



Rapporti Tecnici INAF INAF Technical Reports

Number	311
Publication Year	2024
Acceptance in OA@INAF	2024-06-03T12:59:24Z
Title	Il feed system per il ricevitore multibeam nella banda 33-50 GHz (Q-band)
Authors	ORFEI, Alessandro, CRESCI, Luca, NESTI, Renzo, PANELLA, Dario, RODA, Juri, MARIOTTI, Sergio
Affiliation of first author	IRA Bologna
Handle	http://hdl.handle.net/20.500.12386/35175 , https://doi.org/10.20371/INAF/TechRep/311

***IL FEED SYSTEM PER IL RICEVITORE MULTIBEAM
NELLA BANDA 33-50GHz (Q-band)***

Versione 30/05/2024

A. Orfei¹, L. Cresci², R. Nesti², D. Panella², J. Roda¹, S. Mariotti¹

¹ INAF-IRA

² INAF-OAA

Revisori: Marco Poloni; Marco Morsiani

Il presente rapporto è stato redatto nell'ambito del progetto PON "Ricerca e Innovazione 2014-2020" - Avviso D.D. 424 del 28/02/2018 PON FSE FESR / PIR01_00010 "SRT_HighFreq - Potenziamento del Sardinia Radio Telescope per lo studio dell'Universo alle alte frequenze radio".

INDICE

ACRONIMI.....	1
1. INTRODUZIONE	2
2. FINESTRE DA VUOTO	3
3. HORN.....	5
4. CIRCUITO DI GENERAZIONE DELLA MARCA DI RUMORE	10
Commutazione delle marche di rumore.....	16
5. POLARIZZATORE.....	17
6. TRASDUTTORE ORTOMODO.....	21
7. GAP TERMICO CON CHOKE.....	25
RIFERIMENTI	27

ACRONIMI

CNC	Controllo Numerico Computerizzato
ENR	Excess Noise Ratio
FoV	Field of View
FS	Feed System
G/T	Guadagno d'antenna/Temperatura di rumore di sistema
HPBW	Half Power Beam Width
LCP	Left Circular Polarisation
LNA	Low Noise Amplifier
MJ	Marker Injector
NG	Noise Generator, o anche Noise Source
OMT	Trasduttore ortomodo (Orthomode Transducer)
RCP	Right Circular Polarisation
SRT	Sardinia Radio Telescope
UE	Unione Europea
VLBI	Very Long Baseline Interferometry
VNA	Analizzatore di reti vettoriale (Vector Network Analyzer)

1. INTRODUZIONE

In questo documento viene descritto il Feed System (FS) del ricevitore *multibeam* a 19 elementi (pixel) con banda operativa di lavoro tra 33 e 50 GHz (banda Q). Il FS è composto dalle seguenti parti

- finestra da vuoto,
- feed-horn,
- polarizzatore con trasduttore ortomodo (OMT),
- accoppiatore di marca di rumore (MJ),
- gap termico

Assieme ai preamplificatori criogenici esso fa parte del *front-end* nel ricevitore a microonde operante in banda Q. Essendo la configurazione del ricevitore di tipo *multibeam* a 19 pixel si avrà a che fare con 19 repliche di FS, nominalmente identiche. Questo strumento per radioastronomia è installato sull'antenna Sardinia Radio Telescope (SRT) in Sardegna.

Verranno qui riassunte le informazioni principali dell'insieme FS e dei componenti costituenti, rimandando per i dettagli e gli approfondimenti a specifici rapporti tecnici elencati nell'apposita sezione dei riferimenti. Ne consegue che questo rapporto va usato come veloce consultazione delle principali caratteristiche meccaniche, dimensionali e prestazionali del feed system.

La foto 1.1 mostra i 19 insiemi dei passivi in guida d'onda che elaborano l'onda elettromagnetica incidente. Sono indicati quattro componenti della lista sopra riportata; finestre da vuoto e gap termici si troveranno fisicamente montati in testa e in coda.

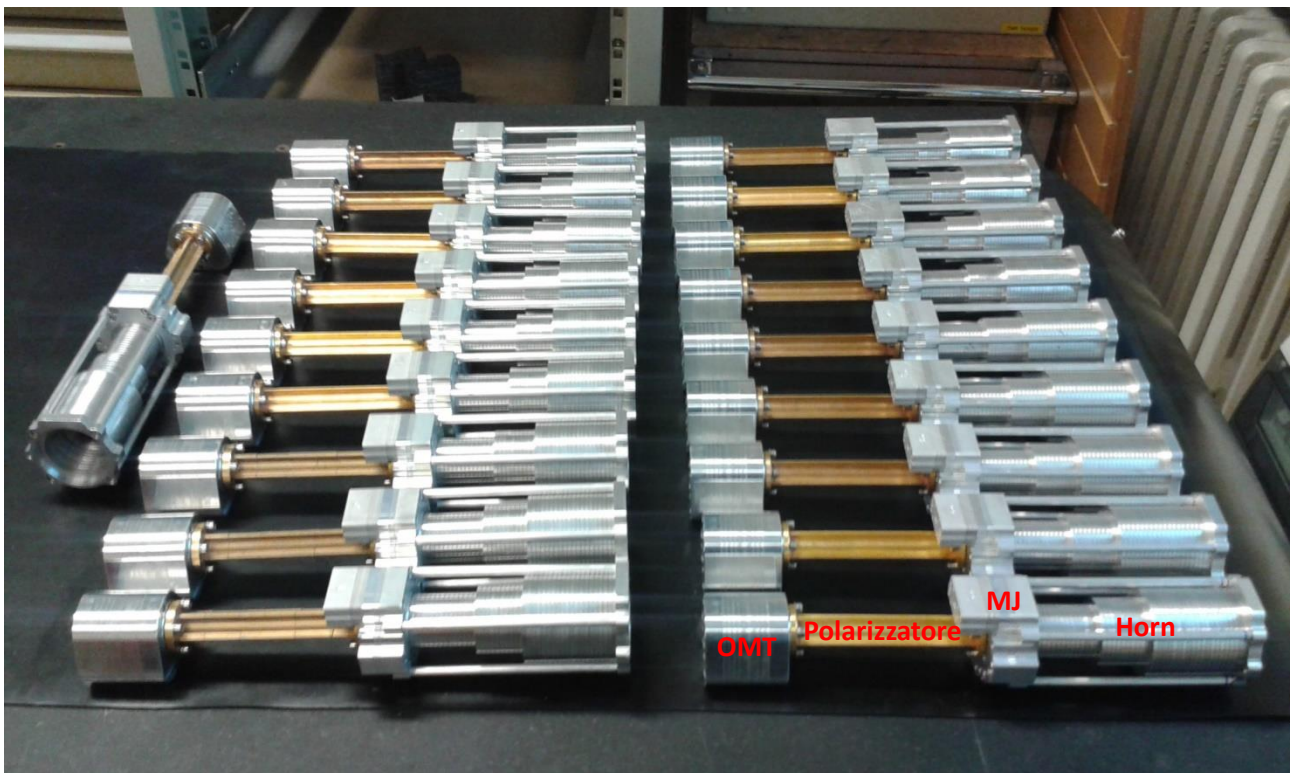


Fig. 1.1 I 19 insiemi di parti passive costruiti, con indicazione delle parti di cui sono costituiti

2. FINESTRE DA VUOTO

La finestra da vuoto deve soddisfare alla doppia esigenza di essere trasparente alle microonde e di isolare il criostato dal mondo esterno; l'isolamento deve essere sia termico (non permettere che la temperatura ambiente influenzi le temperature criogeniche all'interno) che di mantenimento del vuoto (evitare l'ingresso dell'aria). La finestra è costituita dalla combinazione di un sottile foglio di materiale opportuno abbinato a uno spesso dischetto di diverso materiale. Il foglio deve essere il più sottile possibile, compatibilmente con la sua resistenza meccanica e lavorabilità, per introdurre la minore attenuazione di inserzione che, al contrario, potrebbe contribuire significativamente alla temperatura di rumore complessiva del ricevitore [1]. Il materiale in questione, che evita inoltre l'ingresso di aria, è **Poliestere bi-orientato (BOPET) 19PSA** della Nuroll SpA e in questa applicazione lo spessore usato è 21.5µm.

Il foglio è poi sorretto da un dischetto di **Styrodur¹** di spessore 15mm (modello 3035CS, densità di 35kg/m³), anch'esso trasparente alle microonde con bassissime perdite di inserzione, che ha il duplice scopo di isolare il criostato dalla radiazione infrarossa, importante dal punto di vista termico, e di sorreggere il BOPET allorquando verrà fatto il vuoto dentro il criostato, impedendone la deformazione. Il carico dovuto al differenziale di pressione è circa 1 kg/cm², per un totale di circa 27 kg per ciascuna finestra.

Il dischetto di Styrodur viene poi incollato al foro della piastra utilizzando colla bicomponente modello DP190 della 3M.

Il foglio di BOPET è unico a coprire tutti i 19 dischetti di Styrodur: si tratta di un foglio di forma circolare tenuto in posizione da un anello metallico, con diametro uguale a quello della piastra che si vede in fig. 2.1, dotato di una guarnizione di tenuta.

La fig. 2.1 mostra la foto delle 19 finestre, una per ogni feed system (data la sua trasparenza non è visibile il BOPET), mentre il disegno di fig. 2.2 mostra una sezione delle finestre da cui si può evincere la loro posizione e dimensione rispetto ai tre schermi termici posti a 20, 70 e 300K così come rispetto agli horn sottostanti.



Fig. 2.1 Vista delle 19 finestre da vuoto

¹ Lo styrodur si presenta in lastre di polistirene espanso estruso. È un materiale usato in edilizia come isolante termico, di cui esistono una molteplice gamma di modelli. I modelli usati in radioastronomia sono stati caratterizzati in laboratorio per verificarne le proprietà elettriche. Ad esempio si veda [1].

