Amplificatore a stato solido da 250 Watt e da 500 Watt per la banda dei 23 centimetri.

Preambolo

......attorno al 1990 partecipavo, assieme ad altri OM miei amici, ai contest in portatile nella banda dei 23 centimetri; per quelle occasioni ho costruito un doppio amplificatore a tubi (3CX100 \ 7289) con raffreddamento ad acqua, l'accoppiamento RF era realizzato tramite anello ibrido 180 gradi.

Ricordo che la potenza d'uscita superava di poco i 400 Watt avendo un pilotaggio di appena 10 Watt.

Ricordo anche che operare in portatile era una impresa: erano necessarie oltre tre ore per il montaggio delle apparecchiature.....

I dispositivi LDMos

Con lo sviluppo "galoppante" della telefonia mobile, del DAB in banda "L", dei Radar con modulazione digitale, etc, il mercato sia del nuovo, sia dell'usato, è inondato da dispositivi che possono essere utilizzati nella banda dei 23 centimetri.

Da qualche anno in Europa, alcuni radioamatori sperimentano il dispositivo MRF6S9160HS in 23 centimetri, il dispositivo non è adattato con rete interna. Nella banda di funzionamento 850-910 MHz, le sue impedenze sono nell'ordine di 0,5 Ohm capacitivi in ingresso, di circa 1,3 Ohm induttivi in uscita e può erogare 200 Watt a 1 dB di compressione con segnale CW inpulsato.

I primi test sono eseguiti con un solo dispositivo e prendono esempio dal circuito di prova pubblicato nel "datasheet", a suo tempo, dalla casa costruttrice.

I risultati sono buoni, si ottengono 160 - 180 Watt in uscita ma il rendimento si è abbassato.

In altre parole con l'alimentazione a 30 Volt, a 1296 MHz sono necessari 12 - 13 Ampere per erogare oltre 150 Watt; la corrente di riposo è fissata attorno 1,5 Ampere. Il rendimento ottenuto è del 45 % nei casi migliori.

Se confronto il risultato con i triodi planari, utilizzati 25 anni indietro, è un "bell'andare"; se poi penso l'alimentazione di 1500 Volt, il raffreddamento a liquido, l'ingombro e tutto quello che comporta, lo stato solido adesso, anche se non specifico per 1,3GHz, è molto conveniente!

Tra i radioamatori ci sono anche dei professionisti, che come me hanno lavorato a vario titolo nella progettazione a radiofrequenza (RF) e microonde....questo, inevitabile, porta allo sviluppo di "strade" diverse per adoperare questo dispositivo.

Di una "strada" si ha traccia nelle varie relazioni tecniche che i "lunatici" europei si scambiano nelle riunioni, le altre non sono divulgate.

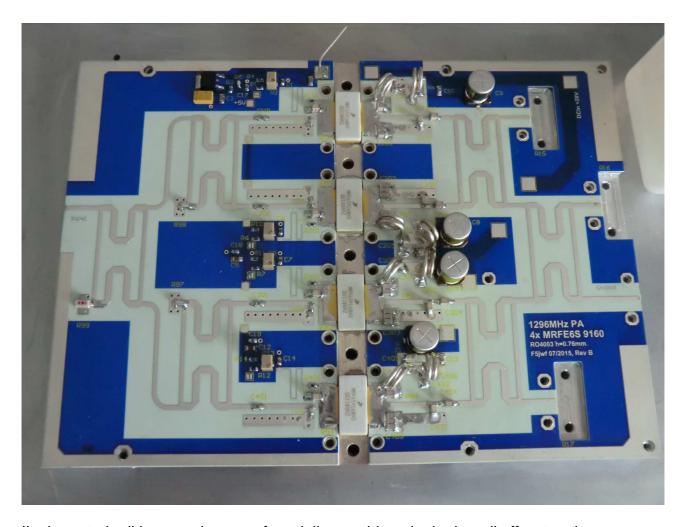
Cosa distingue le soluzioni? La differenza è il metodo per adattare il dispositivo.

Quella di cui si ha traccia, in rete si trova facilmente, basta digitare il nominativo dei radioamatori che hanno lavorato sull'argomento (vedi DF9IC e F5JWF) e tutto è a portata dell'occhio per leggere ed apprendere.

Un nominativo che ha mietuto molti consensi e quello di Philippe F5JWF.

