

Progetto e realizzazione di un Amplificatore Lineare da 250W per i 2m con Mosfet MRF300



Qualche tempo fa mi sono imbattuto in rete in un interessante descrizione di un PA per i 70MHz realizzato da Sergey EX8MLE (<https://70mhz.org/equipment/amplifiers/300w-pa-using-a-mrf300an-transistor/>) che impiegando un singolo LDMOS MRF300 in configurazione "single ended" è in grado di erogare circa 300W a 50V.

Nella descrizione Sergey indica la possibilità di adattare facilmente il circuito anche per la banda dei 2m. Colpito dalla semplicità circuitale e avendo già avuto recentemente occasione di utilizzare, con ottimi risultati, una coppia questi dispositivi (LDMOS MRF300) per la realizzazione di un P.A. da 500W per le HF, mi è venuta la voglia di provarne le prestazioni anche in VHF. Mi sono ricordato infatti di avere uno di questi Mosfet in un cassetto, residuo dei test per il PA in HF, e mi sono detto perché non provare.

LDMOS MRF300

MRF300 è un LDMOS prodotto recentemente da *NXP Semiconductors* in versione economica (plastic case TO247) e il costo si aggira intorno ai 50€. E' progettato per l'impiego come amplificatore RF di potenza per impieghi ISM (industrial, scientific and medical). Come riportato nel datasheet, il Mosfet è in grado di erogare a 50Vdc una potenza massima di 320W (@3db di compressione) fino a 250MHz, con un guadagno minimo di 23 dB e un rendimento di circa il 70-75%. Il dispositivo viene prodotto in due versioni (MRF300AN e MRF300BN) con piedinatura speculare per facilitarne l'impiego in coppia in configurazione Push-Pull.

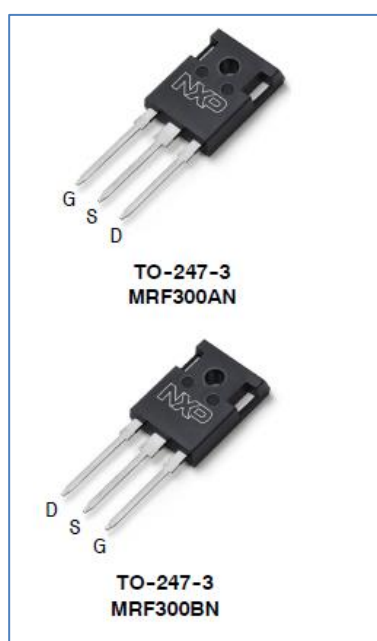


Fig.1 - MRF300

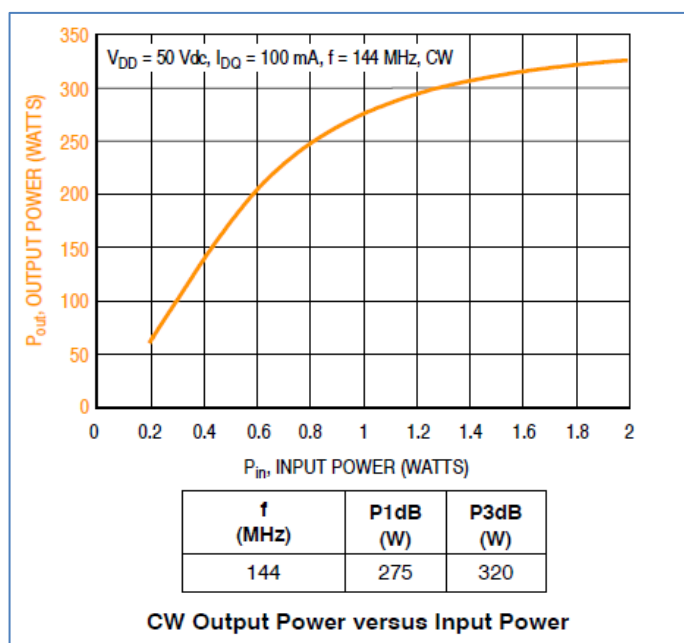


Fig.2 – Grafico della potenza in uscita

Sempre dall'esame del datasheet si evince che la massima potenza erogabile da un singolo dispositivo a 144MHz in regime lineare (@1dB di compressione) è pari a circa 270W con 50Vdc di alimentazione e con un rendimento del 70% . In queste condizioni a 144MHz il dispositivo presenta una impedenza di ingresso $Z_i=1,62+j6,44 \Omega$ e una impedenza di uscita $Z_u=4,32+j2,06 \Omega$.

