dot)it

Per presentare il kit rockmite<sup>1</sup> ad un gruppo di novelli autocostruttori della sezione ARI di Parma, ho rivisto in modo critico lo schema del kit.

In particolare mi sono soffermato sullo stadio finale. Il rockmite, un RTX QRP in CW, ha un finale in **classe C** realizzato con un 2N2222 alimentato solo in fase di trasmissione, seguito da un doppio filtro  $\pi$ .

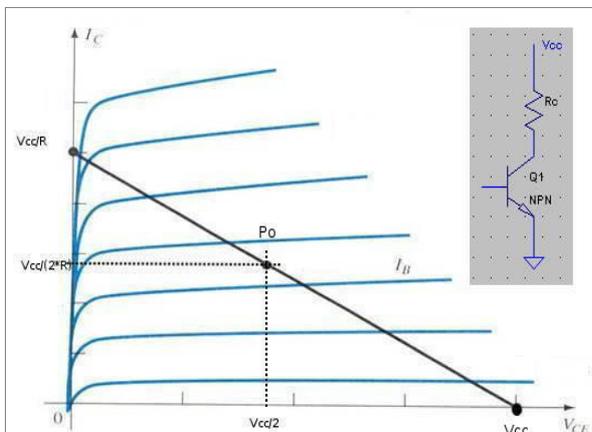
Per analizzare il PA (Power Amplifier) alcune considerazioni teoriche mi sembrano utili.

### Classi di amplificazione.

Come noto le classi di amplificazione si differenziano principalmente in base al periodo di conduzione del dispositivo attivo (DA), che per comodità pensiamo alimentato da un semplice segnale sinusoidale.

La polarizzazione del dispositivo attivo è l'elemento chiave per il funzionamento in una classe piuttosto di un'altra.

In **classe A** il dispositivo attivo, il transistor<sup>2</sup> conduce corrente per l'intera durata del periodo della sinusoide in ingresso, per 360°. Per ottenere questo il DA è polarizzato con il punto di riposo<sup>3</sup> al centro della zona attiva (e lineare) del transistor.



In questa condizione, anche a riposo, il transistor è percorso da corrente e ha una tensione  $V_{CE}$  diversa da zero, quindi dissipa potenza anche se nessun segnale in ingresso è presente.

Per le considerazioni che ci interessano si può ritenere  $V_{CE}$  pari a  $V_{CC}/2$ , quindi la corrente di

collettore a riposo è  $I_C = \frac{V_{CC}}{2} * \frac{1}{R_C}$ .

L'efficienza (rendimento) di un amplificatore in classe A può essere facilmente valutata. Il rendimento  $\eta$  è il rapporto fra la potenza in uscita e

la potenza assorbita all'alimentatore  $\eta = \frac{P_u}{P_a}$ . La

potenza media assorbita all'alimentazione  $P_a = V_{CC} * I_C = \frac{V_{CC}^2}{2 * R_C}$ . La tensione sul carico  $R_C$ , varia,

nel caso ottimale fra 0 e  $V_{CC}$ , quindi  $V_{u_{pp}}$  è pari a  $V_{CC}$ . Il valore efficace è  $V_{u_{eff}} = \frac{V_{CC}}{2 * \sqrt{2}}$ . La corrente varia in modo simile, ma sfasata di 180° gradi rispetto la tensione  $V_C$ . Passa da  $V_{CC}/R_C$  a

1 <http://smallwonderlabs.com/> <http://www.ariparma.it/aripr/content/rockmite>

2 Nel seguito si farà riferimento ad un transistor, ma le considerazioni trattate si possono trasferire a tutti i dispositivi dai FET, ai MOSFET, alle valvole.

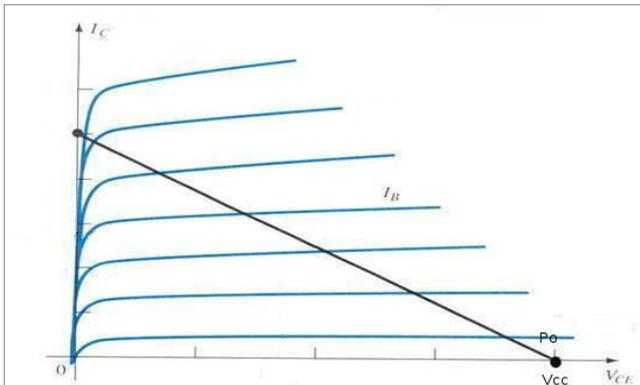
3 Il punto di riposo è definito dalle tensioni e dalle correnti nel dispositivo in assenza del segnale in ingresso.

0. Il valore efficace  $I_{c\ eff} = \frac{V_{cc}}{2 * \sqrt{2} * R_c}$  . La potenza di uscita è  $P_u = V_{u\ eff} * I_{c\ eff} = \frac{V_{cc}^2}{8 R_c}$  . Il

rendimento  $\eta = \frac{P_u}{P_a} = \frac{1}{4}$  .