Ha raccolto l'esperienza di molti ed ha sviluppato un circuito stampato, con supporto pregiato, per realizzare un amplificatore da 500 Watt minimi, con quattro dispositivi accoppiati tramite anelli ibridi -3 dB 90 gradi.

La foto che riporto mostra l'amplificatore da 500Watt montato in uno di questi circuiti stampati prodotti da F5JWF



Il mio metodo di lavoro mi porta a fare delle considerazioni prima di affrontare la costruzione; in altre parole, devo verificare che eventuali problemi devono essere ricercati attorno al dispositivo e non nella circuiteria ausiliare.

La prima operazione è quella di verificare gli accoppiatori ibridi a -3 dB 90 gradi.

Riportare parte del circuito nel simulatore senza introdurre errori, non è facile.... anche se poi posso avviare un "monte carlo" con variazioni identiche all'errore di misura introdotto e vedere cosa accade.

La mia sorpresa è quando analizzo il PDF, del circuito stampato, che Philippe F5JWF ha messo in rete: è un raro PDF vettoriale generato dal cad del circuito stampato.....

Mettere nel simulatore le parti da analizzare è un gioco!

Il risultato è ottimo le parti sono ben centrate nella banda di funzionamento, l'incognita è la bontà dell'adattamento al dispositivo.

Una richiesta, per un amplificatore da 250 Watt minimi per i 1296 MHz, risolve la riluttanza a manipolare il C.S.....guardo lo stampato e decido di dividerlo in due parti, in modo da ricavare, senza traumi e ricostruzioni, due circuiti.

La mia prima esperienza è su due dispositivi accoppiati.

250 Watt a 1296 MHz.

La divisione in due del circuito porta anche la divisione di una parte importante: il carrier in rame dove i dispositivi sono saldati...... si, non sono avvitati, anche se si pensa subito alle difficoltà che la saldatura può portare nella sua esecuzione, ma c'è un vantaggio: resistenza termica dell'accoppiamento dispositivo - carrier eliminata (o quasi). Dal punto di vista radioelettrico apporto le mie modifiche: il carrier in rame, come progettato da F5JWF, presenta due scalini: uno sotto la parte del C.S. lato gate ed uno soto il C.S. lato drain.

All'istante non capisco il motivo e vado a rivedere alcune realizzazioni di DF9IC, scopro il motivo: i C.S. di DF9IC non hanno i fori metallizzati, le masse sono riportate tramite rivetti per cui il carrier deve poter alloggiare il circuito senza deformarlo.

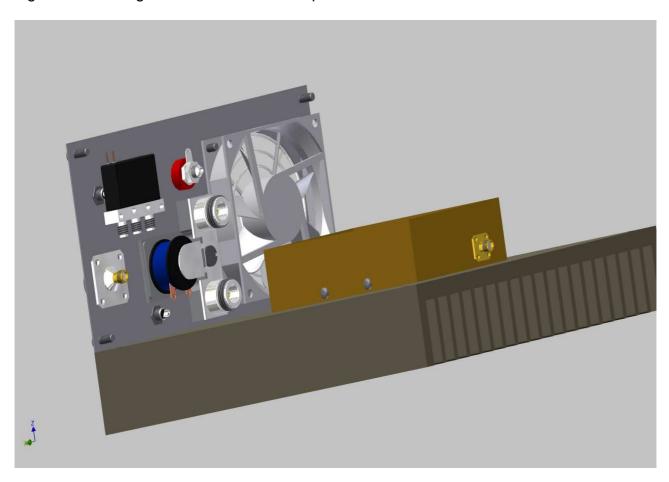
Il circuito stampato di F5JWF ha i fori metallizzati per cui è mandatorio che il rame appoggi il più possibile nel C.S. senza che si formino micro induttanze, nei ritorni di massa, a causa del contatto, deleterie dalle UHF a salireanzi è meglio che il C.S. si saldi assieme ai dispositivi!

Per questa operazione elaboro un fornello scalda vivande con termostato autocostruito e verifico il profilo termico ottenuto: è utilizzabile all'operazione con accanto un dissipatore per accelerare il ciclo di raffreddamento.

La saldatura si ottiene con una pasta saldante che fonde a 160 gradi circa.