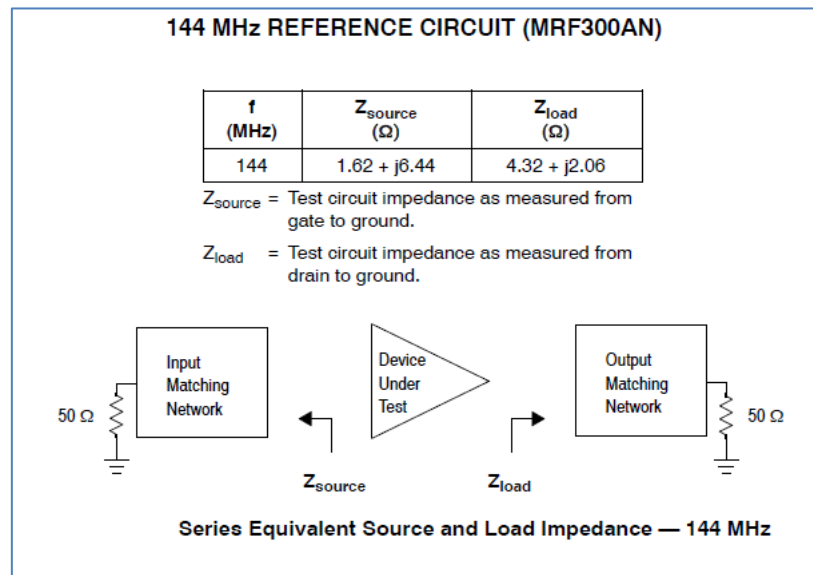


Fig.3 – Impedenza di ingresso e di uscita a 144MHz

Descrizione del Circuito

La particolarità della realizzazione di EX8MLE, a cui mi sono ispirato, è quella di aver realizzato le reti di adattamento dell'impedenza in ingresso e in uscita interamente in tecnologia "stripline" rendendone di fatto estremamente semplice la costruzione una volta realizzato il PCB. Nel progetto di Sergey anche le induttanze di blocco (RFC1 e RFC2) per l'alimentazione del drain sono realizzate in stripline ma nel mio caso, per semplicità, ho invece optato per una soluzione tradizionale con induttanze avvolte in aria e su toroide tranne che per il circuito di uscita per il quale ho utilizzato una stripline.

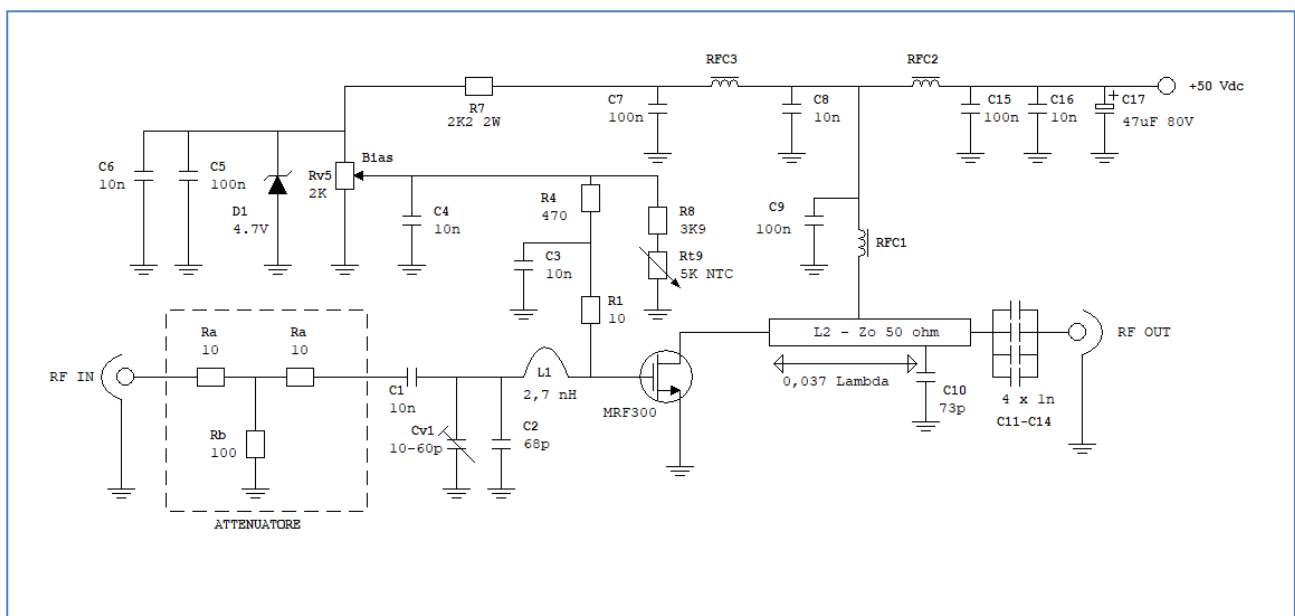


Fig.4 – Schema Elettrico del PA

Lo schema dell'amplificatore è riportato in fig.4, in ingresso è prevista la possibilità di realizzare un attenuatore (R_a - R_b) per ridurre la potenza di pilotaggio che non deve superare 2-3W al gate del Mosfet. Con i valori indicati nella schema $R_a=10\Omega$ e $R_b=100\Omega$ il valore di attenuazione è intorno a 3,5dB e quindi la massima potenza applicabile in ingresso è di circa 6-7W le resistenze R_a e R_b devono essere in grado di dissipare almeno una potenza di 1-2W. L'adattamento di impedenza in ingresso è ottenuto attraverso una rete a "L" con un'induttanza (L_1) in serie al gate ed una capacità (C_2+C_{v1}) in parallelo all'ingresso, i valori di induttanza e capacità necessari per il corretto adattamento di impedenza sono stati determinati con l'impiego della carta di Smith (vedi fig.5). Il valore di L_1 è 2,7 nH mentre il valore di C_2+C_{v1} si aggira intorno ai 100-110 pF, valore che è possibile regolare esattamente attraverso C_{v1} per il miglior adattamento in ingresso.