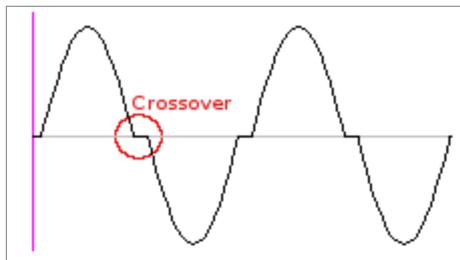
Il 25% dell'energia fornita dall'alimentatore, nel migliore dei casi, è disponibile sul carico. Per ottenere 1 Watt di potenza in uscita servono almeno 4 Watt dall'alimentatore, di cui 2 W sul dispositivo attivo e 1 W su  $R_c$ . Una ulteriore conseguenza pratica è la necessità di dissipare la potenza 'consumata' dal DA.

La bassa efficienza è il motivo per cui, in genere, l'amplificatore in classe A viene usato solo per piccoli segnali e basse potenze. Il pregio della classe A è la linearità. Il segnale in uscita è una copia esatta, ma amplificata del segnale in ingresso. Alcune ulteriori osservazioni possono portare ad un miglioramento della efficienza, ma il rendimento resta sostanzialmente basso.



Nell'amplificatore in **classe B** il dispositivo attivo amplifica per un mezzo periodo (180°) del segnale sinusoidale in ingresso. Il punto di funzionamento a riposo,  $P_o$ , del DA è al limite della interdizione.

In assenza del segnale di ingresso la  $V_{CE}$  è pari a  $V_{cc}$ . La corrente nel DA è 0 e non vi è consumo di energia a riposo.



Amplificare solo una parte del segnale comporta distorsione.

Nell'applicazione in classe B si risolve il problema usando due dispositivi complementari, in una configurazione tale che ed un dispositivo amplifica una semionda e il secondo dispositivo amplifica l'altra semionda.

I due dispositivi si devono comportare esattamente nello stesso modo amplificando in modo uguale. Le due semionde vanno 'ricucite' per ottenere il segnale di ingresso amplificato. Questa operazione spesso comporta distorsione detta di crossover.

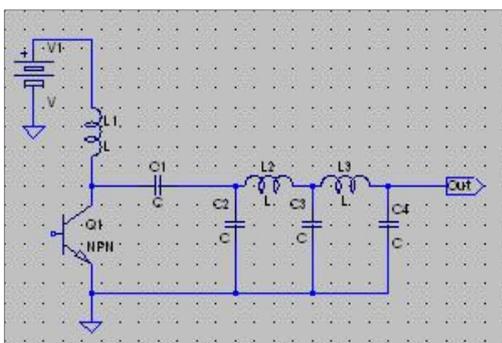
Il rendimento di una classe B migliora rispetto la classe A e raggiunge il 50%. Nella opportuna configurazione l'amplificatore può essere considerato lineare.

Nell'**amplificatore in classe C** il dispositivo attivo conduce per meno di 180°, ne risulta una forte distorsione, ma con una efficienza superiore al 50%. Il segnale amplificato non ha forma uguale al segnale di ingresso, ma di questo mantiene la frequenza fondamentale, rendendo adatta l'amplificazione in classe C per modulazioni come FM o CW, dove l'ampiezza non è in relazione all'informazione da trasmettere.

Nella classe C l'ingresso è pilotato con una tensione, per un periodo minore di 180°, sufficiente alta per portare velocemente il DA verso la saturazione, con una tensione  $V_{ce}$  bassa, idealmente nulla.

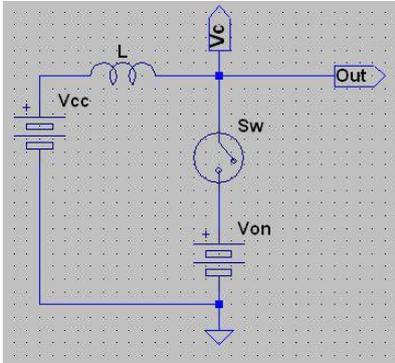
Durante questa fase la corrente  $I_c$  raggiunge il massimo valore, ma la potenza dissipata sul DA è bassa ( $P_d = V_{ce} * I_c$ ), idealmente nulla.

Per la rimanente parte del periodo il transistor è in



interdizione, con alta tensione  $V_{ce}$  e corrente di collettore nulla  $I_c=0$ . Ancora la potenza dissipata dal DA è bassa o nulla.

Questa è la spiegazione più semplice del rendimento della classe C. In realtà buona parte dell'energia dissipata dal transistor è dovuta ai brevi istanti di transizione fra la zona di saturazione e quella di interdizione, in questi momenti è significativa sia la corrente di collettore che la  $V_{ce}$ . Un filtro in uscita è indispensabile per ricostruire il segnale sinusoidale in ingresso e ridurre il forte contenuto armonico.

