

Amplificatore Lineare da 150W per i 2m con Mosfet MRF9180



Negli ultimi decenni uno dei maggiori contributi allo sviluppo delle tecnologie e della componentistica nel mondo delle TLC è sicuramente arrivato dal settore della telefonia mobile. Nel corso degli anni, a livello mondiale, il numero di terminali e, di pari passo, degli impianti di rete prodotti ha raggiunto cifre astronomiche anche perché l'obsolescenza, in questo campo, è estremamente rapida.

Ricordo solo che nel giro di poco più di vent'anni si sono avvicendate ben cinque generazioni successive nelle tecnologie di rete mobile e la vita media, non solo dei terminali, ma anche degli impianti di rete è stata mediamente di 4-5 anni. Diretta conseguenza di questa rapida evoluzione è l'ampia disponibilità sul mercato di componenti quali ad esempio i MOSFET RF di potenza utilizzati negli impianti di trasmissione.

Da oltre un decennio lo sviluppo della tecnologia LDMOS (*laterally diffused metal oxide semiconductor*) ha fatto sì che i MOSFET abbiano definitivamente soppiantato, in ambito RF l'impiego dei tubi anche per potenze elevate, dell'ordine del KW, e fino a frequenze superiori ai 3GHz anche se i primi impieghi di mosfet nell'ambito dei dispositivi RF di potenza risale addirittura agli anni '80. L'ormai famosissimo "*Engineering Bulletin EB104*" di Motorola risale addirittura al 1983.

Purtroppo questi dispositivi, soprattutto quelli in grado di erogare potenze molto elevate, hanno tuttora prezzi decisamente elevati e comunque tali da non invogliare l'OM medio a cimentarsi nell'impresa di realizzare "in casa" un PA con l'impiego di tali dispositivi anche se in realtà non si tratterebbe di realizzazioni particolarmente complesse.

Un' opportunità a basso costo per fare esperienza con questi dispositivi può appunto arrivare dai MOSFET prodotti per il mercato delle reti di telefonia mobile in quanto l'elevatissimo numero di dispositivi prodotti, ma soprattutto come accennavo prima, la rapida obsolescenza, in particolare tra i dispositivi utilizzati negli impianti meno recenti (GSM e UMTS), ha fatto sì che si possano reperire, a costi molto contenuti, MOSFET di potenza in grado di lavorare fino ad 1 GHz ed oltre e in grado di erogare potenze dell'ordine di circa 100 – 150 Watt.

Navigando in rete sarà capitato a molti di vedere offerte a prezzi stracciati relative a KIT di amplificatori per HF ma soprattutto per VHF e UHF, alcuni di questi progetti utilizzano dispositivi provenienti appunto dal mondo della telefonia mobile, ad esempio quelli sviluppati attorno ai MOSFET MRF186, MRF9120 e MRF9180.

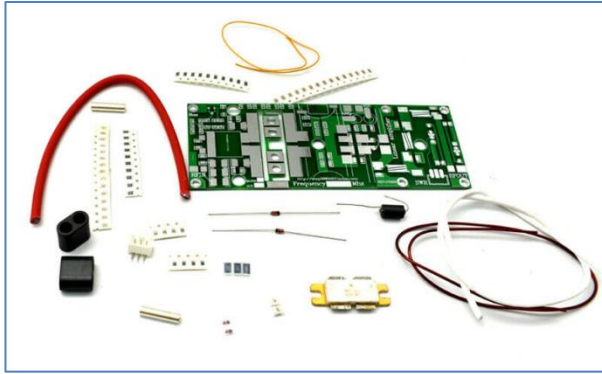


Fig.1 – Contenuto del Kit



Fig.2 – pallet assemblato

In questo articolo descriverò la realizzazione di un PA per la banda dei 2m basato appunto su uno dei più diffusi “pallet” cinesi equipaggiato con MRF9180. Il Kit visibile in fig.1 e 2 può essere acquistato in rete per un costo che mosfet compreso non supera i 50-60€. Cimentarsi con l’assemblaggio di uno di questi Kit è cosa relativamente facile e alla portata di chiunque abbia un minimo di dimestichezza con il saldatore e permette a mio avviso di familiarizzare con questo tipo di realizzazioni rimanendo peraltro sorpresi della semplicità con la quale si possono ottenere da questi dispositivi ottime prestazioni, anche in termini di potenza e, cosa non trascurabile, impegnando cifre irrisorie.

Per fare un altro esempio molto noto basta pensare che da una coppia di MRF300 si possono ottenere oltre 500W con un costo che per la coppia di mosfet non supera i 100€.