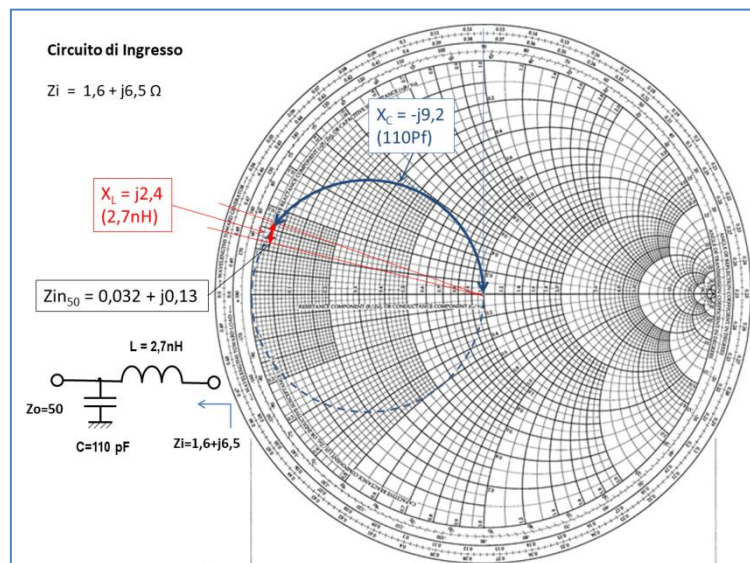


Fig.5 – Rete di adattamento in ingresso

La tensione di polarizzazione del gate del mosfet è ottenuta attraverso uno Zener da 4,7V ed è possibile effettuare la regolazione della corrente di riposo attraverso il trimmer R_5 da 2K che dovrà essere regolato per una corrente di circa 0,1 Amp. La stabilizzazione termica è ottenuta attraverso la resistenza NTC R_{t9} da 5K installata a diretto contatto con il case del mosfet. La resistenza R_1 da 10ohm 1W ed il condensatore C_3 da 10nF in serie, posti tra il gate e massa, hanno la funzione di stabilizzare l'amplificatore prevenendo la possibilità di autoscillazioni. L'adattamento in uscita è stato invece realizzato in "stripline" con l'impiego di un tronco di linea con $Z_0=50\Omega$ della lunghezza elettrica di $0,037\lambda$ (circa 13 gradi) il calcolo dei parametri è effettuato sempre con carta di Smith ed è visibile in fig.6.