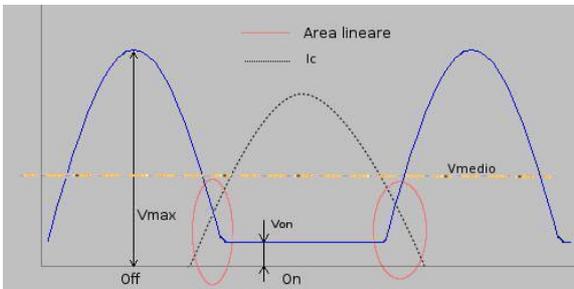


Per una analisi della classe C, Rutledge<sup>4</sup> suggerisce di considerare il transistor come un interruttore che funziona in On-Off con al più in serie un generatore di tensione di valore pari alla  $V_{ce}$  di saturazione.

La tensione di uscita al collettore, per una prima valutazione, la si può approssimare a una mezza sinusoide durante il periodo Off del transistor e pari a  $V_{ce}$  nel periodo On.

Il valore medio della tensione di collettore è  $V_{cc}$ , in virtù della induttanza L. L è scelta di valore abbastanza alto da considerarsi un

circuito aperto<sup>5</sup> per la frequenza di lavoro dell'amplificatore, mentre è un cortocircuito per le correnti continue.



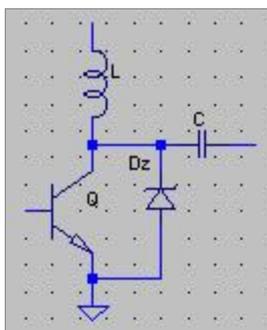
Questa considerazione permette di stimare il massimo valore  $V_{max}$  della tensione di collettore. Il valore di picco di una semionda positiva è pari a  $V_{max}=\pi*V_{medio}=\pi*V_{cc}$ .

Il picco di tensione sul collettore è più di 3 volte la  $V_{cc}$ . Di questo occorre tenere conto nella fase progettuale quando si sceglie il transistor. Questa sovratensione aumenta al diminuire del tempo di

conduzione del DA.

Una indicazione del rendimento la si può ottenere assumendo che la dissipazione avviene durante la fase di On del transistor e questo presenti una  $V_{on}$  pari alla tensione di saturazione del DA.

Detta  $I_o$  la corrente media di collettore, la potenza dissipata è  $P_d=V_{on}*I_o$ , mentre la potenza richiesta all'alimentatore è  $P_a=V_{cc}*I_o$ . La potenza sul carico è la differenza fra le due  $P_u=P_a-P_d$ .



Il rendimento  $\eta = \frac{P_a - P_d}{P_a} = \frac{V_{cc} - V_{on}}{V_{cc}}$ . Questa formulazione, fornisce una

sovrastima e indica come il rendimento è dipendente da  $V_{cc}$  e da  $V_{on}$ . Va anche osservato che  $V_{on}$  può avere valori relativamente alti perchè il transistor lavora in potenza con corrente di collettore alta. A questa valutazione manca la dissipazione dovuta al passaggio nella zona attiva durante le commutazioni On-Off e Off-On e la potenza dissipata durante la fase di conduzione della base.

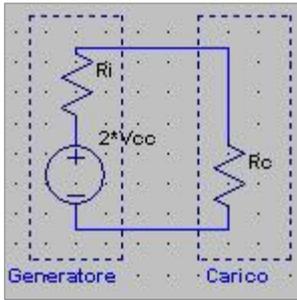
Per limitare le sovratensioni su  $V_{ce}$ , e proteggere il DA, si fa spesso uso di un diodo zener fra il collettore e massa, come in figura.

4 David B. Rutledge, The Electronics of Radio, Cambridge University Press.

5 Paragonata alla impedenza di uscita.

## Impedenza di uscita

L'impedenza di uscita di un classe C non è facilmente definibile. Durante la fase di Off ci troviamo con una alta impedenza, mentre durante la fase di On l'impedenza è bassa.



Una approssimazione della impedenza di uscita<sup>6</sup> si ha considerando la potenza erogata dal dispositivo in base alla tensione di alimentazione Vcc.

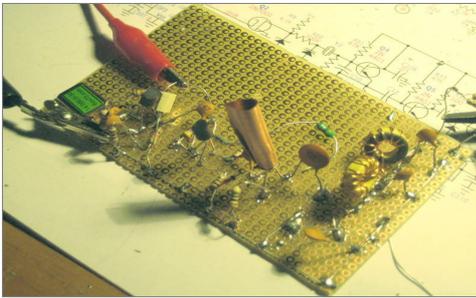
$$P_u = \frac{V_{cc}^2}{2 * R} \Rightarrow R = \frac{V_{cc}^2}{2 * P_u} \quad .(1)$$

La formula si ottiene pensando ad un generatore con tensione pari a 2\*Vcc e un circuito adattato in impedenza con valore Ri=Rc.