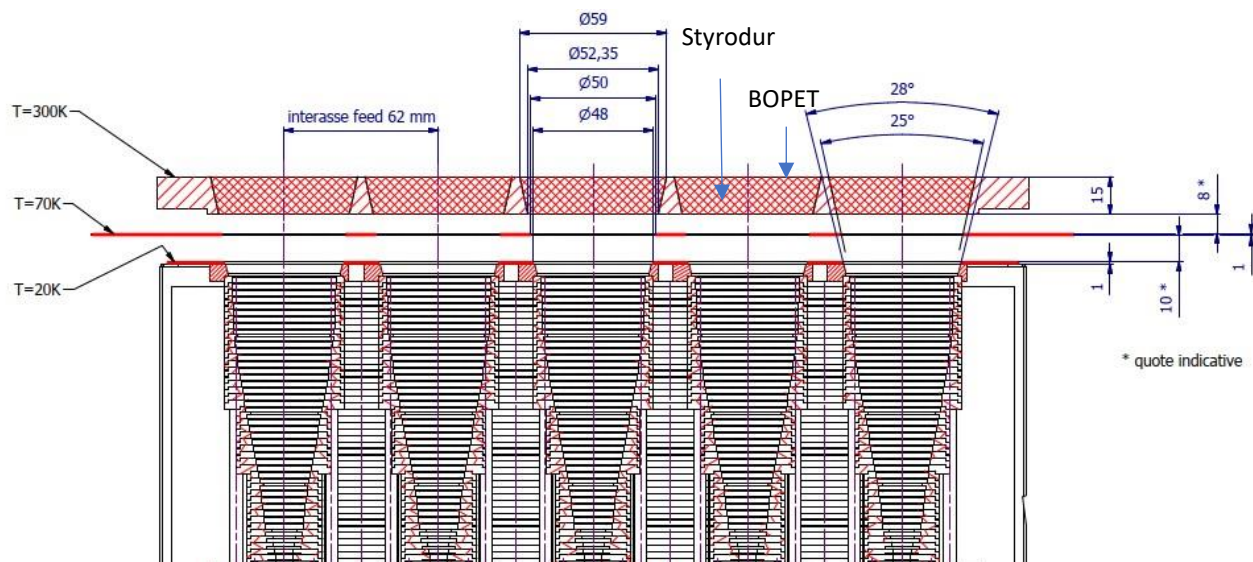


Fig. 2.2 Vista in sezione delle finestre da vuoto, con relative dimensioni

Il sottile film plastico di poliestere usato come finestra è simile al più noto HR500/2S di polipropilene, ed entrambi sono usati per il confezionamento alimentare. Per quest'ultimo le perdite sono dovute essenzialmente a riflessione e non all'inserzione del suo spessore sul cammino elettromagnetico. Questa causa di perdite è minima perché lo spessore usato è molto più piccolo di $\lambda/4$ (infatti $21.5 \mu\text{m}$ è $\lambda/279$ alla frequenza massima operativa di 50GHz). La perdita di questo genere di materiali, per lo spessore considerato, si attesta su qualche centesimo di dB a queste frequenze, che corrisponde a un contributo sulla temperatura di rumore complessiva del ricevitore pari a circa 1K.

Al pari della finestra in Poliestere biorientato, il dischetto in Styrodur è caratterizzato da una attenuazione estremamente ridotta (stimata in circa 0.02dB, che corrisponde a 1.3K di temperatura di rumore) e di una riflettività migliore di -30 dB dovuta alla bassissima costante dielettrica del materiale.

3. HORN

Gli horn per il ricevitore *multibeam* Q-band, in numero di 19, sono di tipo circolare corrugato. Questa scelta è ancora oggi quella che permette di illuminare con la migliore efficienza gli specchi dell'antenna. Altre tecniche furono a suo tempo investigate, quali i "potter horn" [2 e 3] e horn di materiale plastico con la superficie interna metallizzata: per un motivo o per l'altro queste soluzioni non si sono rivelate performanti quanto il corrugato.

Rispetto al corrugato classico però, in genere costruito di macchina in pezzo unico, questa volta si è scelta la tecnica costruttiva chiamata *platelet* [4 e 5], che si presta bene alla replica a bassi costi.

Essa consiste nel costruire un certo numero di anelli metallici, in questo caso 45, con il foro centrale variabile in diametro, in modo da ricostruire il profilo voluto dell'horn (fig. 3.1). Tutti i vari anelli vengono poi impaccati e tenuti insieme strettamente, al fine di garantire la continuità elettrica, tramite due flange, una posta in testa e l'altra in coda alla pila di anelli, strette da barre avvitare (fig. 3.2). Un importante accorgimento costruttivo in questo caso è l'utilizzo di una meccanica autoimpilante ed autocentrante per ciascun anello che, in aggiunta alla usuale tecnica di fabbricazione con macchina utensile centesimale fornisce una costruzione con la precisione richiesta.

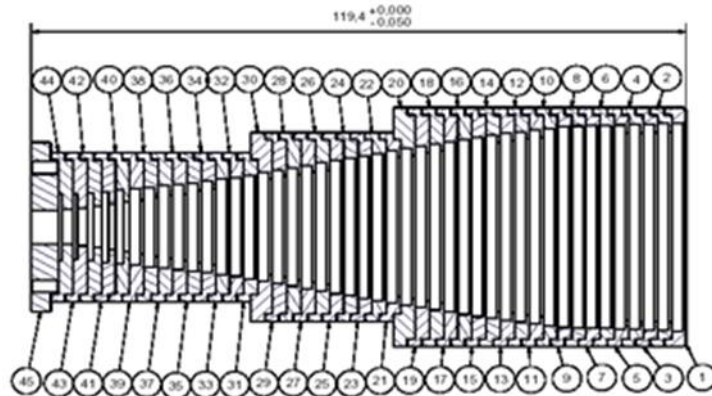


Fig. 3.1 Sezione dell'horn e vista dei 45 anelli di cui è costituito

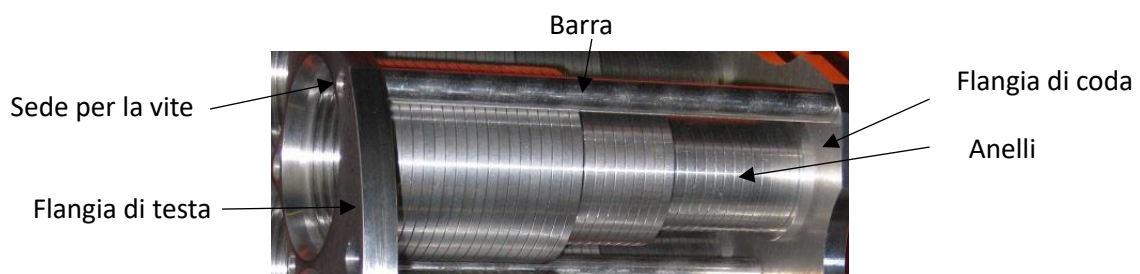


Fig. 3.2 Horn *platelet* costruito e impaccato

Di seguito vengono elencate le caratteristiche meccaniche essenziali dell'horn costruito

Diametro bocca horn = 44 mm

Diametro esterno horn = 48 mm

Lunghezza horn = 119.4 mm

Numero di anelli = 45

Diametro della guida d'onda circolare d'uscita = 6.8 mm

Peso horn = 350 g, incluse le flange

Materiale anelli e flange = Alluminio 6082 T6

Processo costruttivo = CNC (macchina utensile a Controllo Numerico Computerizzato)

Tutti gli horn sono stati caratterizzati in termini di return loss, perdita di inserzione, cross-polarizzazione e valore effettivo di taper ai bordi del subriflettore che, per l'antenna SRT, va valutato a 12° rispetto all'asse dello specchio primario dell'antenna. In fase di progetto il valore di taper è stato cercato tale che il rapporto G/T sia massimo alla frequenza centrale di 41.5GHz. Questo ricevitore sarà montato sul tamburo rotante posto nel fuoco gregoriano dell'antenna.

In fig. 3.3 si riporta l'andamento di S_{11} (return loss) [6]: viene mostrato un solo grafico perché gli altri diciotto sono del tutto uguali. Le ondulazioni periodiche che si notano sulla traccia in tutta la banda di frequenze sono dovute principalmente a riflessioni della stanza in cui è stata effettuata la misura che non era perfettamente anecoica. Le ondulazioni a inizio banda, fino a circa 34.5GHz derivano dalla procedura di calibrazione del VNA che non corregge totalmente le discontinuità che avvengono alle frequenze di taglio dei modi propagativi.

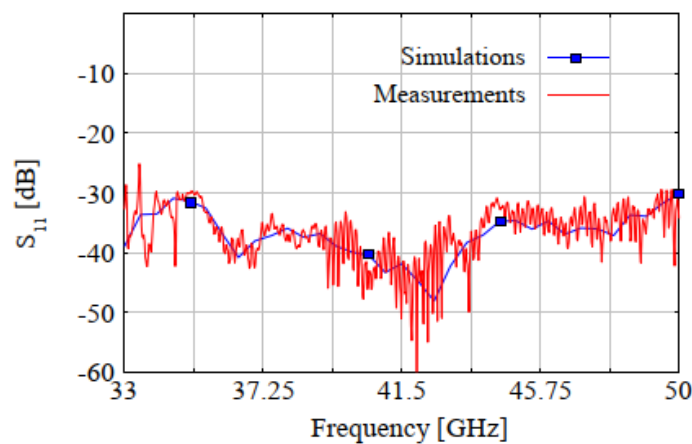


Fig. 3.3 S_{11} degli horn Q-band

In fig. 3.4 è mostrata una interpolazione sulla misura di S_{21} , che dà una indicazione dell'insertion loss, eseguita su uno dei 19 horn costruiti. La misura è stata fatta con la tecnica del corto circuito alla bocca del feed.

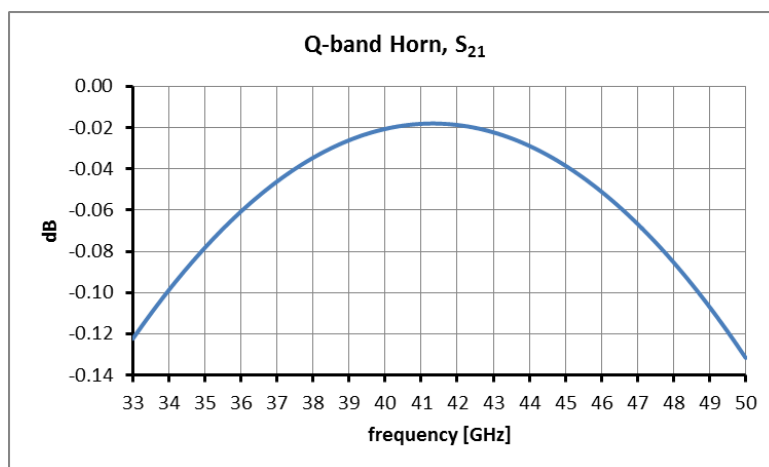


Fig. 3.4 Insertion loss interpolato sulla misura di uno dei 19 horn

L'isolamento tra horn adiacenti nel multifeed è stato misurato alimentando la porta di un horn e misurando l'uscita dell'horn vicino. Rispetto al livello di potenza in ingresso alla prima porta è stato misurato

un livello di -60dB all'altra porta: questo valore proviene soprattutto dall'accoppiamento tra le aperture dei due horn, includendo anche effetti di scattering dell'ambiente circostante; si ritiene inesistente un effetto di passaggio di potenza attraverso gli anelli dei due horn.