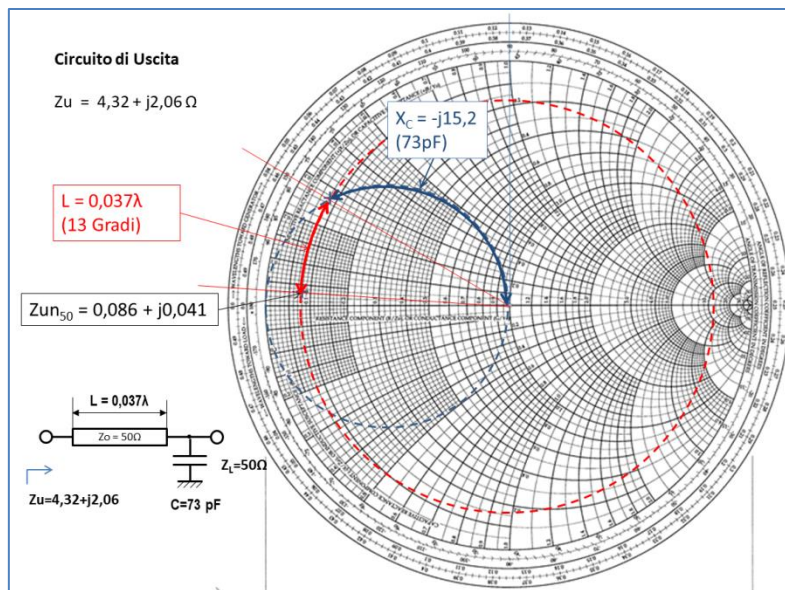


Fig.6 – Rete di adattamento in uscita

La scelta di impiegare una stripline con $Z_0=50\Omega$ sebbene non sia la scelta ottimale è però dettata dall'esigenza di poter eventualmente "compensare" la dispersione dei parametri fisici dovuta alla realizzazione del PCB in modo "artigianale" realizzazione che non permette di avere una certezza assoluta del risultato anche perché non è sempre facile conoscere con esattezza le caratteristiche fisiche e dielettriche della piastra ramata che si va ad utilizzare, basta vedere ad esempio come per il laminato FR4 che è il materiale più diffuso, a seconda dei costruttori, il valore della costante dielettrica ϵ_r varia da 3,9 a 4,7. L'opzione di utilizzare una stripline con impedenza caratteristica di 50Ω permette quindi, realizzando una stripline leggermente più lunga del necessario, di andare poi a cercare per tentativi la posizione ottimale di connessione del condensatore C10 per ottenere il corretto adattamento di impedenza in uscita, in questo modo l'eventuale eccesso di lunghezza della stripline a valle del condensatore non crea problemi di disadattamento. Peraltro sarebbe buona norma una volta realizzato il PCB, e prima di effettuare il montaggio del mosfet, testare le caratteristiche del circuito di adattamento connettendo all'uscita un VNA. Avendo cura di terminare la linea lato drain del Mosfet con una resistenza antinduttiva (SMD) del valore di $4,3\Omega$, posizionare il condensatore C10 nel punto in cui si ottiene il miglior adattamento di impedenza che in teoria dovremmo trovare alla distanza di 43mm dal drain provando, se necessario, a spostarsi di qualche millimetro lungo la linea e a modificarne il valore in più o meno di qualche pF, magari utilizzando provvisoriamente un trimmer capacitivo a cui poi sostituire un condensatore in porcellana ad alto Q di analoga capacità e adatto alle potenze in gioco. Se necessario per ottenere in giusto valore di capacità potranno essere utilizzati più condensatori in parallelo fino a raggiungere il valore corretto. Se l'impedenza misurata dal VNA in uscita dovesse risultare più bassa dei 50Ω nominali sarà necessario aumentare la lunghezza della linea spostando di qualche millimetro il condensatore verso l'uscita se il valore misurato risultasse più alto dei 50Ω nominali la linea dovrà essere accorciata spostando il condensatore verso il drain, il valore del condensatore C10 dovrà poi essere aggiustato per eliminare le componenti reattive misurate all'uscita, operando questi aggiustamenti si dovrebbe arrivare facilmente a leggere in uscita un valore di impedenza pari a 50Ω puramente resistivi. Successivamente dopo aver completato l'installazione potrà essere necessario qualche leggero ritocco per ottenere la massima potenza in uscita e il rendimento ottimale. Non disponendo di un VNA si potrà comunque, con un po' di cautela, effettuare le regolazioni indicate monitorando semplicemente rendimento e potenza in uscita. Per il dimensionamento della stripline ho utilizzato uno dei tanti calcolatori disponibili in rete, nel mio caso la scelta è caduta sul

pacchetto software “AppCAD” disponibile in rete (<http://www.hp.woodshot.com/>) e che offre anche molte altre interessanti funzionalità (fig.7).

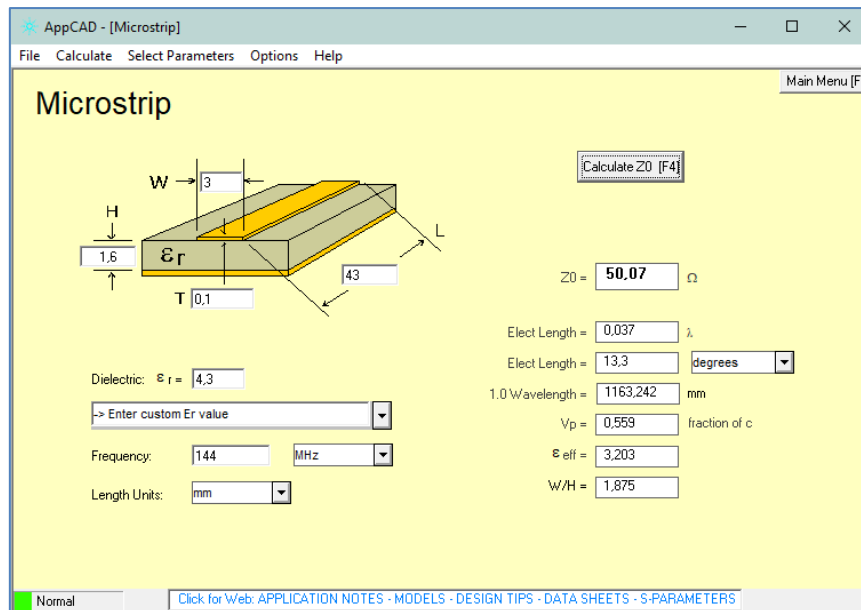


Fig.7 – Calcolo della stripline

Utilizzando una piastra ramata FR4 ($\epsilon_r = 4,3$) a doppia faccia le dimensioni teoriche della stripline per 50Ω di impedenza caratteristica e $0,037\lambda$ di lunghezza elettrica sono risultate essere :

- Larghezza della strip 3mm
- Lunghezza della strip 43 mm (dal drain al punto di connessione di C10)

In fig.8 è riportato il disegno del PCB le cui dimensioni sono 60mm x 100mm, come già anticipato la stripline di uscita (L2) è stata realizzata con una lunghezza maggiore (55mm) rispetto a quella teorica così da avere il margine di regolazione come descritto sopra.