LDMOS MRF9180

MRF9180 è un doppio LDMOSFET prodotto da *Motorola* nei primi anni 2000 e progettato per l’impiego come amplificatore RF di potenza per le stazioni radio base di telefonia mobile operanti nella gamma 800-900 MHz. Come riportato nel datasheet, in configurazione push-pull classe AB ($I_{DQ}=1400\text{mA}$) è in grado di erogare a 26Vdc una potenza RF di 170W a 880MHz (@1dB compression point) con un guadagno di 17 dB e un rendimento di circa il 55-60%



Fig.3 – MRF9180

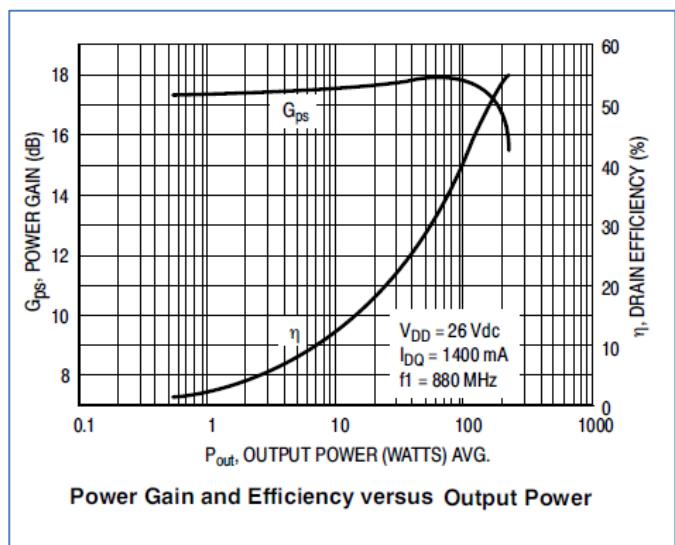
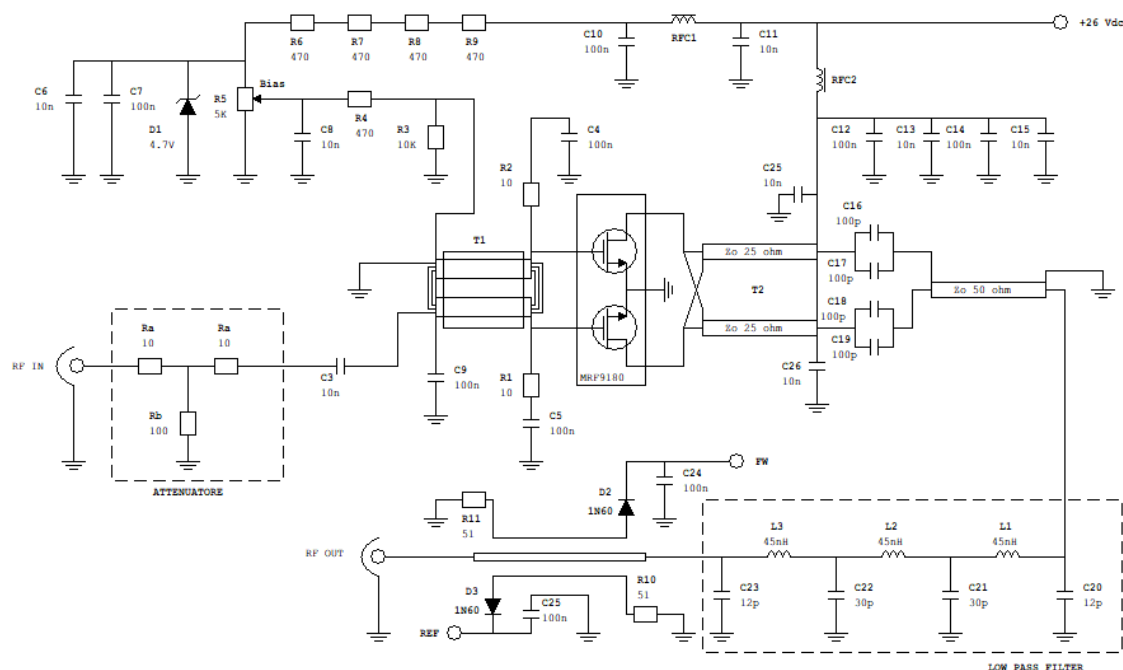


Fig.4 – Guadagno ed efficienza

Descrizione del Circuito

In uscita i due Drain del MRF9180 sono collegati ad un TLT (*Trasmission Line Trasformer*) T2 con rapporto di trasformazione 1:4 costituito da due spezzoni di cavo coax da 25ohm della lunghezza di 17 cm, seguito a sua volta da un balun 1:1 T3 per adattare i 50 ohm bilanciati di T2 con i 50 ohm sbilanciati verso il carico. T3 è realizzato con uno spezzone di cavo coax da 50 ohm della lunghezza di 17 cm. Tra T2 e T3 sono posti i condensatori C16-C19 che hanno la funzione di isolare l'uscita RF dalla tensione di alimentazione dei Drain.