Misure di illuminazione in camera anecoica nei piani E ed H permettono di valutare il livello di cross-polarizzazione sul piano a 45° calcolando la differenza tra i valori di E ed H. Anche qui si riporta un solo grafico, fig. 3.5, perché a tutte le frequenze e per tutti gli horn i risultati sono molto coincidenti [6].

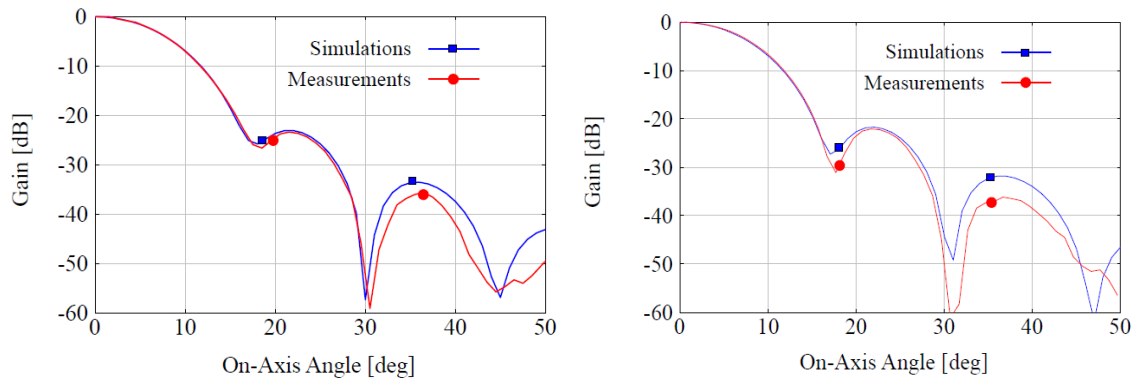


Fig. 3.5 Pattern d'antenna misurato dell'horn; a sinistra piano H, a destra piano E (f=41.5GHz)

È stata comunque portata a termine una estesa campagna di misure di illuminazione su tutti i 19 horn, eseguita nella camera anecoica della Università di Milano – Dipartimento di Fisica. Ne è nato un corposo rapporto [7], un cui estratto può essere consultato in [8]. La tabella 3.1 riassume le prestazioni ottenute, mentre la tabella 3.2, col ricevitore montato sull'antenna 64m SRT, riassume i valori di fascio a metà ampiezza (HPBW), di distanza tra beam contigui (d') e i livelli dei primi lobi laterali rispetto al fascio principale; questi ultimi valori sono però riferiti all'horn che illumina il subriflettore, non sono quelli del fascio in cielo.

	Misure [dB]		
	33 GHz	41.5 GHz	50 GHz
Taper ai bordi a $\theta=12^\circ$	-6.2	-10.6	-18.2
S_{11}	≤ -30	≤ -30	≤ -30
Cross-polarizzazione	≤ -28.9	≤ -32.8	≤ -30.9
Isolamento tra horn	≥ 60	≥ 60	≥ 60
S_{21}	0.12	0.02	0.13

Tab. 3.1 Prestazioni misurate degli horn corrugati *platelet*

λ [mm]	f [GHz]	Taper [dB]	HPBW [arcsec]	d' [arcsec]	1° lobo laterale		2° lobo laterale		3° lobo laterale	
					[dB]	[gradi]	[dB]	[gradi]	[dB]	[gradi]
9.1	33	-6.2	32.3	85.4	-22	± 30	-35	± 55	-43	$> \pm 90$
7.2	41.5	-10.6	27.1	85.4	-23	± 22	-32	± 37	-42	± 60
6.0	50	-18.2	24.5	85.4	-20	± 16	-32	± 29	-42	± 40

Tab. 3.2 Dimensione dei 19 Beam (HPBW) con loro spaziatura (d') in cielo e dati sui primi lobi laterali riferiti al solo horn

Un ulteriore parametro da conoscere è l'andamento della posizione del centro di fase con la frequenza. Questo punto immateriale deve coincidere con il fuoco gregoriano dell'antenna. In fase di progetto

dell'illuminatore è stata determinata anche questa funzione, riportata in fig. 3.6. Il valore D è valutato a partire dalla bocca dell'horn, negativo verso l'interno horn. Come si vede, il centro di fase è piuttosto variabile; tuttavia, il montaggio in fuoco secondario permette una certa tolleranza² a questo valore e la scelta migliore è fare coincidere col punto di fuoco il valore a D= -8mm, in modo che in questa posizione di horn si abbia variazione minima, pari a ± 6 mm.

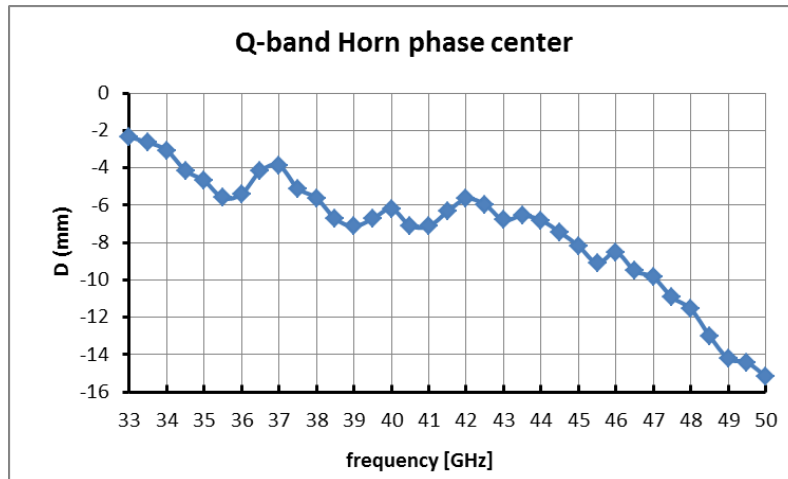


Fig. 3.6 Andamento del centro di fase dell'horn con la frequenza

La geometria del sistema di 19 feed system è costituita da due esagoni, uno interno all'altro, oltre all'elemento centrale.

Per ragioni pratiche di spazio disponibile atto a consentire assemblaggi, disassemblaggi e per manutenzione, la distanza minima tra gli horn non può essere come quella riportata in figura 3.7, cioè horn a contatto. La spaziatura effettiva è 62mm, ciò comporta che il centro dei due horn più esterni si trovi a un raggio pari a 124 mm, ben dentro il valore del *Field of View* dell'antenna (R_{FOV}) a tutte le frequenze di interesse eccetto, ma marginalmente, a 50GHz. Il FoV di SRT fu determinato con simulazioni GRASP³ a 22 e 100GHz, ottenendo sostanzialmente risultati simili a entrambe le frequenze [9]. Accettando una perdita di 0.5dB di efficienza d'antenna si deduce dal grafico di fig. 3.8 che R_{FOV} è poco meno di 20λ . Essendo le frequenze del ricevitore banda Q intermedie a quelle simulate è lecito assumere lo stesso valore di R_{FOV} .

² Per l'antenna SRT la perdita di guadagno rispetto al *feed defocusing* (dZ) è sostanzialmente nulla se $dZ/\lambda \leq 1.7$: a 50 GHz, caso peggiore, si ha $dZ/\lambda = 6\text{mm}/6\text{mm} = 1$.

³ Software commerciale prodotto da TICRA

$D_i = 44 \text{ mm}$
 $D_e = 48 \text{ mm}$
 $R_{FOV} (33\text{GHz}) = 180 \text{ mm}$
 $R_{FOV} (43\text{GHz}) = 140 \text{ mm}$
 $R_{FOV} (50\text{GHz}) = 120 \text{ mm}$
 $d = 62 \text{ mm}$
 $R = 2 * d = 124 \text{ mm}$

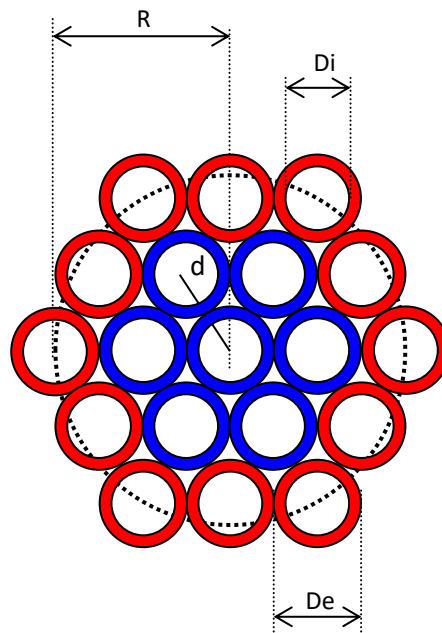


Fig. 3.7 Disposizione geometrica dei 19 feed system come vista dalle bocche degli horn

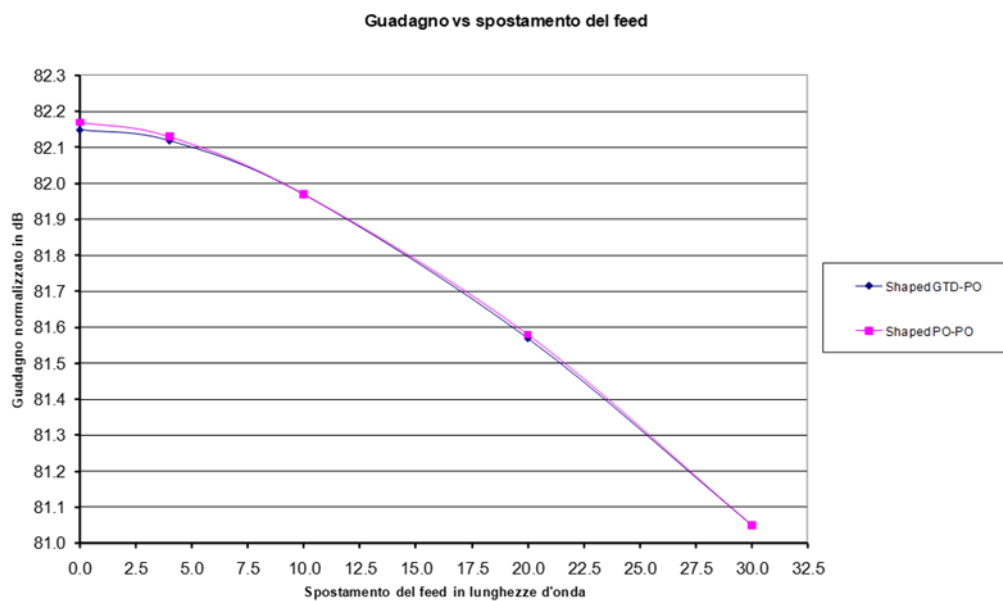


Fig. 3.8 FoV simulato a 22GHz per SRT. Un andamento simile lo si ha anche a 100GHz

4. CIRCUITO DI GENERAZIONE DELLA MARCA DI RUMORE

Ognuno dei 19 circuiti di marca è costituito da un generatore di rumore, col suo caratteristico andamento in frequenza di ENR (Excess Noise Ratio), da un attenuatore, anch'esso col proprio andamento in frequenza pari al suo S_{21} , e dall'iniettore di marca (MJ, marker Injector) che accoppia verso il polarizzatore e OMT la voluta porzione di potenza proveniente dal generatore di rumore. All'uscita del MJ il segnale sperimenterà poi le perdite di inserzione di polarizzatore e OMT e quest'ultimo dividerà a metà il segnale per consegnarlo alle uscite corrispondenti alle due polarizzazioni. Attenuatore, MJ e polarizzatore/OMT sono raffreddati, mentre NG è collocato in parte calda all'interno del criostato; per questo motivo le due sezioni sono separate da un gap termico costituito dalle bocche di due guide d'onda affiancate tra loro, una in parte calda e una in parte fredda.