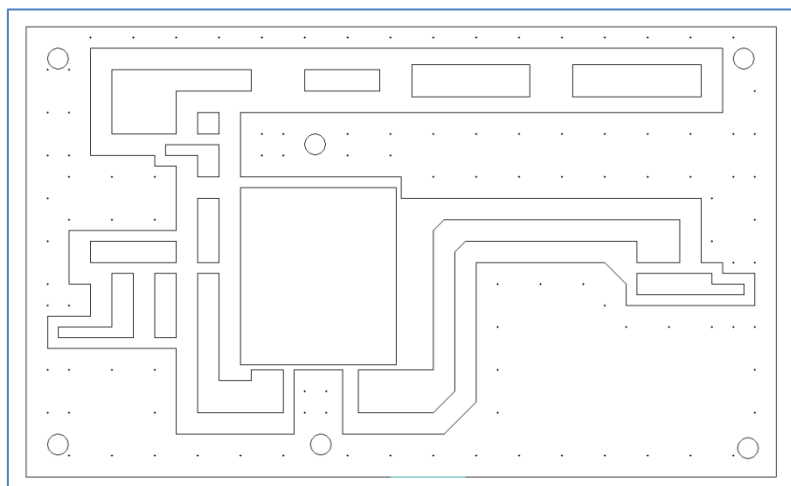


Fig.8 – Disegno del PCB del P.A.

In fig.9 è riportato il layout dei componenti

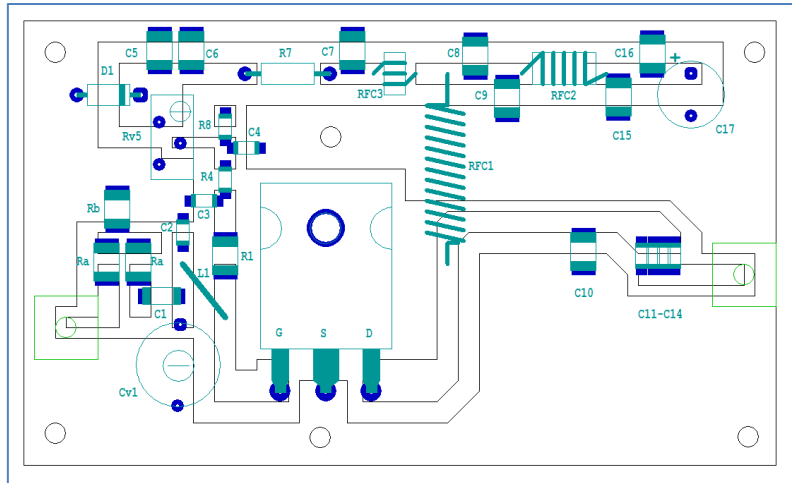


Fig.9 – Layout dei componenti sul PCB del P.A.

mentre in fig.10 è visibile la foto del prototipo utilizzato nei primi test.



Fig.10 – foto del prototipo

Realizzazione pratica

Come già anticipato la realizzazione pratica risulta relativamente semplice anche per chi non dispone di conoscenze e attrezzature professionali anche se è opportuno fare alcune considerazioni di carattere generale. In VHF e ancor di più in UHF e SHF, salendo di potenza le problematiche costruttive si complicano in modo esponenziale soprattutto con l'uso di dispositivi allo stato solido come i mosfet in quanto le impedenze tendono ad essere molto basse, dell'ordine di pochi ohm, e quindi le correnti RF tendono a diventare molto elevate. Questo aspetto, unito al fatto che con l'aumentare della frequenza le correnti tendono a percorrere solo la superficie esterna dei conduttori (skin effect) riducendone di fatto la sezione utile, impone di porre particolare attenzione sia nella scelta dei componenti sia nella realizzazione fisica delle connessioni. Una attenuazione di solo 0,2 dB che corrisponde ad una perdita in potenza del 5% può essere ancora trascurabile con bassi livelli di potenza, ma usando ad esempio 500W significa dover

dissipare 25W con tutte le conseguenze termiche del caso. Per la mia esperienza, utilizzando dispositivi allo stato solido, ritengo che in VHF una potenza come quella dell'amplificatore qui descritto possa essere considerato il limite oltrepassato il quale le complicazioni realizzative iniziano ad non essere più alla portata dell' OM medio che vuole cimentarsi nell'autocostruzione ma richiedono un po' di esperienza.

Detto questo nel nostro caso la maggiore attenzione andrà quindi posta nella scelta dei componenti e nella realizzazione del PCB in quanto le dimensioni della stripline sono abbastanza critiche così come deve essere curato particolarmente l'aspetto relativo alle connessioni di massa da realizzare attraverso rivettatura perimetrale delle piste di massa con la faccia ramata inferiore del PCB come indicato nel disegno.