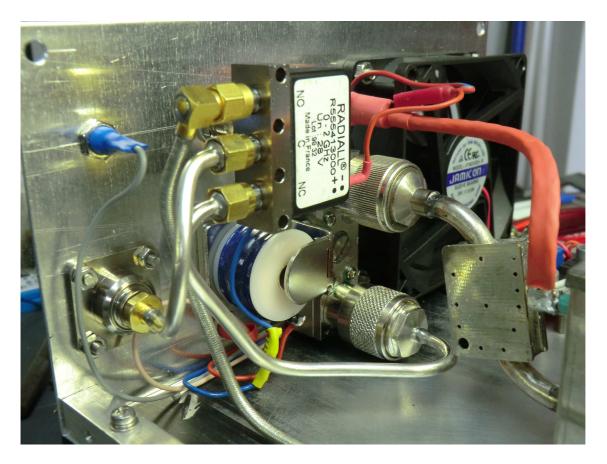
E' fornita in una piccola siringa e il suo prezzo di vendita è simile all'acquisto di un piccolo monile dall'orafo!

Lavorando a un 1,3 GHz bisogna ponderare per bene le soluzioni per l'assemblaggio; è necessario l'utilizzo un cad meccanico 3D, per trovare la soluzione funzionale ideale, con le parti più critiche quali relè coassiali, connettori, cavo UT141 per i collegamenti RF in ingresso e semirigido da 6 millimetri circa per l'uscita RF dal modulo.....

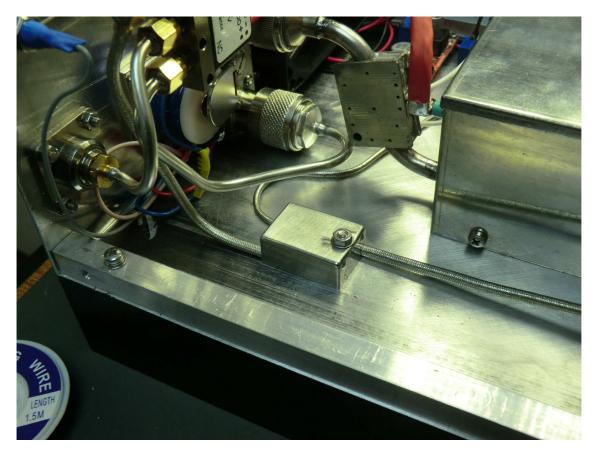


Questo è lo studio scelto ottenuto al CAD 3D.

Le foto seguenti mostrano l'amplificatore realizzato nei suoi particolari salienti.

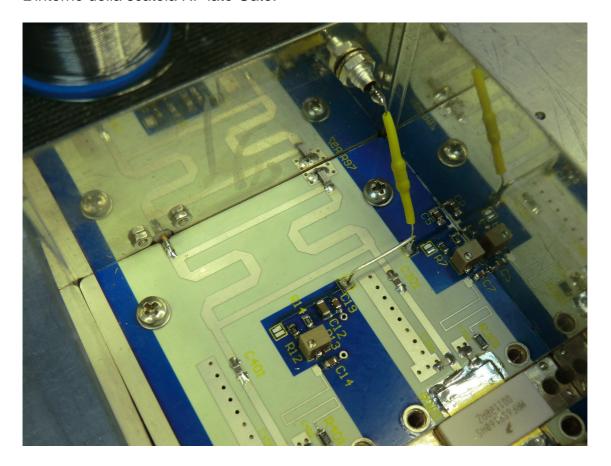


Nella realizzazione è stato conveniente ruotare il relè coassiale d'ingresso, di 90 gradi, rispetto la simulazione al CAD......(cavetti UT141 già preformati).

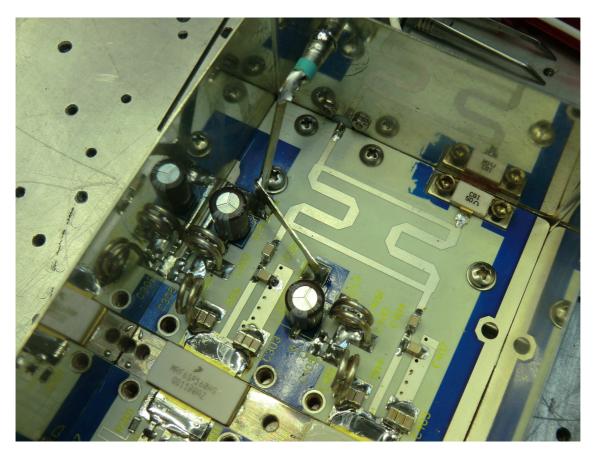


Lo scatolino contiene l'attenuatore da 3 dB ATC per consentire il pilotaggio di 10 Watt senza conseguenze: l'amplificatore accetta 5 Watt per erogare 270 Watt comprese le attenuazioni cavo connettori e relè coassiale d'uscita.