Tornerò più avanti sul TLT di uscita perché riveste un aspetto determinante per le performance dell'amplificatore su cui credo sia utile fare un approfondimento.

Pochè attraverso i condensatori C16-C19 passa la RF in uscita è necessario impiegare condensatori per RF in porcellana ad alto Q di ottima qualità in grado di reggere la potenza in uscita.

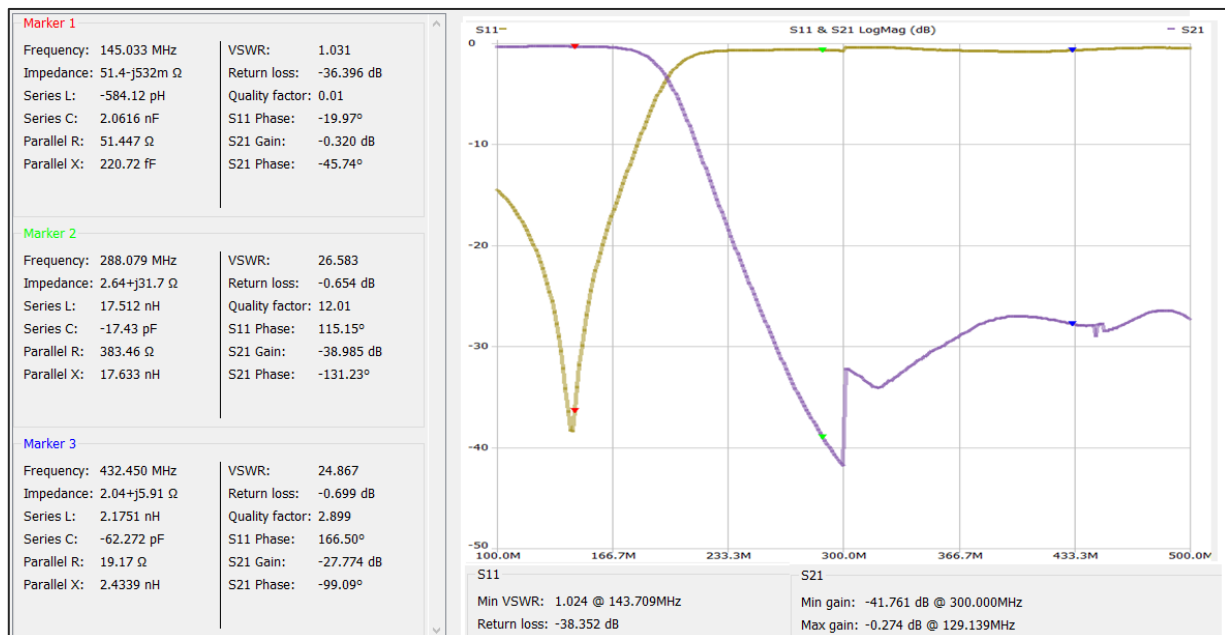


Fig.6 – Caratteristica del filtro LPF

All'uscita di T3 è posto un LPF (low pass filter) a tre celle (L1-L3 C20-C23) dimensionato per una $f_t = 200$ MHz e in grado di attenuare oltre 30 dB le componenti armoniche del segnale in uscita. Le bobine L1-L2-L3 sono costituite da 3 spire di filo di rame argentato da 1,5mm avvolte su un diametro di 8mm e leggermente spaziate fino a raggiungere la lunghezza di 6mm per L1 e di 9-10mm per L2 e L3.

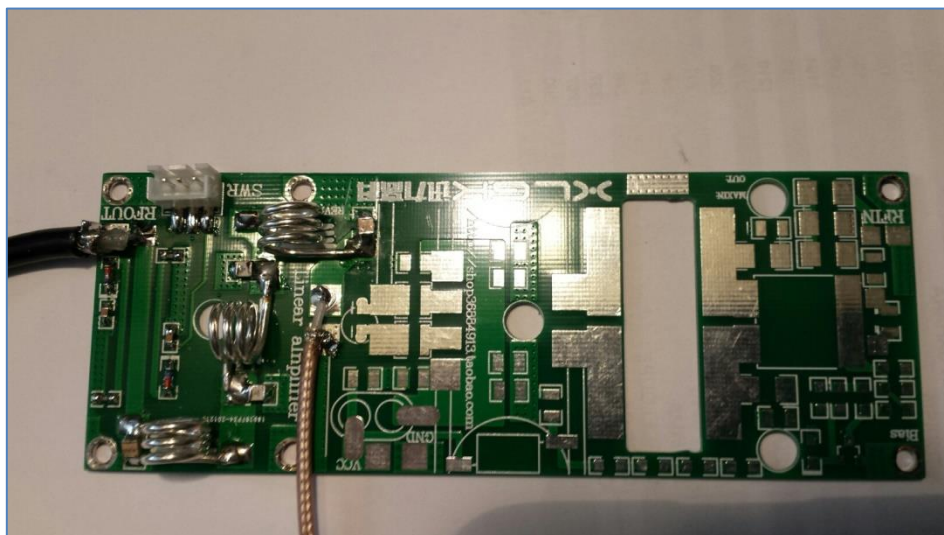


Fig.7 – assemblaggio del filtro LPF

Per prima cosa ho installato i componenti del filtro e prima di completare l'installazione degli altri componenti ho provveduto a testarlo strumentalmente con VNA, in fig. 6 sono riportati i diagrammi e i parametri rilevati.