Come già indicato resistenze e condensatori impiegati sono quasi esclusivamente SMD con tensione di lavoro adeguata, una particolare attenzione deve essere posta nella scelta dei condensatori C10-C11-C12-C13-C14 per i quali sarà necessario l'impiego di condensatori SMD in porcellana ad alto Q adatti all'impiego con elevate correnti RF tipo Temex o ATC. E' consigliabile, una volta terminato il montaggio dei componenti effettuare una pulizia del PCB da eventuali residui carboniosi e/o di deossidante soprattutto nell'area della stripline utilizzando un pennellino e del solvente, purtroppo nel primo prototipo mi è capitato di "fumare" il mosfet proprio a causa di residui di saldatura sul circuito di uscita dovuti appunto ai vari tentativi di trovare la posizione ottimale di C10. Nei test successivi ho quindi evitato di intervenire troppe volte con il saldatore utilizzando provvisoriamente, come detto sopra, un trimmer capacitivo (ceramico a compressione con 500V di isolamento) andandolo poi a sostituire con un condensatore in porcellana ad alto Q di adeguato valore.

L'induttanza L1 del circuito di ingresso è costituita da una mezza spira di filo di rame argentato da 2mm e della lunghezza di circa 20 mm

L'induttanza di blocco RFC1 è costituita da 15 spire di filo di rame smaltato da 1,5mm avvolte in aria con un diametro interno dell'avvolgimento di 8mm. RFC2 è invece realizzata avvolgendo 10 spire dello stesso filo su un nucleo toroidale tipo FT50-43 o simili. RFC3 è realizzata avvolgendo 8 spire di filo smaltato da 0,3mm in una perlina di ferrite in alternativa può essere usata una classica VK200.

Ai primi test al banco il risultato ottenuto è andato oltre le più rosee aspettative in quanto alimentando l'amplificatore con 52Vdc la massima potenza di uscita misurata su carico fittizio è risultata pari a 310 W con un assorbimento di 7,9 Amp. Consiglio però di non eccedere i 48Vdc in quanto la dissipazione del calore di questi dispositivi con case plastico non è ottimale e non conviene spingersi al limite delle prestazioni in quanto è facile far raggiungere alla giunzione interna del mosfet temperature critiche anche impiegando un buon dissipatore. Con 48Vdc di alimentazione la potenza massima misurata sul carico fittizio è di 270W con un assorbimento di 7,1 Amp. Nonostante il guadagno elevato e nonostante aver utilizzato per il circuito di uscita una stripline con impedenza abbastanza elevata, l'amplificatore non ha mai dato cenni di instabilità e la linearità è risultata ottima. Cautelativamente, volendo rimanere nel range di funzionamento lineare, l'amplificatore è comunque in grado di erogare tranquillamente una potenza continua intorno ai 250 W in linea con quanto indicato nel datasheet.

Sebbene il rendimento dell'amplificatore sia molto elevato (oltre il 70%) dovranno comunque essere dissipati in calore oltre un centinaio di Watt e, come dicevo, è bene prevedere un buon raffreddamento impiegando un dissipatore di generose dimensioni e con adeguata ventilazione, curando bene l'accoppiamento tra il case ed il dissipatore con l'uso di pasta termoconduttrice facendo così in modo che la temperatura del case del mosfet rimanga entro limiti accettabili. Nel datasheet è indicata una $R_{\theta JC}$ di 0,55 °C/W questo significa che con una dissipazione di circa 120W, come nel nostro caso, la temperatura

raggiunta dalla giunzione interna sarà di circa 65°C superiore a quella esterna del case che tassativamente non dovrà superare quindi gli 80°C pena la distruzione del mosfet.

Visti gli ottimi risultati ottenuti a banco sul prototipo ho deciso di passare al test “on-air” per fare ciò è stato però necessario dotare l’amplificatore di un adeguato filtro LPF per ridurre drasticamente la possibilità di emissione di armoniche e spurie fuori banda. Lo schema del filtro LPF è riportato in fig.11 si tratta di un filtro Chebyshev a 3 celle (7° ordine) con $F_t=180\text{MHz}$ a cui ho fatto seguire un accoppiatore direzionale per la misura del SWR da utilizzare anche per comandare la logica di controllo e protezione.