Con una alimentazione di 12 Volt, una potenza di 0,4 W si ha una R (impedenza di uscita) di 180 ohm. La scelta del DA si può fare in base a queste considerazioni, in modo da garantire una resistenza Ri adeguata alla

potenza richiesta.

## Il Rockmite



Ho provato a verificare quanto teorizzato sul finale del rockmite costituito da un 2N2222 e potenza di uscita di quasi ½ Watt.

La prima verifica è stata l'impedenza di uscita che dovrebbe essere di circa 180 ohm.

Non sono state fatte misure sofisticate per determinare l'eventuale parte reattiva, ma semplicemente ho variato il carico resistivo fino ad ottenere massima potenza sul carico. La resistenza è applicata direttamente al condensatore di disaccoppiamento del collettore, il filtro di uscita è escluso.

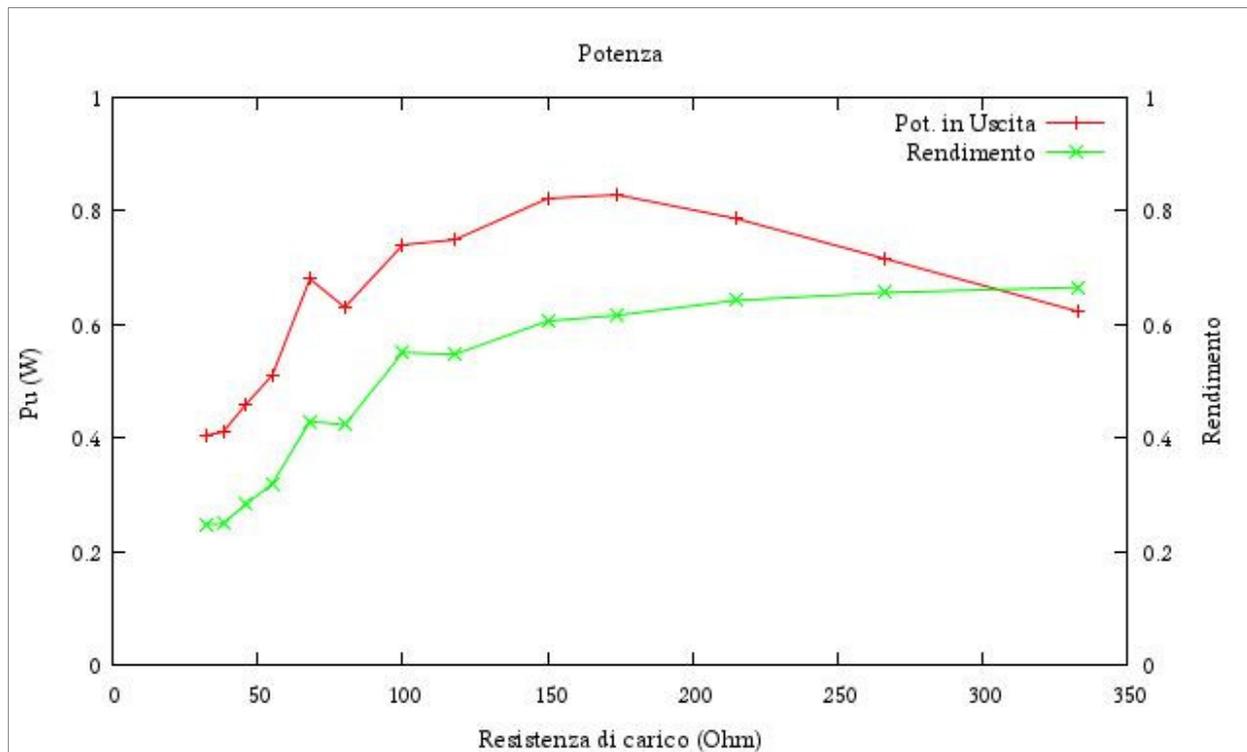
E' stata misurata la tensione efficace sul carico e calcolata la potenza su una resistenza nota.

Contemporaneamente è stato calcolato il rendimento del PA come rapporto della potenza di uscita con la potenza erogata dall'alimentatore.

6 Wes Hayward – W7ZOI, Introduction to Radio Frequency Design, ARRL

Il circuito di test è l'oscillatore a 7MHz, il buffer ed il PA del rockmite opportunamente riprodotti su uno stampato 1000 fori.

La misura ha confermato l'impedenza attesa di circa 150 ohm, con un rendimento del 61% e una potenza di uscita di quasi 800 mW. La (1) precedeva una resistenza di 90 ohm.



I dati sono riportati sul grafico, con evidenziato il punto di massima potenza, a cui corrisponde una resistenza di carico di 174 ohm.

All'aumentare della resistenza di carico il rendimento migliora, ma nel contempo diminuisce la potenza erogata. Per il circuito si rimanda allo schema del rockmite. I dati sono ottenuti con una alimentazione di 12 Volt.