L'interno della scatola RF lato Gate.



Lato Drain (uscita).



Come si può osservare da queste ultime due foto il metodo per l'adattamento è stato ottenuto con un minimo di microstrip sia in ingresso sia in uscita.

In uscita la parte induttiva è stata corretta con una batteria di 6 condensatori ATC da 3,3 pF divisa in due parti.

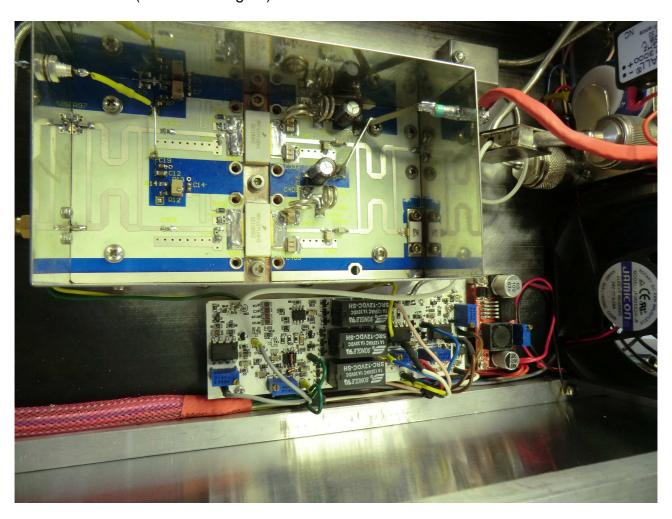
L'induttanza residua che i condensatori hanno è stata minimizzata attraverso il montaggio verticale inoltre è in parallelo tra i sei condensatori, quindi risulta quasi 1/6 in meno se si utilizzasse un solo condensatore di capacità equivalente (20 pF).

La rotazione verso i 50 Ohm più o meno resistivi è ottenuta con una strip avente impedenza 50 Ohm e una capacità verso massa da 2,2 pF posizionata nel punto giusto. I condensatori sono attraversati da RF con tensioni alte, per cui consiglio l'uso dei condensatori ATC del tipo 100B che hanno una tensione nominale superiore ai 100Volt. L'adattamento d'ingresso risulta un pò critico, non consiglio modifiche alle capacità suggerite da F5JWF tranne ad avere esperienza e un analizzatore di reti vettoriale. Dall'ingresso dipende la banda e il guadagno dello stadio, la messa a punto dell'ingresso permette di guadagnare quasi un paio di dB e centrare l'adattamento d'ingresso (S11) oltre 20 dB a 1296; ripeto è molto critico e aggiungo con una risposta stretta.

L'eventuale modifica effettuata soltanto in un solo dispositivo riduce la potenza d'uscita totale per effetto della fase non più coincidente.....è meglio accontentarsi di un guadagno inferiore ed ottenere più potenza in uscita mediando la modifica su i due dispositivi contemporaneamente.

Con capacità fisse diventa difficoltoso ed è utile, a chi ha poca esperienza, l'uso di piccole capacità variabili (3pF max) in zaffiro per uso in microonde.....

In ingresso non sono necessarie capacità ATC 100A o B ma di capacità avente "case" molto piccolo, tipo 0805 per uso microonde: io ho usato AVX thin film dai miei designer kit RF/Microwave....(vedi foto lato gate).



L'amplificatore in foto è completato dalla mia scheda ausilerie che lo gestisce per le misure e gli allarmi necessari, quali: allarme temperatura, potenza d'ingresso eccessiva con intervento rapido ponendo in stand-by l'amplificatore, perdita di ritorno d'uscita (swr) con allarme e misura, potenza d'uscita con misura di picco, gestione relè coassiali e bias, gestione per un preamplificatore d'antenna e lo stand-by.

Questo il frontale.