Inoltre, come vedremo più avanti, la caratteristica di trasferimento del filtro potrà avere un ruolo anche nel corretto adattamento di impedenza necessario per ottenere il massimo rendimento dell'amplificatore.

All'uscita del filtro è presente un accoppiatore direzionale utile per misurare il valore di SWR e per comandare la logica di controllo per la protezione da SWR elevato. E' opportuno ricordare infatti, come anche riportato sul datasheet, che questa famiglia di Mosfet non tollera eccessivi livelli di SWR (SWR Max < 10:1) per cui è assolutamente necessario prevedere una protezione per inibire il funzionamento dell'amplificatore in caso di SWR elevato pena la distruzione del dispositivo.

In fase di realizzazione ho dovuto sostituire i diodi forniti nel kit con una coppia di 1N60 in quanto utilizzando quelli in dotazione la tensione in uscita dall'accoppiatore direzionale era pressochè nulla e non era in grado di pilotare la logica di controllo.

Si procederà poi al montaggio di tutti i componenti lasciando per ultimi i due spezoni di coax che costituiscono rispettivamente T2 e T3 (fig.10). Una volta fissato il PCB al radiatore si procederà in ultimo all'installazione del mosfet avendo cura di utilizzare una adeguata quantità di pasta termoconduttrice per migliorare il trasferimento di calore.

Adattamento di Impedenza in Uscita

Le performance di un amplificatore come quello di cui stiamo parlando, sono particolarmente influenzate dal corretto adattamento al carico per questo motivo è utile porre una particolare attenzione nel dimensionamento del circuito di adattamento. In questo progetto è stato utilizzato un trasformatore RF (T2) di tipologia TLT (*Transmission Line Transformer*) che si comporta come trasformatore a larga banda con rapporto di trasformazione 1:4 con ingresso e uscita bilanciati.

Proviamo a descrivere qual'è il funzionamento di questa tipologia di trasformatori, facciamo riferimento alla figura 8 che riporta il dettaglio delle connessioni di T2. Come già detto ingresso e uscita sono "bilanciati" questo ci permette di considerare l'impedenza di ingresso Z_i , e di uscita Z_u , come costituite da due impedenze di valore pari alla metà $Z_i/2$ e $Z_u/2$ poste in serie e con il punto comune connesso a massa. Se consideriamo quindi $Z_u=50$ ohm abbiamo che $Z_u/2$ è pari a 25 ohm che è peraltro l'impedenza caratteristica dei due tratti di linea coassiale che costituiscono il TLT.

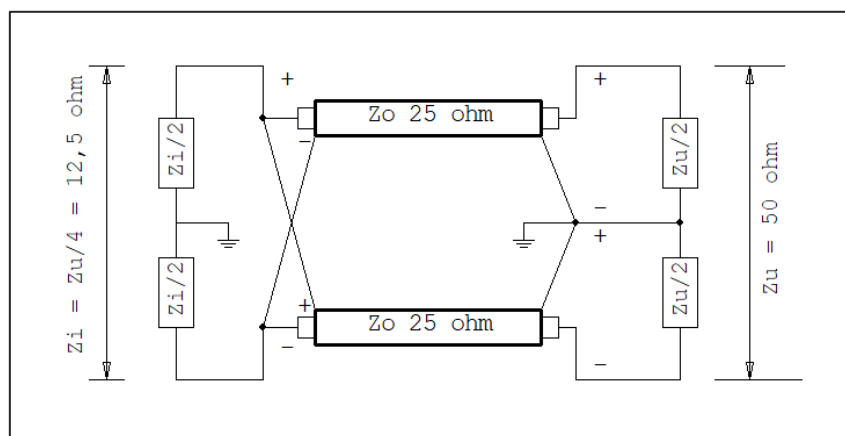


Fig.8 – Schema del TLT

Considerando i due rami del TLT, in uscita ciascuno di essi è quindi terminato sulla propria impedenza caratteristica pari a 25 ohm e quindi presenta all'altro estremo (ingresso) lo stesso valore di impedenza. Ma

poiché da lato opposto (ingresso) i due rami sono collegati tra loro in “parallelo” il valore effettivo di impedenza che viene vista dal lato Z_i è pari alla metà ovvero 12,5ohm valore pari esattamente a $Z_u/4$. È opportuno osservare che trattandosi di un dispositivo bilanciato le fasi sui due rami risultano opposte, è per questo motivo che il parallelo delle due linee dal lato di ingresso viene realizzato collegando la calza del primo coax con il centrale del secondo e viceversa.