La figura 4.1 riassume in uno schema a blocchi il circuito in questione,

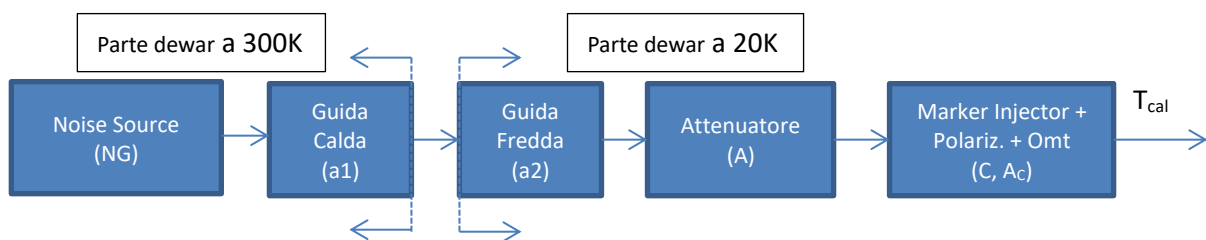


Fig. 4.1 Schema a blocchi del circuito di marca

La fig. 4.2 mostra invece le parti fondamentali del circuito



Fig. 4.2 Da sinistra a destra: NG, attenuatore e MJ

La fig. 4.3 mostra uno dei 19 pixel, in cui si possono vedere anche le parti del circuito di marca.

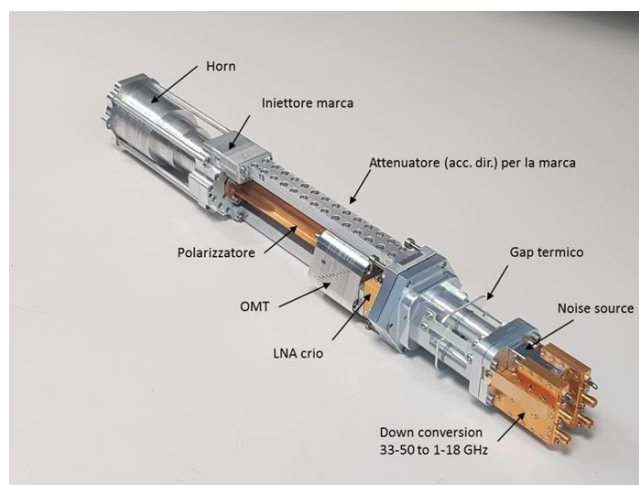


Fig. 4.3 Il circuito di marca inserito nel pixel completo

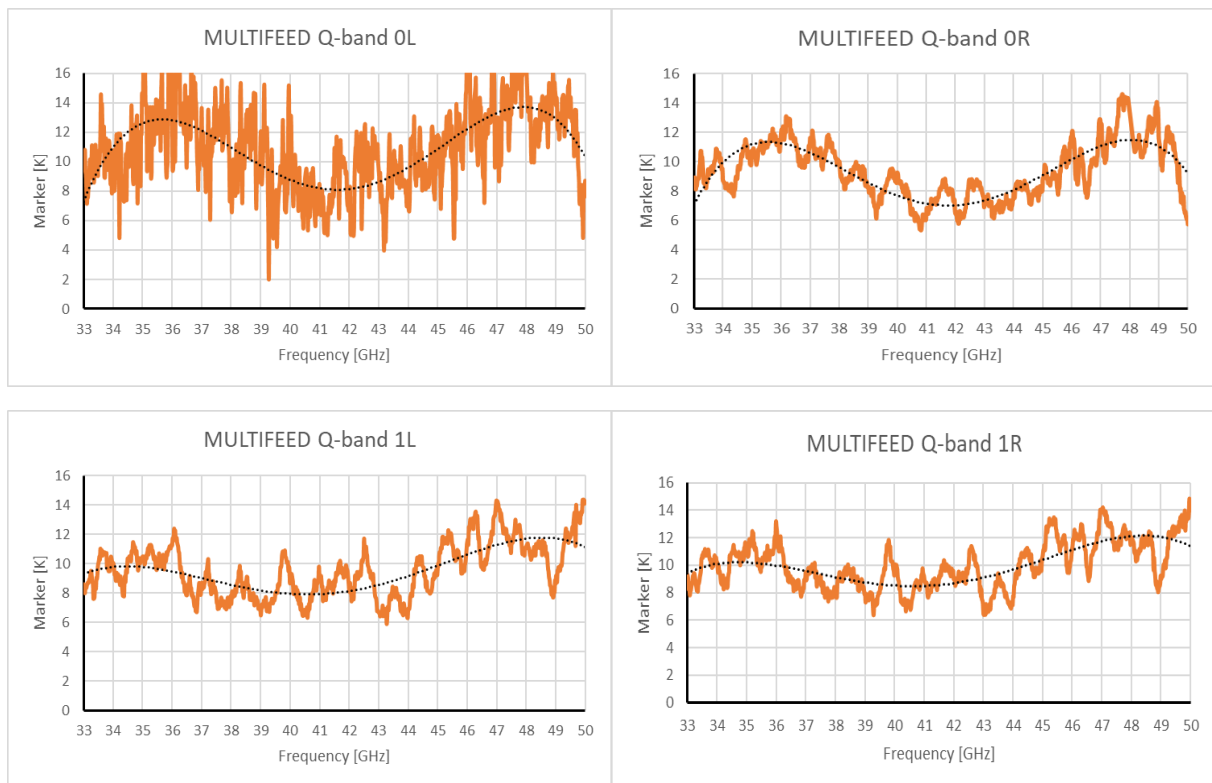
Nella tabella 4.1 vengono elencate le caratteristiche meccaniche essenziali dei componenti il circuito di marca:

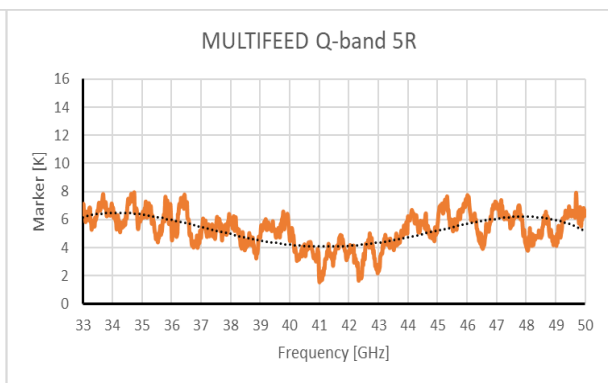
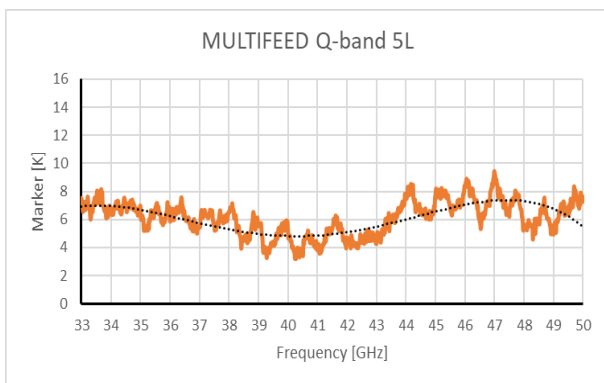
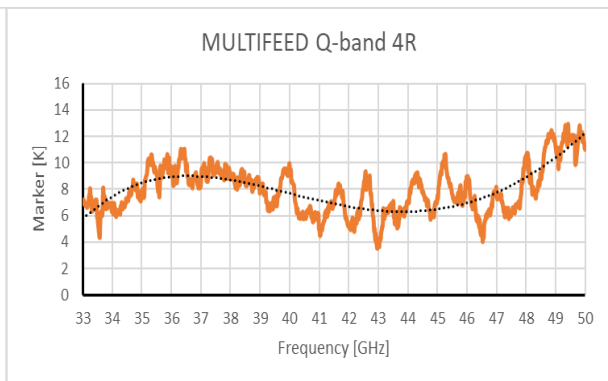
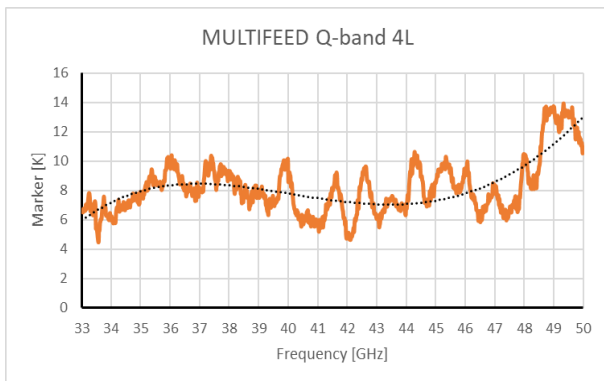
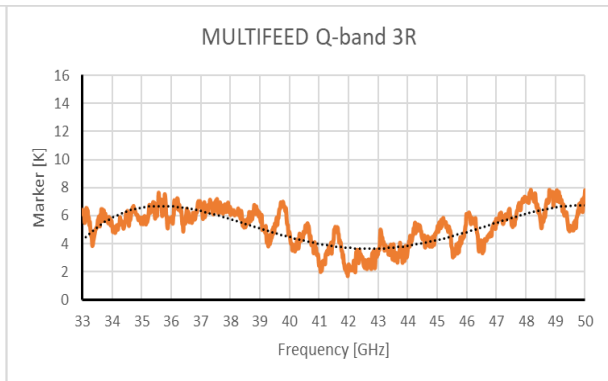
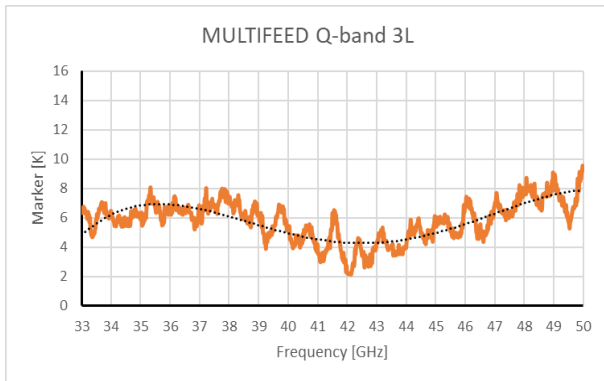
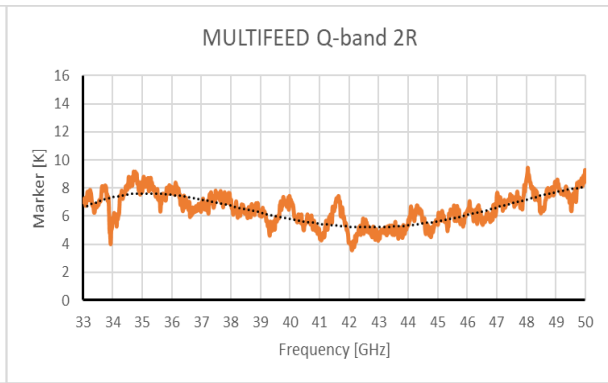
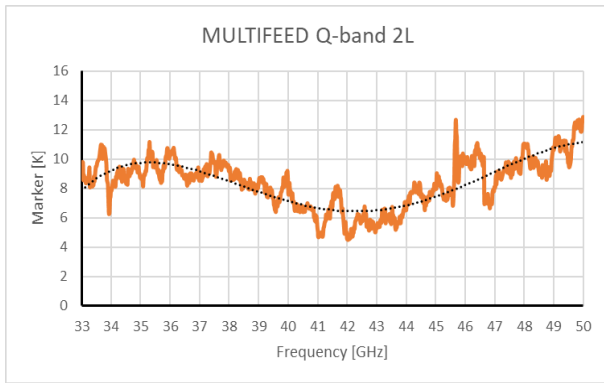
Componente del circuito	Materiale	Dimensioni [mm]	Peso [g]	Processo costruttivo
Generatore di rumore, NG	Alluminio 6082	33 x 37 x 11.5	42	Fresa
Attenuatore, corpo	Alluminio 6082	160 x 30 x 15	56	Fresa
Attenuatore, lamina	Ottone OT58	160 x 14 x 0.2	3	Fresa
Iniettore di marca, MJ	Alluminio 6061	60 x 60 x 20.5	175	Fresa ed elettroerosione