Adesso parliamo del 500 Watt

L'amplificatore da 500 Watt è stato replicato due volte con risultati similari: con 10 Watt in ingresso si ricavano 550 Watt minimi in uscita a meno di errori nel circuito d'ingresso. Gli errori in cui s'incorre è quello che si è tentati a condurre: alimentare separatamente i quattro stadi, uno per volta, ottimizzando al fine di ottenere il massimo di potenza dai singoli dispositivi.

lo personalmente sono stato tentato, dai singoli stadi ho ottenuto dopo l'ottimizzazione oltre 170 Watt, ma le fasi erano da un'altra parte per cui il funzionamento totale non è migliorato....anzi un buon centinaio di Watt è andato nelle resistenze di sbilanciamento aumentando soltanto il calore da smaltire dal dissipatore.....

Vale la stessa regola del 250 Watt: la modifica deve essere ben distribuita al fine di mitigare le differenze in fase.

Non tutti hanno la possibilità di un voltmetro vettoriale o di un analizzatore di reti vettoriale; è necessario "aguzzare" l'esperienza accumulata negli anni quando ci si trovava in qualche postazione, in alta montagna, lontani dagli strumenti disponibili in laboratorio. Nel nostro caso sono di grande aiuto proprio le resistenze di sbilanciamento presenti nelle ibride; la fortuna è che le resistenze sono del tipo sbilanciato, ovvero con un capo collegato a massa.

Questa configurazione è comune sia nell'ibrido con linee accoppiate, sia nell'ibrido ad anello 90 e 180 gradi.....non è così nei prosaici Wilkinson, ma è possibile riportare a massa

un capo del resistore di sbilanciamento utilizzando un trasformatore 2 a 1 in cavo coassiale collegato al posto del resistore da 100 Ohm.......

Se collego un rivelatore, a diodo schottky, su ogni resistore di sbilanciamento delle ibride d'uscita e collego l'uscita del rivelatore ad uno voltmetro con ingresso ad alta impedenza, si riesce ad aggiustare la fase, in modo da leggere il minimo di tensione e contemporaneamente ottenere il massimo della potenza d'uscita!

Una ulteriore accortezza è quella di ottenere la continuità della massa nel passaggio connettore - microstriscia sia in ingresso, sia in uscita e sia per le resistenze di sbilanciamento nelle ibride d'uscita.

Nei circuiti professionali, per i connettori, nel passaggio da microstriscia a coassiale, sono utilizzate due isole poste ai lati della microstriscia e collegate con la massa sottostante con molti fori metallizzati; questo metodo aiuta a trasferire la massa al connettore con un minimo d'induttanza residua collegandosi alle isole....purtroppo nello stampato manca e allora si ricorre alla soluzione con la carta "spagna": è un sottilissimo foglio in ottone, circa 0,15 millimetri di spessore.

L'accorgimento e quello di saldare una striscia di carta "spagna" <u>argentata</u> nella massa del CS, sotto la microstriscia interessata, piegata a 90 gradi ed accostata al metallo che alloggia il connettore.

Per le resistenze di sbilanciamento, la striscia di carta spagna oltre ad essere saldata sotto il circuito stampato deve essere in contatto con il "piede" della resistenza e stretta a "panino" quando la resistenza si fissa nel dissipatore.

La carta "spagna" può essere sostituita dal rame adesivo che si trova in rotoli simili in larghezza alla carta adesiva per imballaggi.

La tensione di alimentazione e la preparazione degli LDMos

Dal datasheet estraggo i seguenti dati di funzionamento

Maximum Ratings

Rating	Symbol	Value	Unit
Drain-Source Voltage	VDSS	-0.5, +66	Vdc
Gate-Source Voltage	Vgs	-0.5, +12	Vdc
Storage Temperature Range	Tstg	- 65 to +150	°C
Case Operating Temperature	Tc	150	°C
Operating Junction Temperature (1,2) TJ		225	°C

La tensione drain source massima è di 66 Volt per cui, in assenza di problemi di adattamento, è possibile alimentare il dispositivo fino ad un massimo di 33 Volt. Altro dato importante è la massima temperatura di giunzione nel semiconduttore: non deve essere superiore a 225 °C pena il degrado e la distruzione.

La tensione di gate non può essere oltre <u>-0.5 Volt</u> per cui l'interdizione del dispositivo si ottiene portando a massa la tensione di bias, senza dare tensione negativa.

Per il funzionamento dell'amplificatore non ho utilizzato il regolatore, previsto nello stampato, per la tensione di bias (per la corrente di riposo), fornisco dall'esterno un 5 Volt, gestito dalla scheda ausilerie; questo accorgimento mi permette di interdire l'amplificatore in ricezione.