Questa connessione risulta più chiara se si considera la rappresentazione di fig.9 in cui i due tronchi di linea coassiale sono rappresentati come il classico trasformatore 1:4 di “Guanella” con linee bifilari, che peraltro è esattamente la stessa cosa.

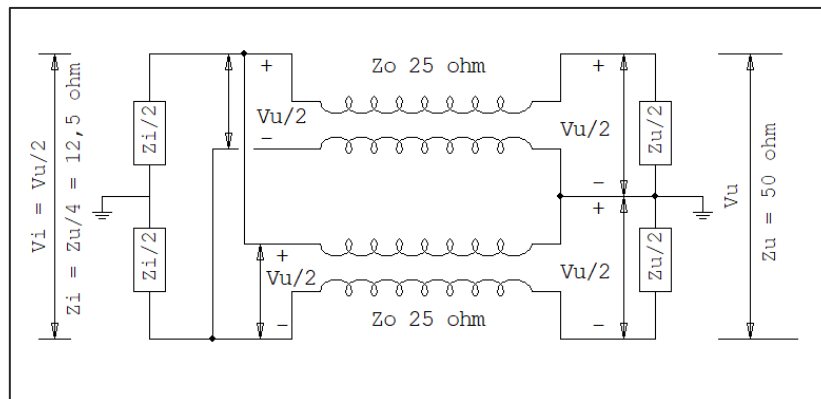


Fig.9 - Schema del TLT

Abbiamo già visto che il datasheet del MRF9180 dichiara una potenza massima, erogabile a 26Vdc, pari a 170W, se partiamo da questi dati possiamo determinare l'impedenza di carico Z_c ottimale per erogare tale potenza, valore che risulta essere pari a 7,9 Ω , vediamo come si ricava tale valore. Ricordo che in una configurazione push-pull, come in questo caso, la massima tensione di picco V_p che si raggiunge tra i drain dei mosfet è pari al doppio della tensione di alimentazione (trascurando la V_{GSsat} del Mosfet che è pari a 0,19V). Sappiamo che in regime sinusoidale la potenza dissipata su Z_c è uguale a:

$$P_{out} = \frac{V_p^2}{2 * Z_c} = \frac{(2 * V_{cc})^2}{2 * Z_c} = 170W$$

Da questa relazione possiamo ricavare il valore ottimale di Z_c che ci permette di ottenere la P_{out} dichiarata a 26Vdc.

$$Z_c = \frac{(2 * V_{cc})^2}{2 * P_{out}} = 7,9 \Omega$$

Questo valore richiederebbe però di avere una rete di adattamento dell'impedenza con un rapporto di trasformazione di 1:6,3 valore non ottenibile con il metodo di adattamento sopra descritto. Per ottenere tale rapporto sarebbe necessario riprogettare il circuito di uscita impiegando una diversa tipologia in quanto con un TLT i rapporti ottenibili sono 1:4 o 1:9. Questo ci dice da subito che, rimanendo in regime di funzionamento lineare, da questo circuito non potremmo attenderci di ottenere in uscita la massima potenza dichiarata nel datasheet in quanto l'impedenza di carico Z_c , che il TLT con rapporto 1:4 presenta al Mosfet, come abbiamo visto, è di 12,5 Ω , valore decisamente maggiore dei 7,9 ohm calcolati precedentemente.

Con questo valore di impedenza (12,5 ohm) la massima potenza di uscita si aggirerà intorno ai 110 W. Salendo ulteriormente di potenza il segnale in uscita inizierà ad essere distorto. L'unico modo per

aumentare la potenza potrebbe essere quello di utilizzare una tensione di alimentazione leggermente più alta, già con 28Vdc la potenza di uscita indistorta salirebbe a 130W, ma non possiamo eccedere più di tanto pena il danneggiamento del Mosfet in quanto la massima tensione V_{ds} indicata nel datasheet del MRF9180 è 65V e poiché, come abbiamo visto, la massima tensione di picco che si può raggiungere sul drain in questa configurazione, è pari al doppio della tensione di alimentazione, questo fa sì che il limite assolutamente da non superare è quello di 30V, anzi è consigliabile rimanere su un valore più basso.