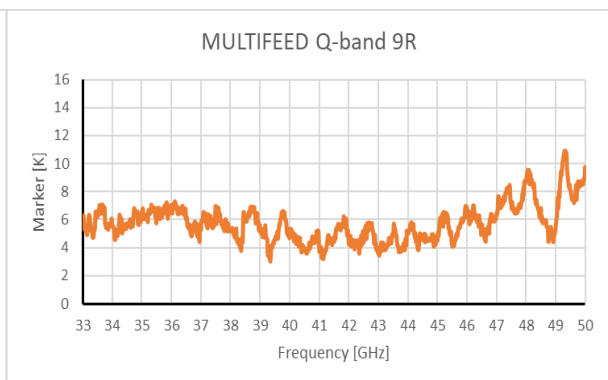
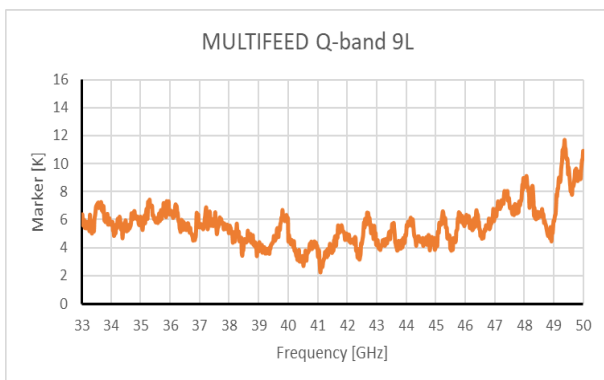
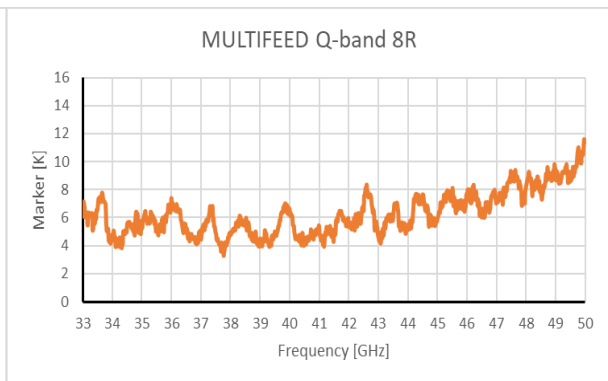
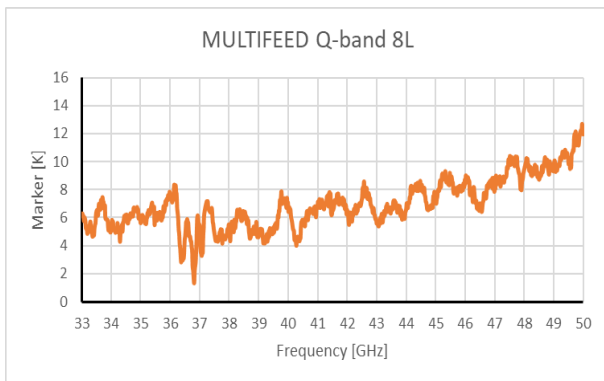
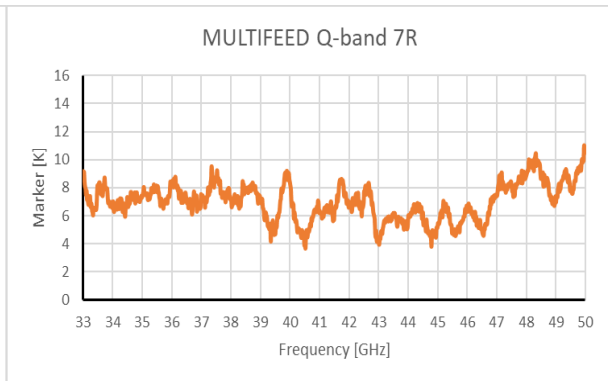
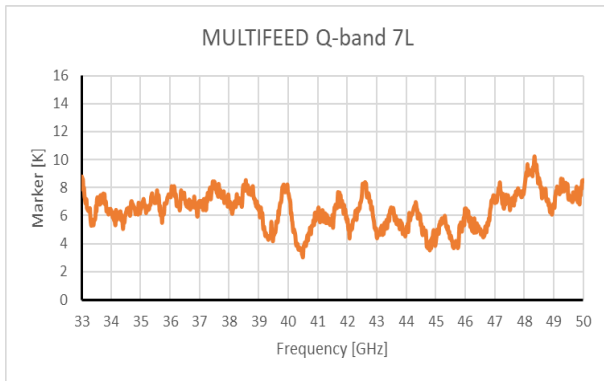
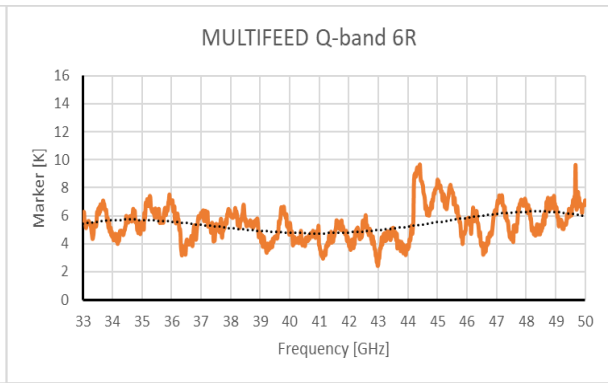
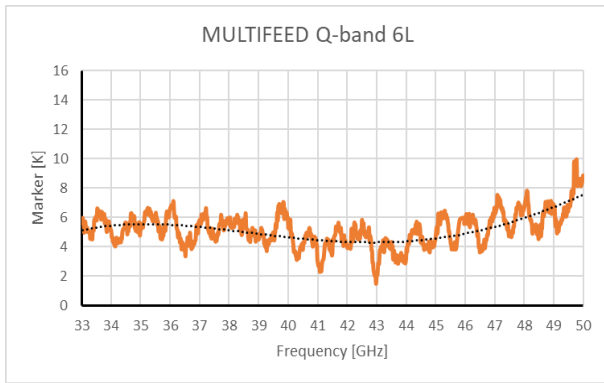
Tabella 4.1 Dati costruttivi sui componenti del circuito di marca