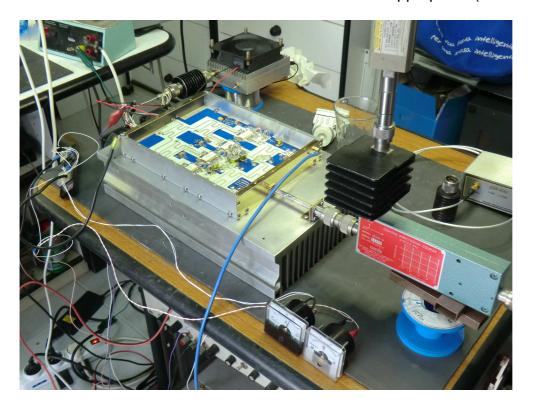
Lo LDMos è sicuramente nella tecnologia di costruzione nuova o quanto meno non è necessario il "burning" che si applicava ai primi dispositivi in questa tecnologia....ma non ho voluto omettere almeno la prima parte per la stabilizzazione della corrente di riposo. Questa preparazione si ottiene lasciando in corrente di riposo il dispositivo almeno per una notte e parzializzando il raffreddamento: io ho rallentato molto le ventole lasciando attivo l'allarme di temperatura, questo ha innescato i cicli caldo freddo che portano alla stabilizzazione del semiconduttore.

Il risultato è che fissata la corrente di riposo, si mantiene nel tempo senza apprezzabili variazioni.

La misura della potenza d'uscita

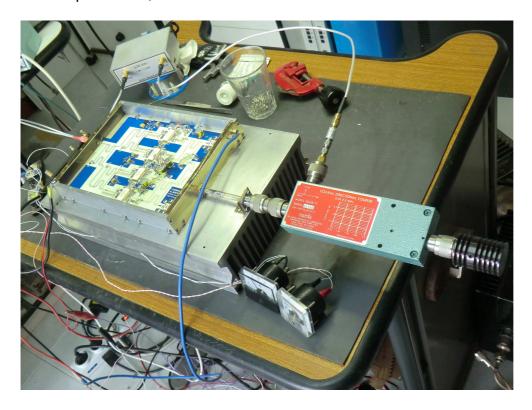
La misura generalmente si ottiene collegando, in serie al carico, un wattmetro passante della classe Bird o similare.

Nel professionale si utilizza un accoppiatore direzionale di misura (la direzionalità deve essere non inferiore a 30 dB) collegato in serie al carico e con il porto accoppiato collegato ad un bolometro attraverso un attenuatore di valore appropriato (20 dB nella foto).

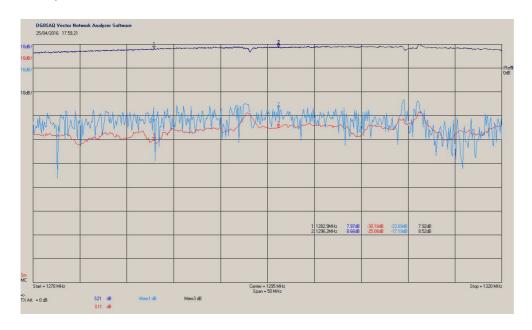


La foto riporta il set-up di misura.

L'attenuatore posto nel porto d'uscita dell'accoppiatore direzionale, oltre a moderare il segnale verso il bolometro, garantisce un adattamento di almeno -20 dB, necessari a non degradare la direzionalità dell'accoppiatore ed ottenere precisione nella misura. Nella foto seguente è riportato il set-up per utilizzare l'analizzatore di reti: l'ottimizazione della risposta S21, il fido DG8SAQ al lavoro.



L'adattamento d'ingresso e il guadagno d'uscita con il set-up della foto, prima di ottimizzare la risposta.



Ai dB di guadagno (S21) aggiungere 10,3 dB dell'accoppiatore direzionale. Come si nota, con i valori suggeriti da F5JWF, l'adattamento d'ingresso è attorno 1280 MHz, mentre l'uscita è in buona condizione!



Un pò di conti : accoppiatore direzionale 10,3 dB; attenuatore 20,1 dB; bolometro 27,2 dBm; totale 57,5 dBm = 564 Watt circa.

Potenza d'ingresso = 10 Watt

Alimentazione 32 Volt; corrente assorbita 45 Ampere circa per una potenza totale di 1440 Watt di cui 876 Watt in calore da dissipare....una stufetta ottima in inverno! 73, Pippo I0FTG