Senza stravolgere il circuito una possibilità per ottenere qualcosa in più in termini di potenza in uscita può essere quello di sfruttare la caratteristica del filtro LPF che, sebbene sia dimensionato per avere ingresso e uscita a 50 Ω , può svolgere anche la funzione di adattamento di impedenza. Modificando opportunamente le reattanze di cui è composto il filtro è possibile avere in ingresso un'impedenza leggermente più bassa, diciamo intorno ai 40 Ω , mantenendo l'uscita a 50 Ω , questo permetterebbe al Mosfet di vedere un valore di impedenza di circa 10 Ω più vicino a quello ottimale, facendo così salire la potenza erogata con 26Vdc a circa 140W. Non possiamo però allontanarci troppo dai 50 Ω nominali in quanto un valore molto diverso altererebbe il funzionamento di T2.

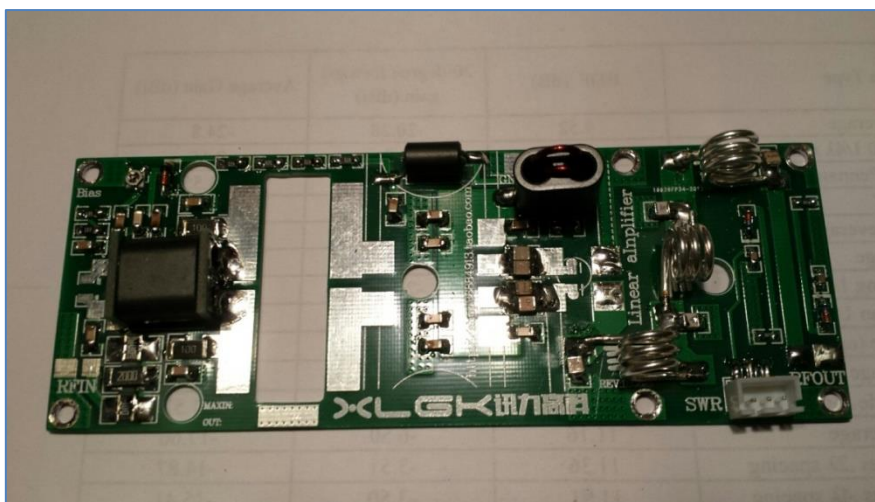


Fig.10 – Assemblaggio componenti PA

La modifica della caratteristica del filtro si può ottenere riducendo leggermente l'induttanza di L2 e L3, riduzione che può essere ottenuta aumentando la spaziatura tra le spire e aumentando di 2-3pF il valore dei condensatori C22 e C23. In fase di taratura si può provare ad ottenere il miglior rendimento anche solo modificando alternativamente la sola spaziatura tra le spire delle tre bobine del filtro monitorando il rapporto tra la potenza in uscita e la corrente assorbita che è opportuno non superi i 9 Amp.

Alimentazione e logica di controllo

Per alimentare l'amplificatore ho deciso di utilizzare un modulo alimentatore switching da 24V 10A facilmente reperibile in rete a costi abbastanza limitati (tipo Mean Well o simili), questa tipologia di alimentatori è normalmente dotata di una regolazione della tensione di uscita che, nel mio caso, ha permesso di raggiungere i 26V nominali previsti per l'amplificatore.



Fig.11 – Modulo alimentatore 24V 10A

Ho poi provveduto a realizzare il circuito della logica di controllo che oltre a gestire la commutazione RX/TX ha il compito di inibire il funzionamento in caso di SWR e/o temperatura elevati ed ha inoltre il compito di gestire il raffreddamento attraverso la regolazione della velocità della ventola.