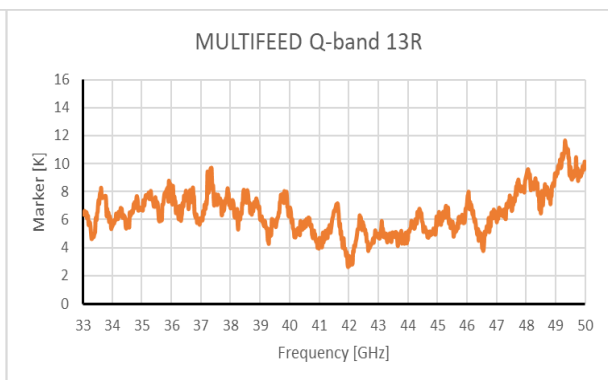
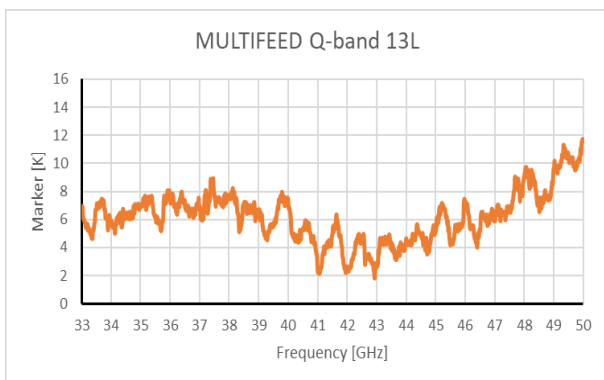
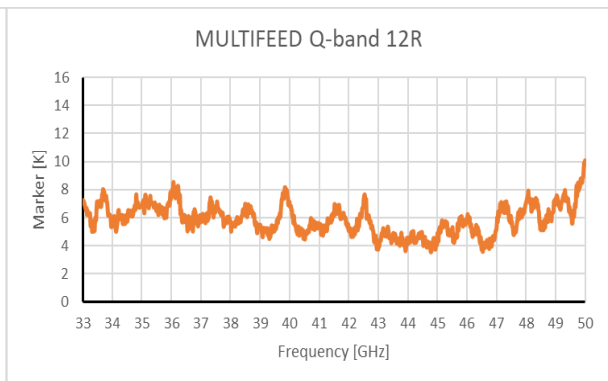
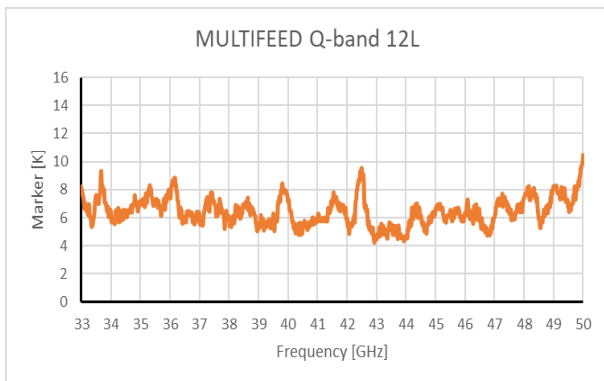
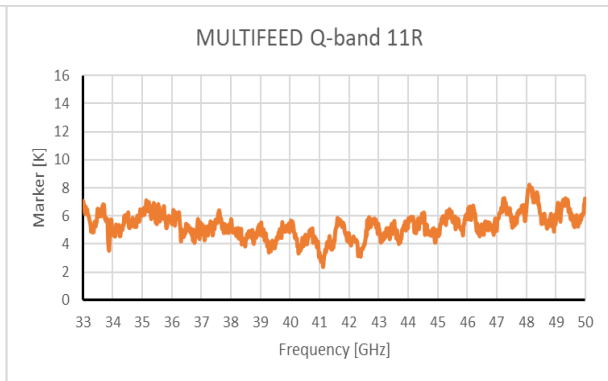
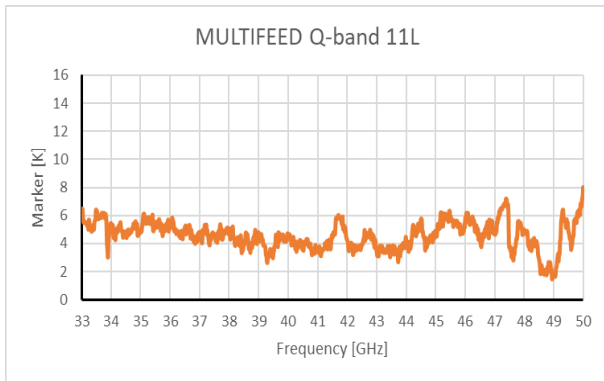
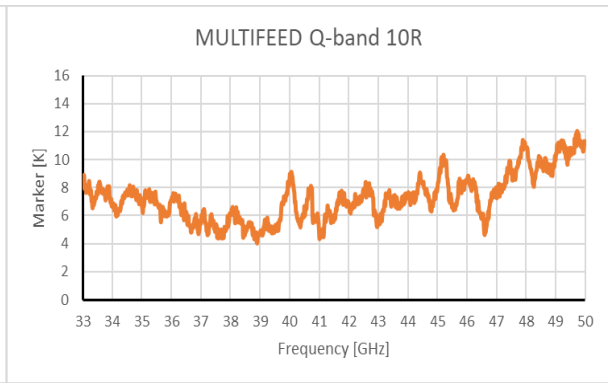
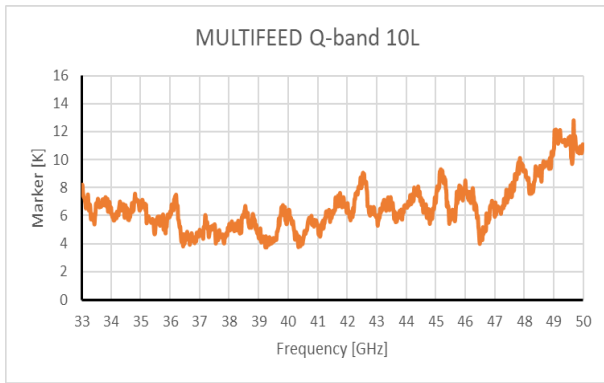
Il dispositivo iniettore di marca fu progettato, realizzato e misurato dall'istituto di ricerca IEIT-CNR di Torino, nell'ambito di un contratto appositamente acceso a questo scopo. Ha una guida d'onda circolare del diametro di 6.8mm, con flangia standard UG383/U, per accoppiarsi con l'horn e il polarizzatore e una guida rettangolare standard WR22 per connettersi all'attenuatore.

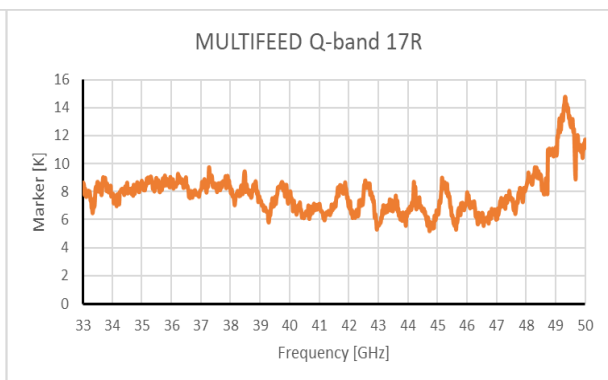
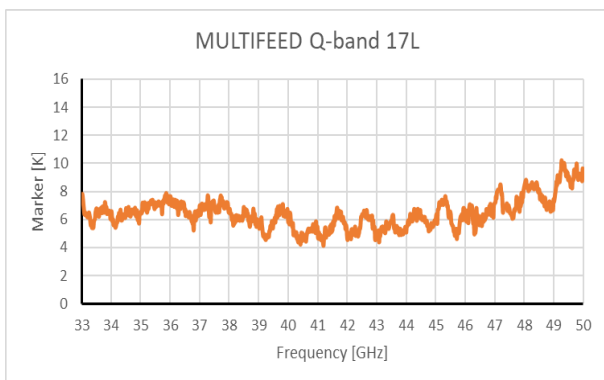
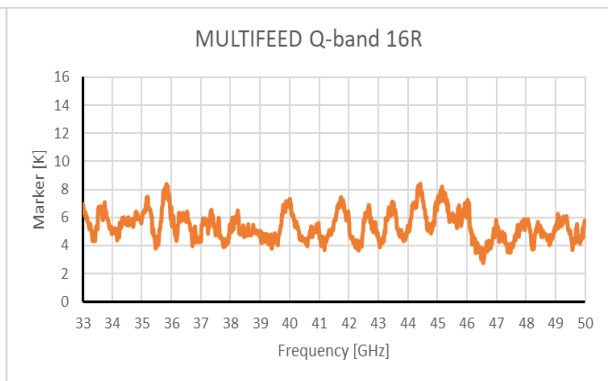
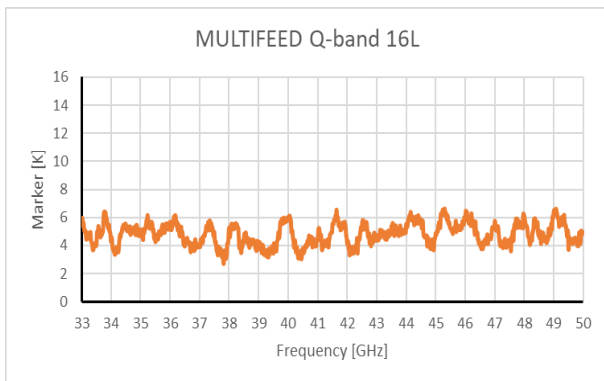
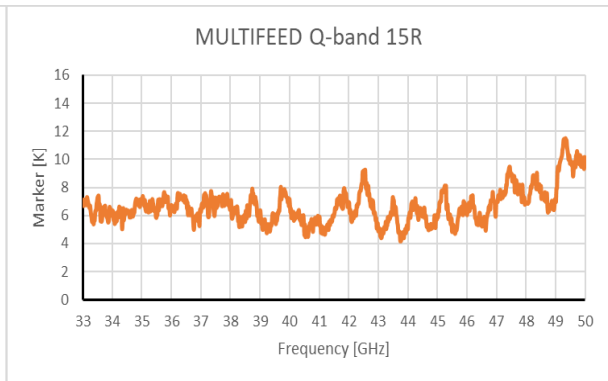
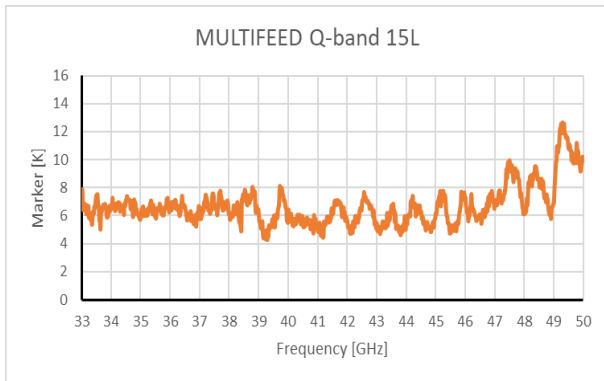
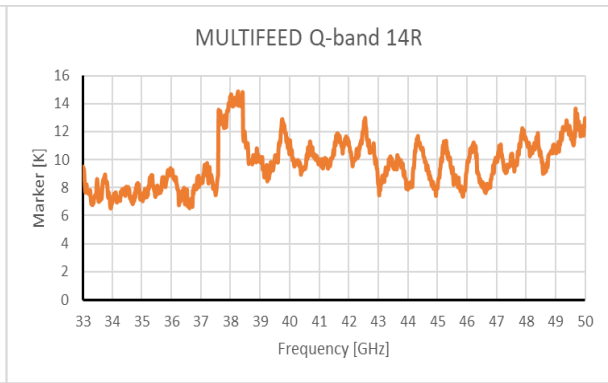
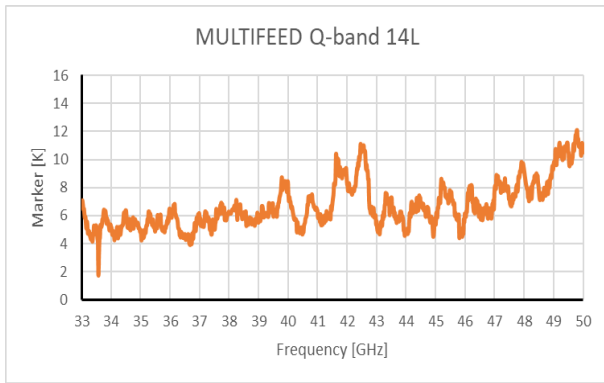
Un'ampia e dettagliata descrizione dell'insieme del circuito e dei suoi costituenti si può trovare in [10 e 11]. Qui si riportano solamente i risultati della caratterizzazione delle 38 funzioni marca, due per ogni pixel, ottenute durante le misure di rumore sul multifeed effettuate nei laboratori della stazione di Medicina (Bo) a metà giugno del 2023. Sulle funzioni di marca dei primi sette pixel è stata aggiunta anche la curva di un polinomio interpolante di quarto grado. Tutto ciò viene mostrato nella sequenza di 38 grafici di fig. 4.4.