A fronte di questa verifica è sorto il primo dubbio. Il filtro P-greco in uscita è simmetrico, quindi riporta sul lato di ingresso l'impedenza dell'antenna, in teoria di 50 ohm. Ne consegue un disadattamento di impedenza sul collettore del transistor: 180 contro 50.

Ho quindi lavorato per adattare l'impedenza, modificando il doppio filtro p-greco.

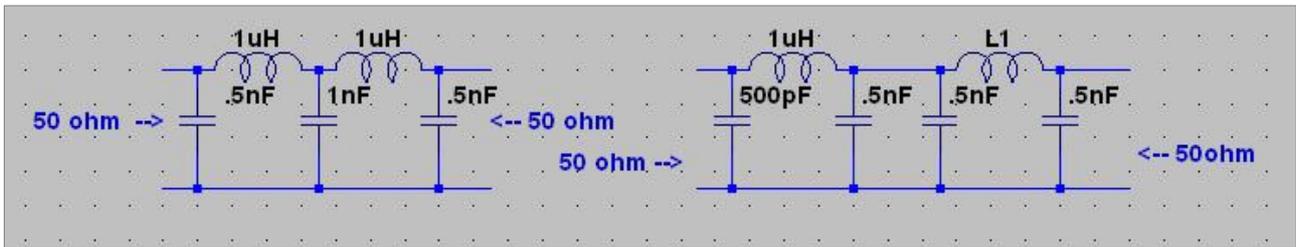
Il filtro può essere considerato come due p-greco in serie. Ho usato la prima parte per adattare l'impedenza a 180 ohm a 50. Allo scopo torna molto utile il programma Elise di Tonne software<sup>7</sup>, LTspice della Linear Technology<sup>8</sup> e Smith software di Fritz Dellsperger<sup>9</sup> (la versione che uso è la 2.03, ma esiste la 3.10). Tutti i software sono di libero uso.

Il filtro a due celle è stato scomposto per evidenziare le due parti, la prima viene sostituita con una rete C – L per adattare l'impedenza.

7 <http://www.tonnesoftware.com/>

8 [www.linear.com/designtools/software/](http://www.linear.com/designtools/software/)

9 <http://www.fritz.dellsperger.net/>

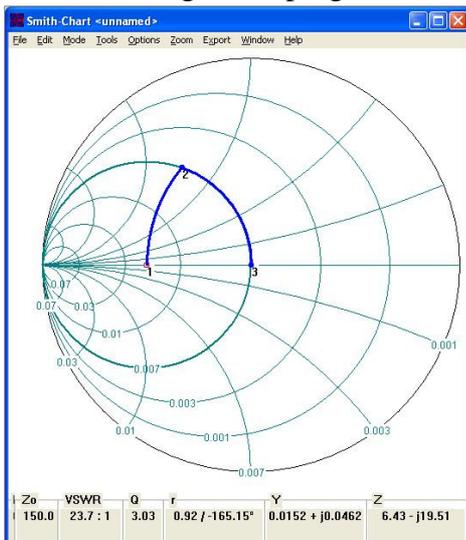


La figura e i valori dei componenti si riferisce al filtro per i 7 Mhz. I condensatori sono indicati con .5nF per comodità di illustrazione, i valori reali sono i più vicini a quelli disponibili commercialmente. Il condensatore da .1nF è stato diviso in due di metà valore per evidenziare le due celle. La prima cella viene sostituita con una rete C-L (C in parallelo L in serie). Lo stesso adattamento è possibile con una rete L-C, ma non è proponibile, perché l'intento è quello di avere, nel contempo un filtro passabasso per ridurre al minimo il contenuto armonico e non solo un adattamento di impedenza. Si può operare anche per riprodurre un p-greco, anziché un C-L, allo scopo di migliorare la risposta del filtro.

Il calcolo della rete di adattamento può essere fatto con alcuni calcoli relativi alle conversioni serie/parallelo.

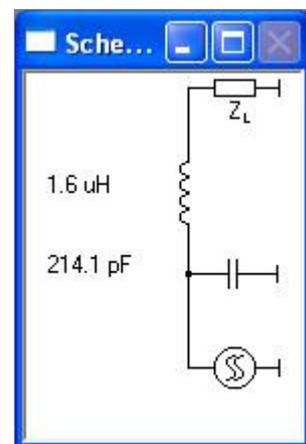
Più semplice, però, è utilizzare strumenti disponibili in rete come il citato Smith. Il diagramma viene impostato con impedenza caratteristica di 180 ohm (Options → change Zo). Si definisce la frequenza e l'impedenza di carico (DATAPOINT). A questo punto si 'viaggia' con il mouse sul diagramma per individuare i valori di induttanza e capacità