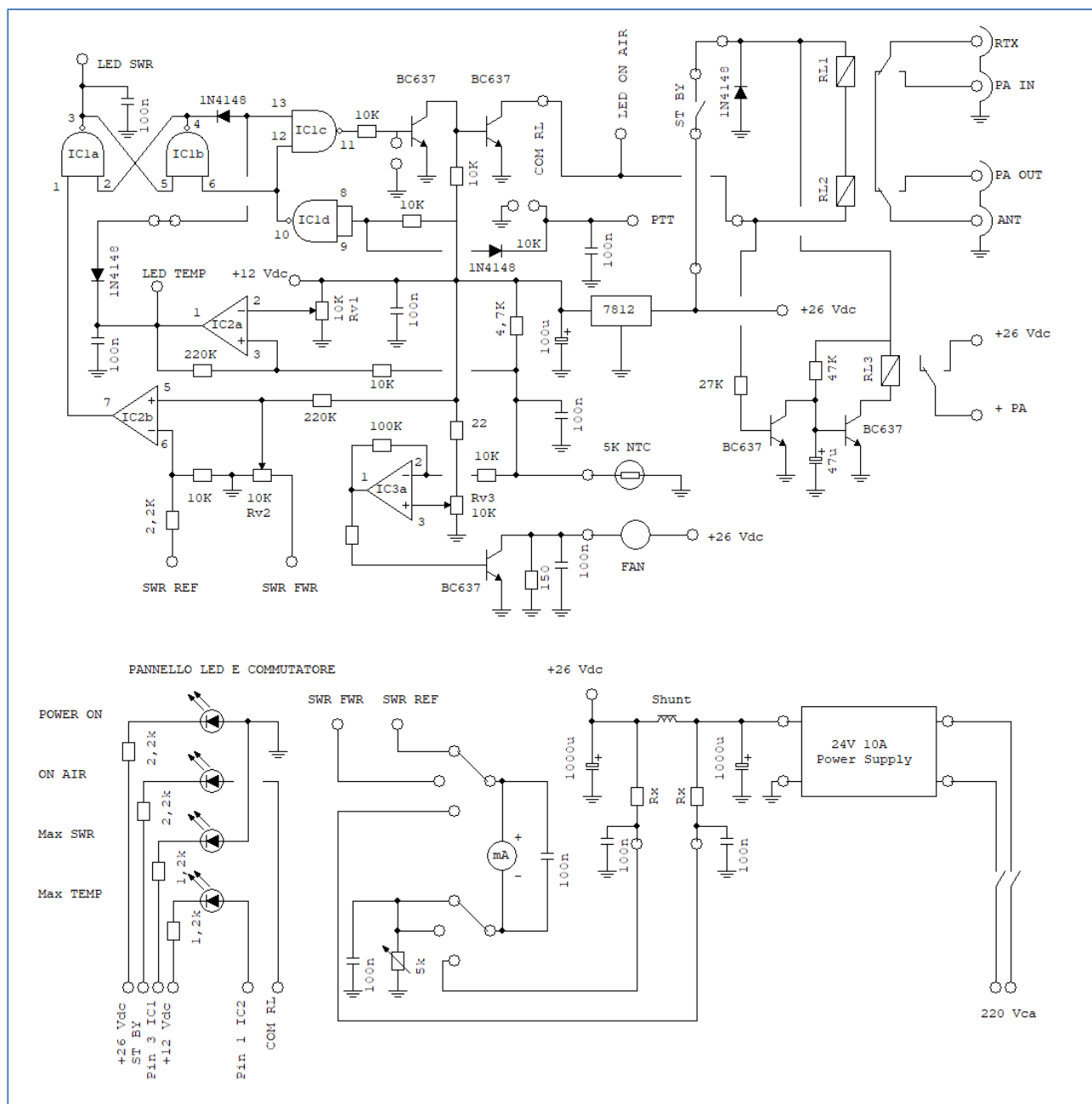


Fig.12 – Schema logica di controllo e cablaggi

In figura 12 è riportato lo schema, il circuito si compone di tre comparatori (LM358) IC2a, IC2b, IC3a, e di 4 NAND (CD4011). I primi due comparatori (IC2a e IC2b) controllano rispettivamente la temperatura del Mosfet e il valore del SWR fornendo in uscita un livello logico “zero” quando i valori eccedono i limiti impostati con i relativi trimmer (Rv1 e Rv2). Il terzo comparatore (IC3a) controlla la velocità della ventola di raffreddamento attraverso lo stesso sensore (NTC) utilizzato da IC2a per l’allarme temperatura, attraverso Rv3 si può regolare la soglia di variazione della velocità. Quando il livello di SWR o di temperatura supera la soglia impostata, attraverso IC1c si inibisce il comando del PTT e l’amplificatore rimane in stand-by. Il blocco per SWR si resetta automaticamente al rilascio del PTT mentre quello per temperatura rimane attivo fino a quando la temperatura non torna sotto il valore di soglia impostato con Rv2.

La resistenza da 150 Ω 1W montata in parallelo al BC637 che pilota la ventola determina la minima velocità della ventola stessa e potrebbe essere necessario adattarne il valore in funzione del tipo di ventola utilizzata.

Le resistenze contrassegnate con Rx determinano il valore del FS della misura di corrente e il loro valore dovrà essere determinato in funzione del valore dello shunt e del tipo di strumento utilizzato, nel mio caso con un milliamperometro da 1mA FS il valore di Rx è di 27 Ω .