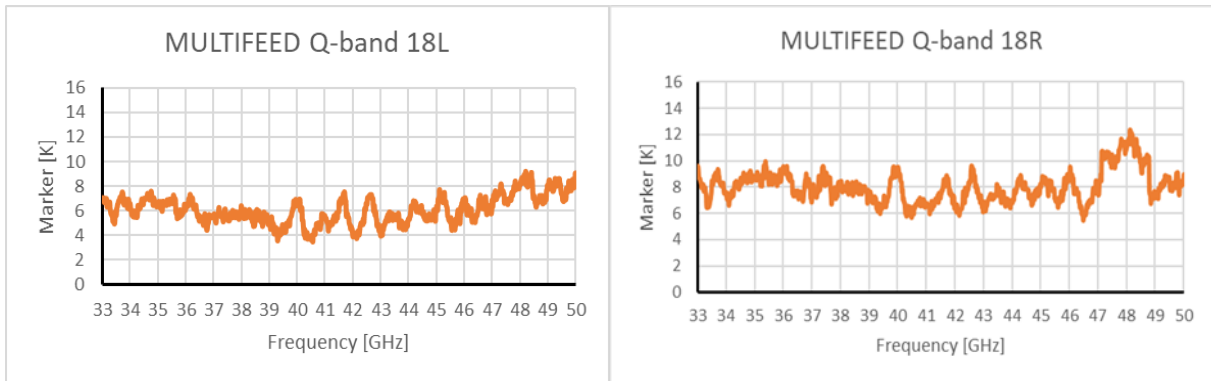


Fig. 4.4 Sequenza di grafici che mostrano gli andamenti con la frequenza delle 38 marche di rumore

Commutazione delle marche di rumore

Le marche da comandare nel multifeed sono in numero di 19: esse devono lavorare in simultanea e la specifica richiede che ci sia anche la possibilità di commutarle fra gli stati ON e OFF a una frequenza di almeno 80Hz (specifica mutuata dalle osservazioni VLBI). Oltre al comando si deve fornire anche l'adeguata corrente a tutti i generatori di rumore, tipicamente 8mA per ognuno, per un totale di circa 150mA. È stata quindi pensata una piccola scheda, montata sul modulo Back Plane Board Adapter (questa scheda è parte del sistema M&C, Monitoring and Control [12]) che usa il chip Allegro A4950: si tratta di un Full-Bridge DMOS PWM Motor Driver che è in grado di fare fronte al carico di tutti i generatori che, tra l'altro, hanno una componente capacitiva rilevante.

Sono state fatte prove di commutazione contemporanea delle 19 marche, al fine di rilevarne i tempi di salita e di discesa. Il risultato è mostrato nella fig. 4.5, in cui, in viola, è mostrato il comando TTL sia in accensione che in spegnimento della marca, mentre in giallo è evidenziata la risposta ON (tempo di salita e assestamento) e quella OFF (tempo di discesa e assestamento). Entrambi i tempi sono di circa 7 μ s, del tutto trascurabile rispetto al periodo di commutazione pari a 12.5ms.

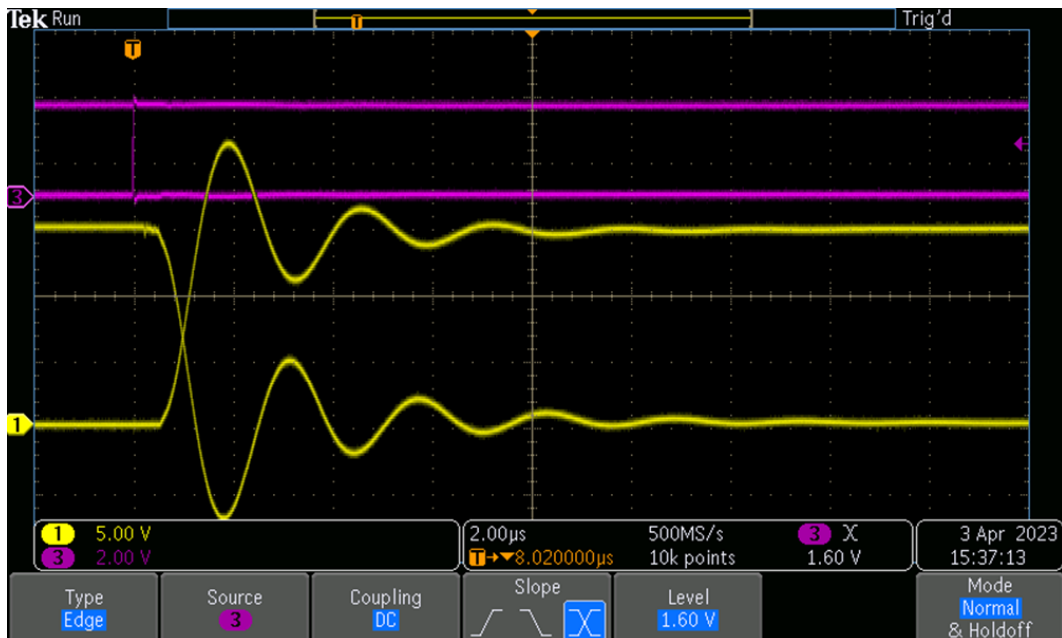


Fig. 4.5 Tracce dell'oscilloscopio con la risposta, in giallo, della marca commutata; in viola il comando TTL

5. POLARIZZATORE

Il progetto del polarizzatore fu effettuato da Giampaolo Pisano, all'epoca all'Università di Manchester, nell'ambito di un progetto di ricerca finanziato dalla UE dedicato alla individuazione di tecnologie adatte a uno sviluppo di ricevitori multifeed in banda Q.

Il dispositivo è in guida circolare e del tipo a iridi. La fig. 5.1 mostra uno dei 19 dispositivi nel momento della caratterizzazione; la fig. 5.2 fa vedere l'interno per mostrare le iridi.

Il polarizzatore fu progettato in guida circolare perché, contrariamente alla quadrata o rettangolare utilizzata in altri ambiti, si riesce a ottenere un'alta accuratezza dimensionale usando elettroformatura, la tecnica costruttiva scelta per realizzare il dispositivo.

Il polarizzatore consiste di una complessa combinazione di iridi ruotate, ove la profondità delle stesse e la loro distanza sono imposte in modo da annullare le deviazioni di fase dai voluti 90° in funzione della frequenza, punto debole tipico dei polarizzatori a larga banda (Fig. 5.3) [13]. Le caratteristiche dimensionali e meccaniche principali del dispositivo sono,

Diametro della guida circolare = 6.8 mm

Lunghezza = 107 mm

Peso = 100g

Materiale = rame dorato

Processo costruttivo = elettroformatura



Fig. 5.1 Uno dei 19 polarizzatori costruiti nella sua fase di caratterizzazione

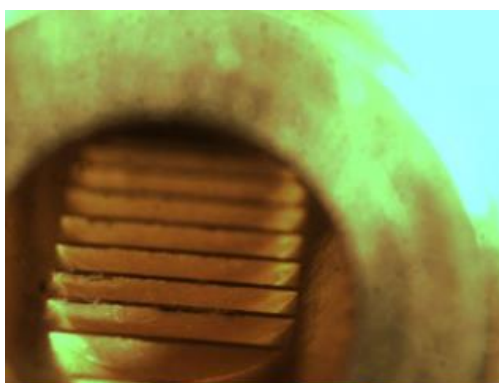


Fig. 5.2 Vista di alcune iridi ricavate all'interno del polarizzatore

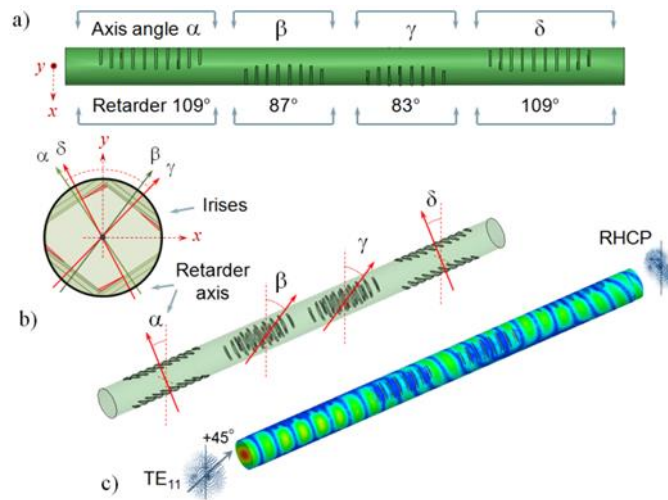


Fig. 5.3 Principio di funzionamento del polarizzatore [12]

Dei 19 dispositivi sono stati misurati il *return loss* (S_{11}), la perdita di inserzione (S_{21}), i valori di *phase unbalance* (variazione di fase con la frequenza; determina il valore di cross-polarizzazione del dispositivo che a sua volta incide sulla cross-polarizzazione in asse dell'antenna), e il valore di *amplitude unbalance* anch'esso importante nel determinare la cross-polarizzazione totale [14]. Le misure sono fatte lungo due assi, uno cosiddetto a 0° , cioè su un asse parallelo alle iridi, e l'altro a 90° su un asse perpendicolare alle iridi; la fig 5.4 mostra uno schematico dei sistemi di riferimento,