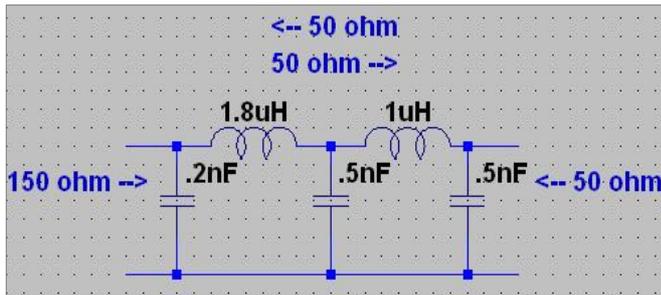
Ecco le immagini del programma Smith:



Ci si muove dal carico verso il generatore, prima ponendo in serie una induttanza. Con il mouse ci si può muovere sul cerchio di conduttanza costante pari a 1/180 S. Con un successivo condensatore in parallelo si compensa la componente reattiva per avere una impedenza di 150 ohm senza componenti reattive. Ci si muove sulla curva a conduttanza costante fino ad annullare la parte immaginaria.. Cliccando sul diagramma di smith, nei punti desiderati, il programma calcola automaticamente i valori di induttanza e capacità. E' più difficile da descrivere che da fare.

Data Points	
DP-Nr. 1	[50.000 + j0.000]Ohm
DP-Nr. 2	[50.000 + j70.955]Ohm
DP-Nr. 3	[150.692 + j0.000]Ohm





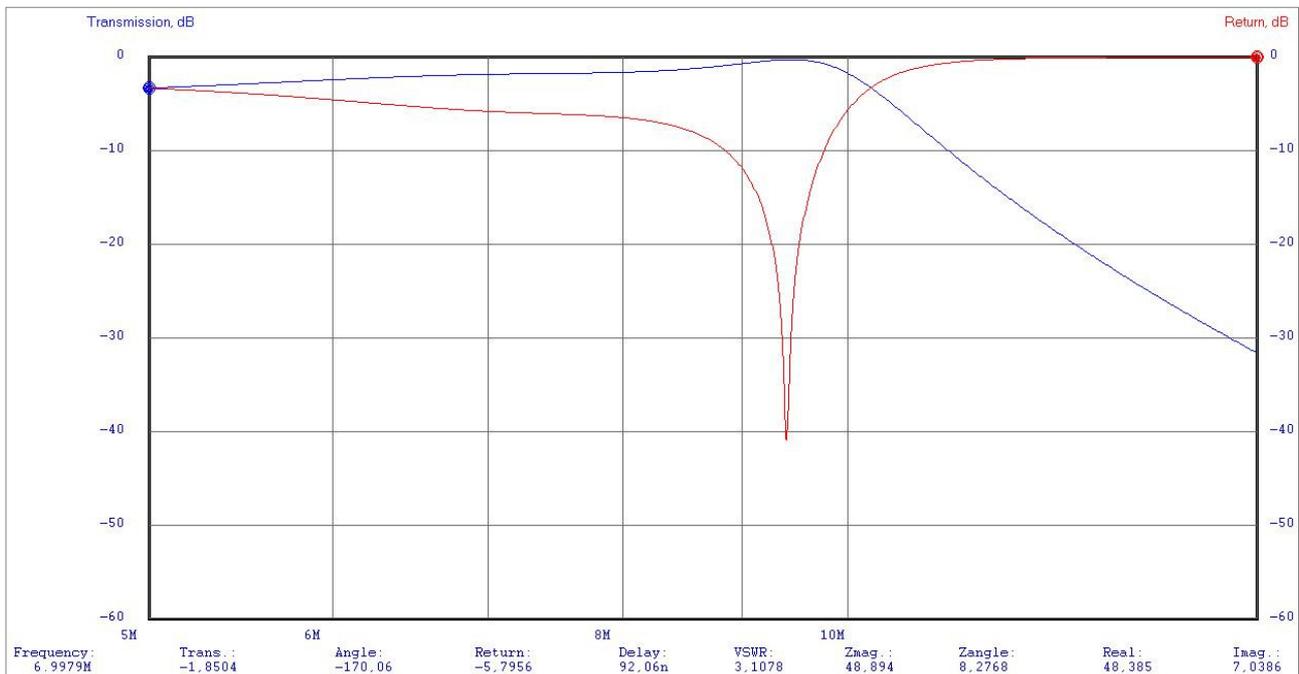
Il nuovo circuito è il seguente.

Il filtro p-greco è un passabasso, per il suo impiego la frequenza di taglio non è troppo critica, basta sia superiore (es. 8 o 10 MHz) alla frequenza generata (7MHz, in questo caso). La rete di adattamento, invece, va calcolata alla frequenza di funzionamento, 7 MHz.