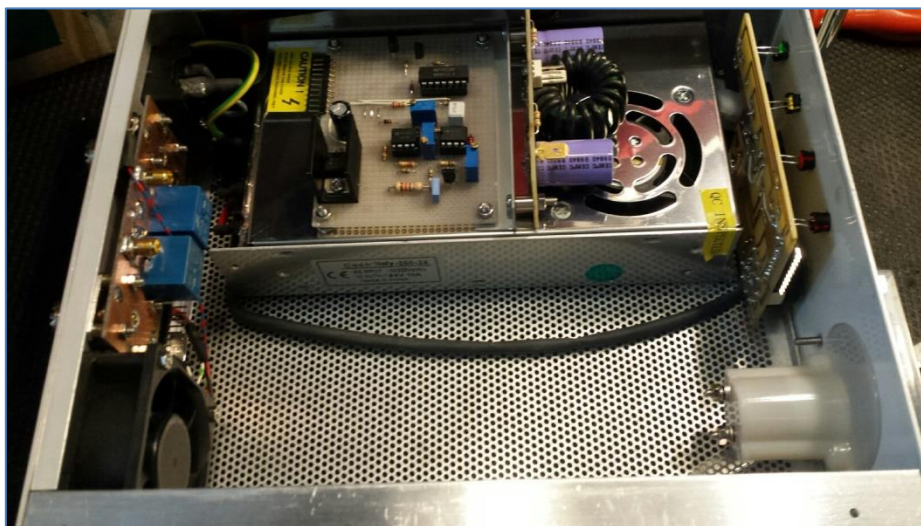


Fig.13 – Dettaglio assemblaggio alimentatore e logica di controllo

Nella realizzazione pratica è necessario porre una certa attenzione all'assemblaggio in quanto nel primo prototipo realizzato ho incontrato diversi problemi a causa di rientri di RF verso la logica di controllo, problemi che ad un certo punto hanno causato anche la bruciatura del Mosfet. Per evitare che ciò avvenga è necessario predisporre una robusta schermatura tra l'amplificatore, la parte di controllo e di alimentazione evitando che il cablaggio passi in prossimità di T2 e T3, ponendo particolare cura alle connessioni di massa e inserendo, laddove necessario, ulteriori condensatori di bypass in particolare sul cablaggio del pannello frontale.

Sempre nell'ottica di proteggere opportunamente la "salute" del MRF9180 ho successivamente aggiunto un relè (RL3) sulla linea di alimentazione del P.A. il cui comando avviene attraverso un circuito di ritardo (circa 100 ms) in modo da assicurare che il Mosfet venga alimentato solo dopo che i relè RL1 e RL2 abbiano effettuato la commutazione.

Chi avesse una certa pratica nell'utilizzo di microcontrollori (PIC), non è il mio caso, potrebbe agevolmente realizzare tutte queste funzioni con uno di questi dispositivi semplificando non poco la realizzazione della logica di controllo.

Una volta attuate tutte queste precauzioni non ho più avuto comunque problemi di rientri RF e l'amplificatore ha sempre funzionato perfettamente.

La potenza in uscita con un pilotaggio di 5-6W, tenendo conto che nel mio caso ho inherito in ingresso un attenuatore da 4 dB, è risultata perfettamente in linea con quanto atteso e si aggira intorno ai 140W con

circa 9 Amp di assorbimento. Con questo livello di uscita la linearità rimane ottima e non ho mai avuto problemi di temperatura anche utilizzando l'amplificatore a lungo in FT8 a piena potenza.

Nelle figure 14-17 sono visibili i dettagli della realizzazione.

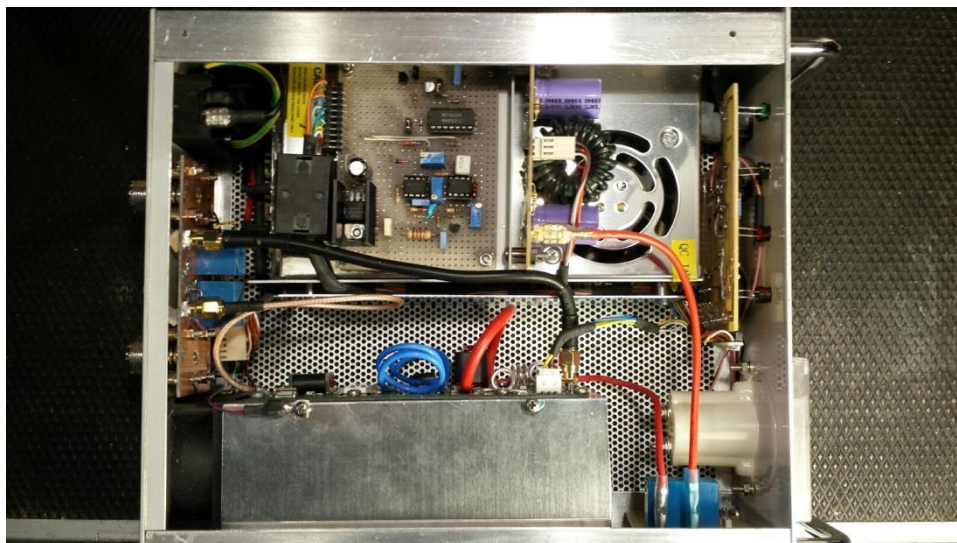


Fig.14 – Vista dall'alto dell'amplificatore completo



Fig.15 – Dettaglio PA e dissipatore



Fig.16 – Pannello frontale



Fig.17 – Pannello posteriore