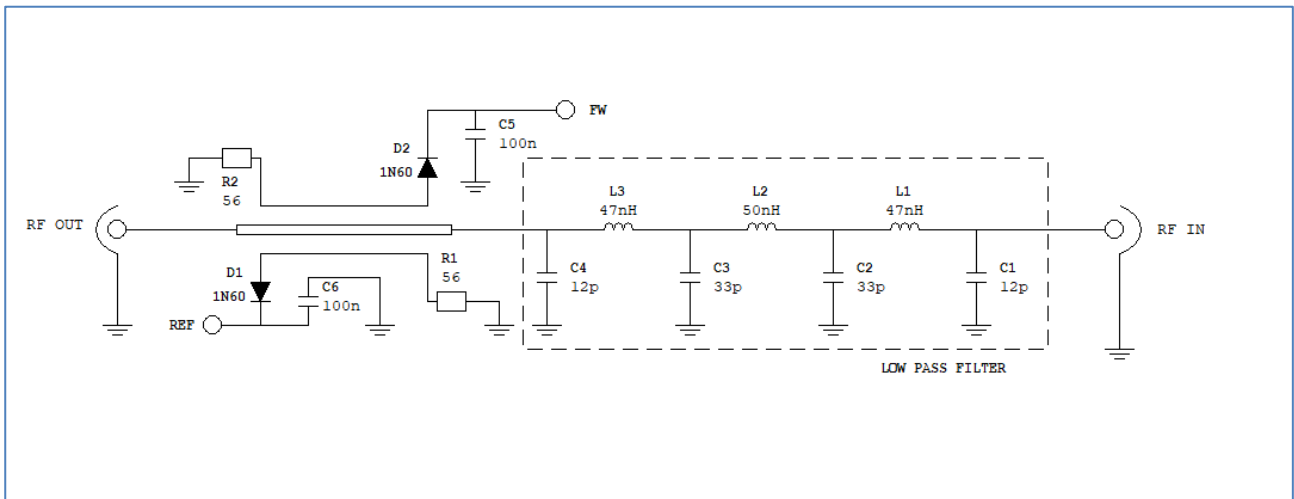


Fig.11 – Schema filtro LPF

In fig. 12 è riportato il disegno del PCB del modulo LPF le cui dimensioni sono 60mm x 75mm ed in fig.13 il layout dei componenti, anche in questo caso valgono le raccomandazioni fatte per il modulo amplificatore ponendo attenzione alle connessioni di massa e all'utilizzo per il filtro di condensatori SMD in porcellana ad alto Q dello stesso tipo (Temex o ATC) indicato precedentemente . Per l'interconnessione in ingresso e in uscita all'amplificatore e al filtro ho utilizzato connettori SMA come mostrato in fig.14

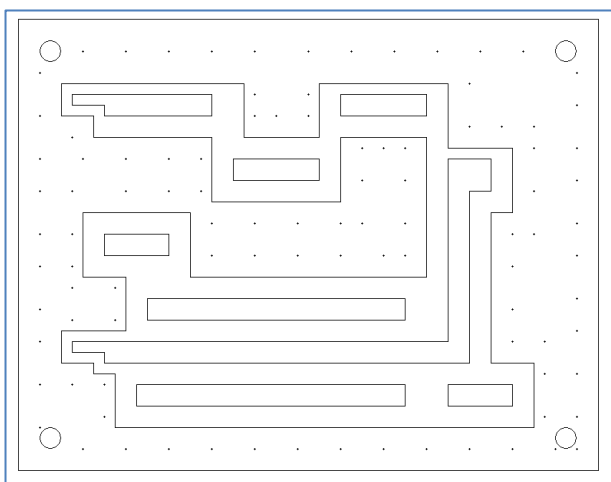


Fig.12 – disegno del PCB LPF

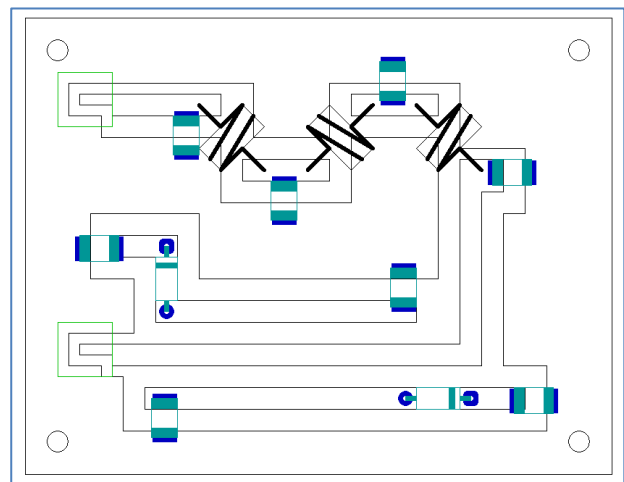


Fig.13 - Layout dei componenti sul PCB del LPF

Anche per il modulo LPF è consigliabile una verifica preliminare con VNA per verificarne il corretto funzionamento, se necessario eventuali piccoli aggiustamenti dell'impedenza di ingresso e di uscita possono essere ottenuti intervenendo sulla spaziatura delle spire delle tre induttanze che costituiscono il

filtro e che sono realizzate con filo argentato da 1,5mm di diametro avvolgendo 3 spire su un diametro di 8mm.