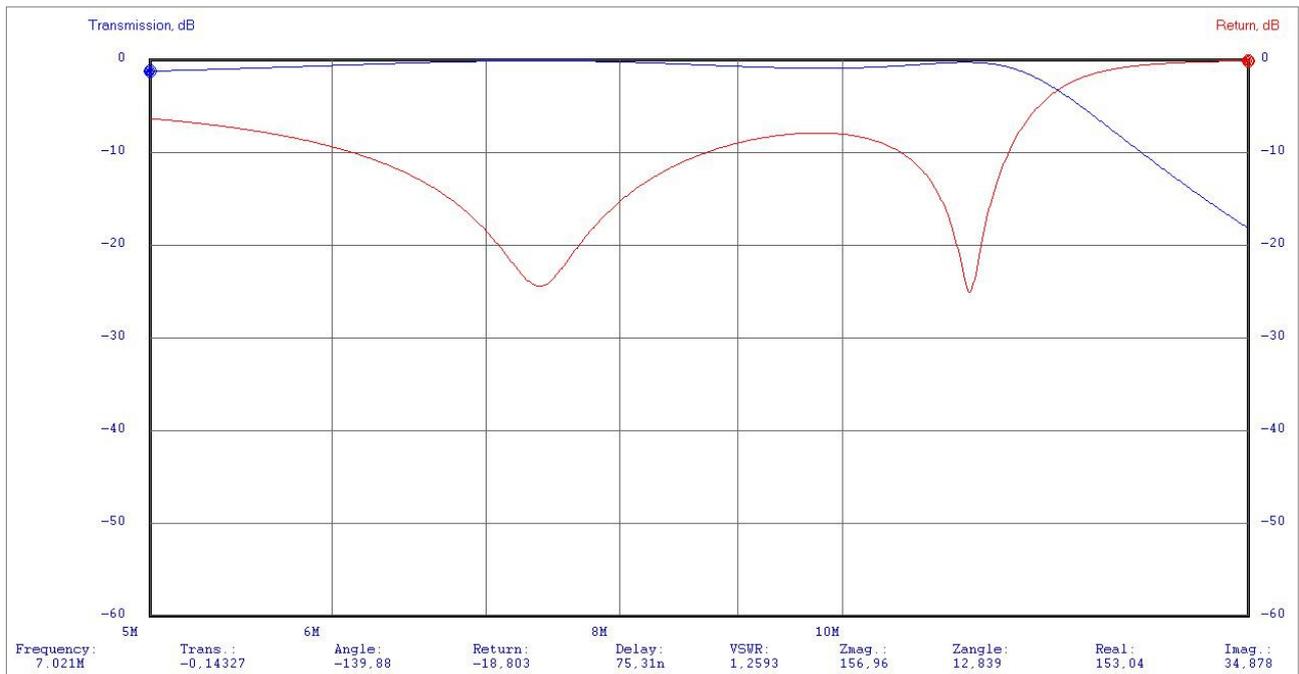
Elise può essere usato per vedere il

comportamento del filtro con generatore a 150 ohm e carico a 50:

Nella figura è riportato l'andamento del filtro p-greco del progetto originale del rockmite considerando un carico di 50 ohm e una resistenza interna del generatore (l'amplificatore) di 180 ohm..



Si può notare una perdita di inserimento di circa 1,8 db a circa 7MHZ.



Il filtro adattato presenta un migliore return loss a 7MHz.

La realizzazione pratica del prototipo è servita per verificare quanto descritto.

I valori di capacità sono stati scelti fra quelli commercialmente disponibili. Le induttanze sono state costruite su toroidi. Inizialmente avevo usato induttanze in SMD, solo perché disponevo di diversi valori, ma il risultato è stato insoddisfacente perché i valori di  $Q_u$  (unloaded  $Q$ ) troppo bassi e quindi perdite alte. Per un tuning migliore si può sostituire la capacità da 200nF con una di valore minore e in parallelo un compensatore per una migliore taratura.

Sul carico, a rete disadattata la potenza di uscita misurata è di **400 mW** a rete adattata è di **490 mW**. La potenza richiesta all'alimentatore è di 960 mW con un rendimento complessivo di poco superiore al **50%**. La potenza erogata al collettore è ovviamente più alta perché ingloba anche il contributo delle armoniche oltre alle inevitabili perdite sul filtro.

### Considerazioni conclusive.

La strumentazione utilizzata è modesta, un oscilloscopio digitale e un multimetro, alla portata di molti. Per fortuna l'oscilloscopio in mio possesso è in grado di fornire il vero valore efficace, valori usati per il calcolo della potenza.

La misura della resistenza di uscita è solo indicativa, un metodo più preciso ed in grado di fornire la parte reattiva è preferibile.

I dati riportati sono per la frequenza di 7 MHz, ma il circuito è stato testato anche a 14 MHz riscontrando alcune differenze.

A 7 MHz la potenza in uscita è sensibilmente superiore rispetto i 14 MHz. Anche i rendimenti sono stati migliori.. A 14 MHz la rispondenza con la (1) è quasi perfetta.

Come già indicato, la potenza di uscita dal filtro è sensibilmente più bassa di quella trovata nella valutazione della resistenza di uscita fatta direttamente al collettore, questo perché il filtro elimina le armoniche e il relativo contributo in potenza<sup>10</sup>.

Nell'ipotesi di un segnale a semionda al collettore, la seconda armonica ha un peso di quasi il 20%,

<sup>10</sup> Ipotizzando un filtro ideale, senza perdite, la potenza delle armoniche viene dissipata sul dispositivi attivo. A monte del filtro,

ma il segnale al collettore è più complesso, lo si può pensare come un impulso stretto (minore del semiperiodo) e la componente armonica è maggiore.

L'adattamento del filtro ha portato un miglioramento forse inferiore a quello previsto, ma comunque significativo, più del 20% di aumento della potenza. L'idea di adattare le impedenze è da ritenersi valida.

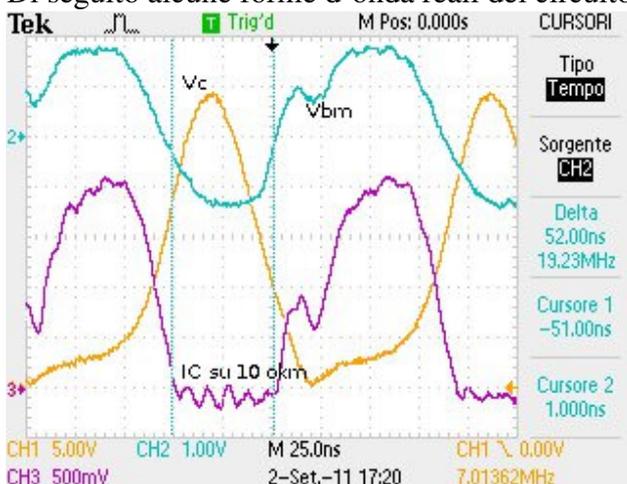
Nella realizzazione pratica, la prima capacità in parallelo al transistor può essere diminuita per applicare in parallelo un compensatore e ottenere un migliore adattamento con una taratura. In merito, la capacità effettiva è certamente minore di quella calcolata, perché occorre tenere conto della capacità parassita fra collettore ed emettitore.

Non sono fatte particolari considerazioni in merito alla induttanza che porta il collettore a  $V_{cc}$ . Si è detto deve essere abbastanza alta, paragonata alla resistenza di uscita, per comportarsi come circuito aperto alla frequenza di lavoro. L'induttanza si carica di energia durante la fase di ON del transistor, e si scarica verso il carico durante la fase di OFF. L'ideale è un valore di induttanza tale che, alla fine dello stato di OFF, non ci sia più energia immagazzinata, che altrimenti verrebbe eliminata dal transistor nella successiva fase di ON. Quest'osservazione per dire che l'induttanza non deve essere troppo piccola, ma nemmeno troppo elevata.

Migliorare il rendimento e la potenza in uscita ha senso sia in QRP, dove l'autonomia in portatile è importante, come ad alte potenze, non tanto per il risparmio energetico, utile in questo periodo nel quale il green power è di moda, ma per il risparmio nel dimensionamento dell'alimentatore del transistor e del suo raffreddamento.

Il prossimo proposito, tempo permettendo, è indagare sulle classi D, E ed F.

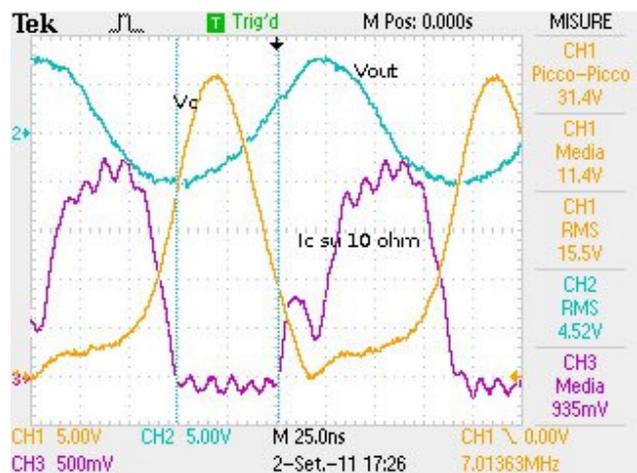
Di seguito alcune forme d'onda reali del circuito.



In giallo la tensione al collettore. Il picco raggiunge i 31 Volt.

In viola la tensione all'emettitore, che va a massa su una resistenza di 10 ohm nominali.

In turchese la tensione di base rispetto massa.



In turchese la tensione di uscita. Il filtro potrebbe essere migliore!

La regione di sicura interdizione e di sicura interdizione, con  $V_e$  a zero, ha durata di 52nS, contro un periodo di 140 nS. La saturazione dura un periodo di circa 60 nS. i rimanenti 30 nS sono il transito nella zona lineare del transistor.