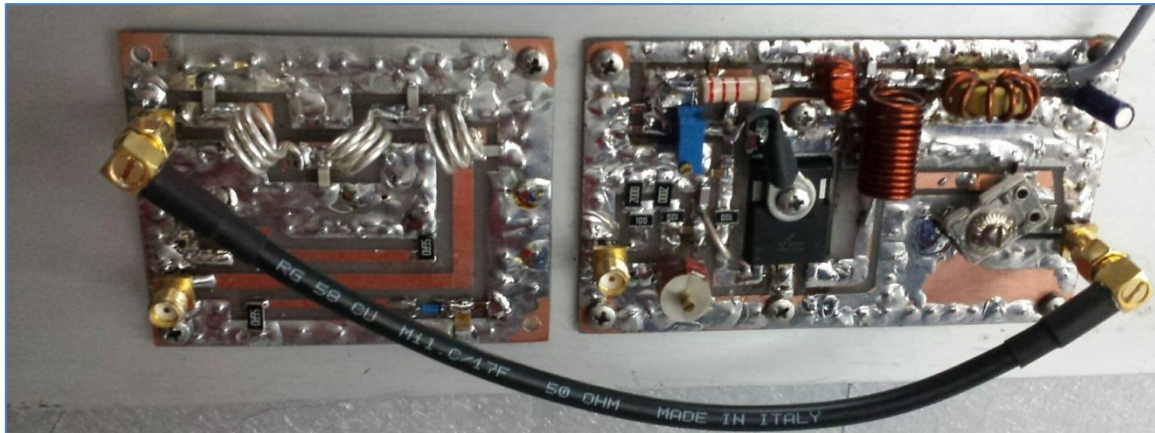


Fig.14 – interconnessione PA - LPF

Nel mio caso l'adattamento ottimale di impedenza per ingresso e uscita a 50Ω si ottiene spaziando le spire di L1 e L3 fino ad ottenere una lunghezza totale della bobina di 8mm mentre per L2 la spaziatura è minore con una lunghezza totale di 6mm. Ho notato però, nell'utilizzo intensivo dell'amplificatore, che probabilmente il diametro del filo utilizzato è un po' piccolo in quanto le tre bobine a piena potenza tendono un po' a scaldare. In fig.15 è riportata la curva di risposta S21 e il return loss S11 del filtro misurati con VNA che evidenzia un'attenuazione minima fuori banda di oltre 30 dB.

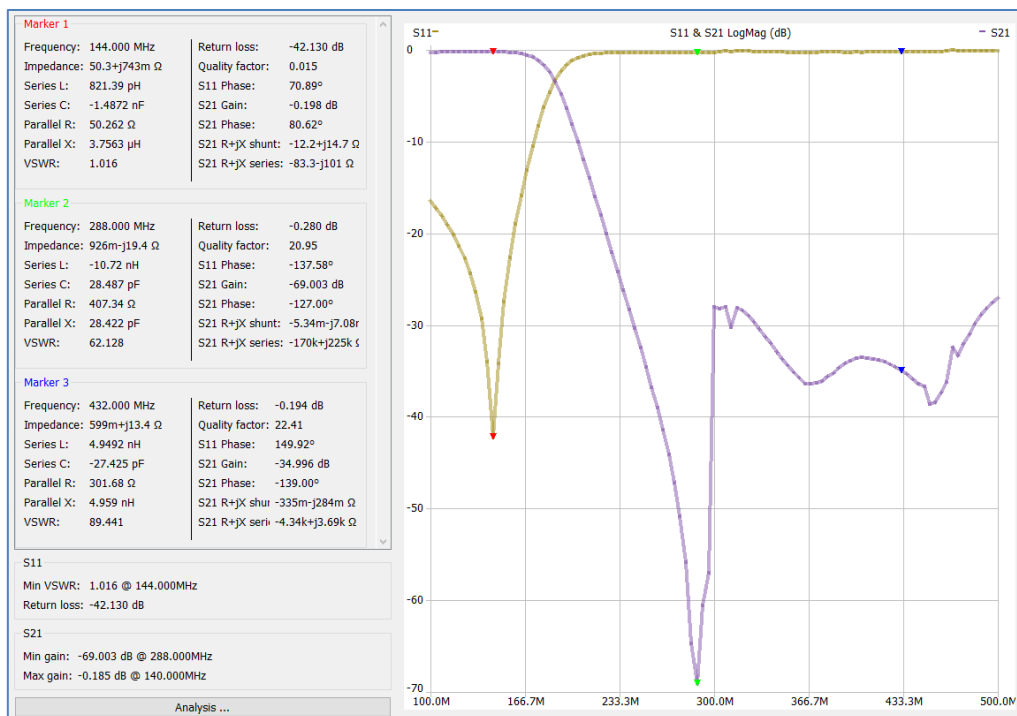


Fig.15 - curve di risposta del filtro LPF

Per quanto riguarda l'alimentazione e la logica di protezione e comando ho utilizzato la stessa soluzione descritta nell'articolo pubblicato su RR 4/23 in cui ho descritto un amplificatore con MRF9180 e alla cui lettura rimando per i dettagli della logica di controllo. Per l'alimentazione l'ideale sarebbe l'utilizzo di un alimentatore SW da 48V 500W ma poiché la reperibilità di tali dispositivi non è facilissima ed il costo è

abbastanza elevato, per questi motivi ho optato per utilizzare una coppia di alimentatori da 24V 15A del tipo utilizzato per l'illuminazione a led, di più facile reperibilità e di costo minore, ponendo in serie le uscite dei due alimentatori. Visto il livello di potenza in gioco è opportuno anche utilizzare un buon relè coassiale per la commutazione in uscita.

Al momento di scrivere l'articolo ho testato l'amplificatore per diverse settimane in modo intensivo utilizzandolo a piena potenza in FT8 e MSK144 senza riscontrare alcuna problematica.