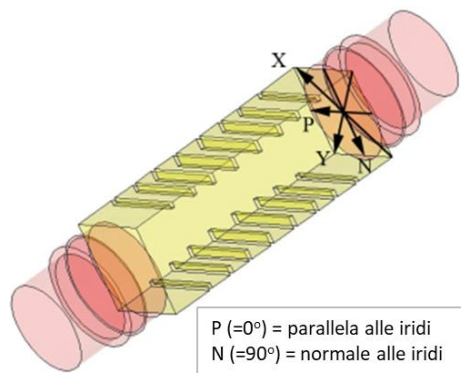


Fig. 5.4 Sistemi di riferimento per il polarizzatore

Nella fig. 5.5 si mostra S_{11} del solo polarizzatore n.ro 0, gli altri avendo uguale andamento,

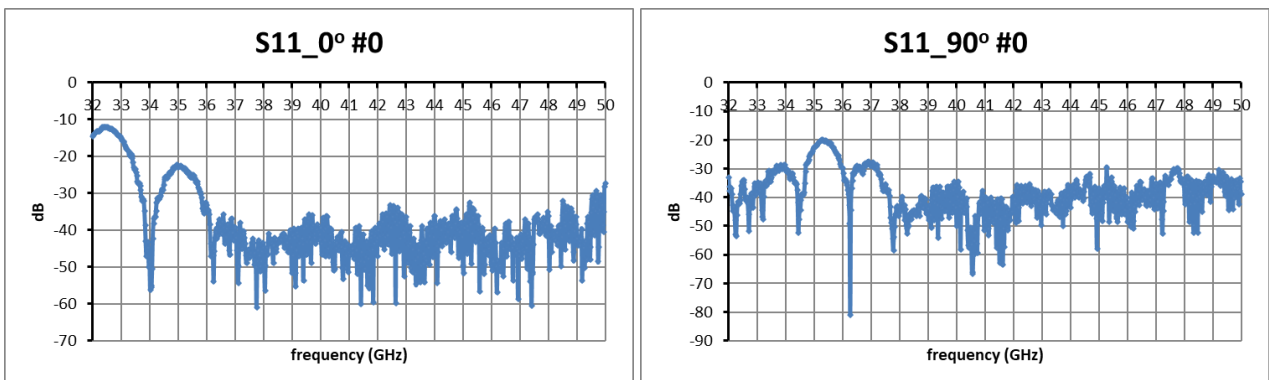


Fig. 5.5 S_{11} del polarizzatore n.ro 0 (a sx asse 0° ; a dx asse 90°), gli altri 18 hanno andamento identico

Nella figura 5.6 si mostra S_{22} del solo polarizzatore n.ro 0, gli altri avendo uguale andamento. Essendo il polarizzatore un dispositivo in guida d'onda simmetrica è verificato che $S_{11}=S_{22}$.

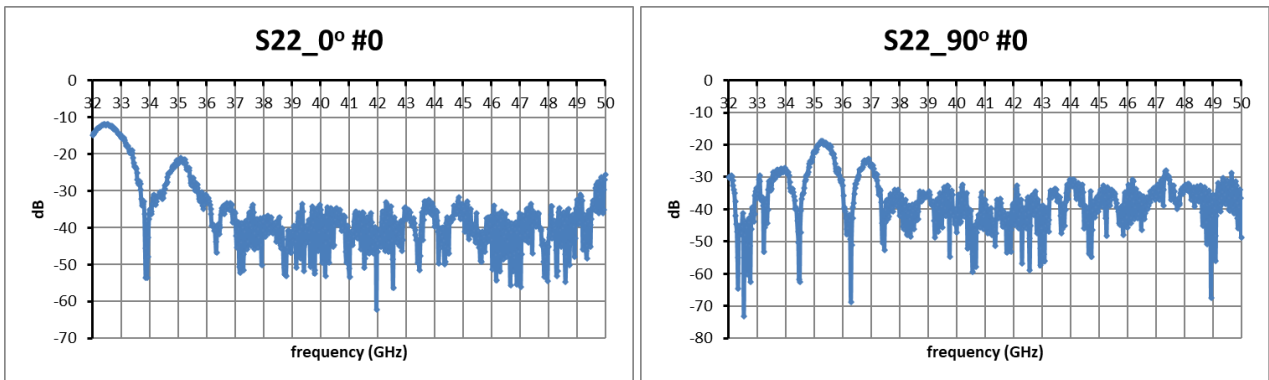


Fig. 5.6 S_{22} del polarizzatore n.ro 0 (a sx asse 0° ; a dx asse 90°), gli altri 18 hanno andamento identico

La fig. 5.7 mostra l'insertion loss dei 19 dispositivi,

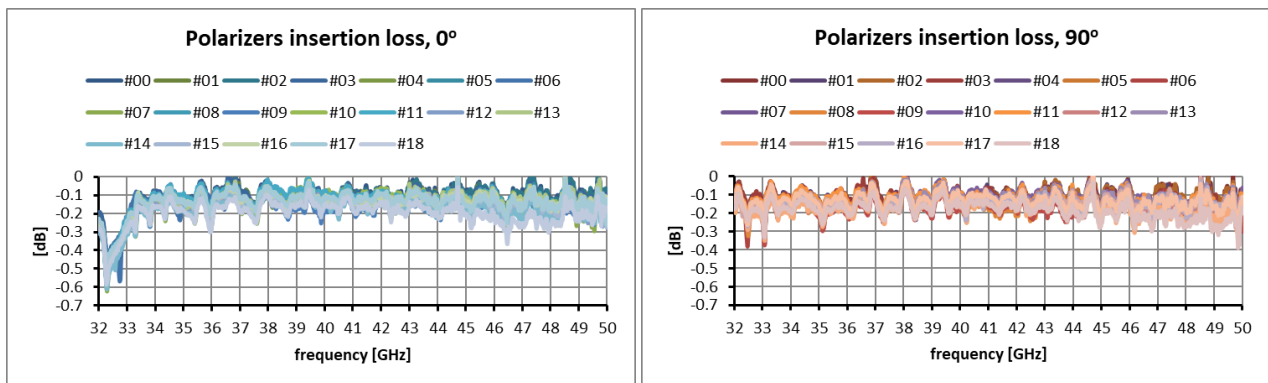


Fig. 5.7 Insertion loss dei 19 polarizzatori costruiti

In fig. 5.8 è mostrato l'amplitude unbalance del solo polarizzatore n.ro 0, gli altri avendo uguale andamento. Come si può vedere, a partire da 33GHz, la differenza di ampiezza nella produzione delle due circolari è estremamente vicina a 0dB.

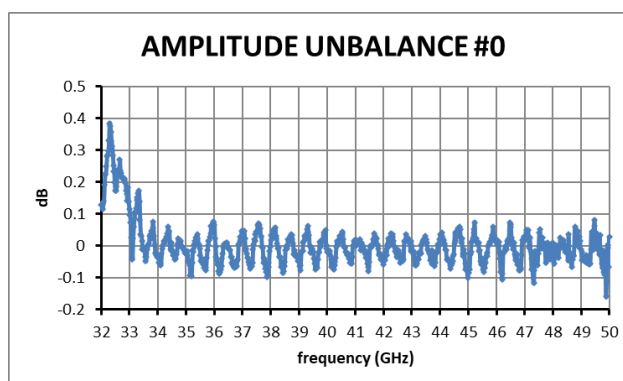


Fig. 5.8 Amplitude unbalance del polarizzatore n.ro 0, gli altri 18 hanno andamento del tutto simile

In fig. 5.9 è mostrato il phase unbalance di tutti i polarizzatori. Il parametro importante è la differenza di fase, in funzione della frequenza, rispetto al valore 90° , che è il valore ideale di sfasamento che il polarizzatore deve imprimere alle due polarizzazioni lineari incidenti per creare le due circolari LCP e RCP. La deviazione massima di fase rispetto a 90° ($\Delta\phi$) determina quant'è la cross-polarizzazione tra le due circolari. In condizioni di amplitude unbalance nullo, o praticamente nullo come nel nostro caso, si può scrivere una relazione diretta tra $\Delta\phi$ e la cross-polarizzazione in dB; vale infatti

$$X_{pol} = 20 \log \left[\operatorname{tg} \left| \frac{\Delta\phi}{2} \right| \right]$$

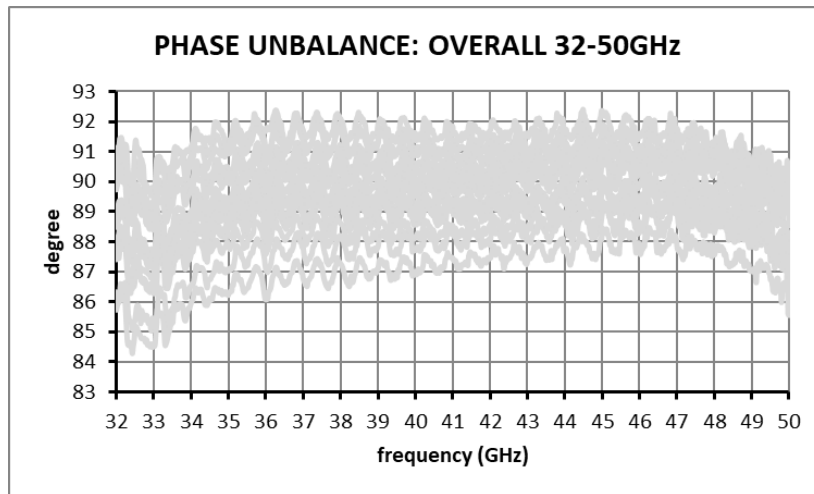


Fig. 5.9 Phase unbalance dei 19 polarizzatori costruiti

Dal grafico cumulativo si vede che c'è un polarizzatore che a 33GHz devia dai 90° di circa 4.5°, ne consegue che il valore peggiore di cross-polarizzazione è -28dB. Il grosso della produzione mostra però deviazioni molto migliori, sotto i 3°, che corrisponde a una cross-polarizzazione di -31.6dB. Ancora, la quasi totalità della produzione in quasi tutta la banda, da 34 a 49GHz, mostra $\Delta\phi=2^\circ$, cioè una cross-polarizzazione di -35.1dB.

Per sottolineare quanto questo sia un notevole risultato si riporta in fig. 5.10 un tipico andamento di *phase unbalance* per un progetto classico di polarizzatore. Al di là del valore massimo di $\Delta\phi=8^\circ$, il lato importante è che la funzione $\Delta\phi(f)$ non è per niente costante, come invece è nel polarizzatore banda Q.

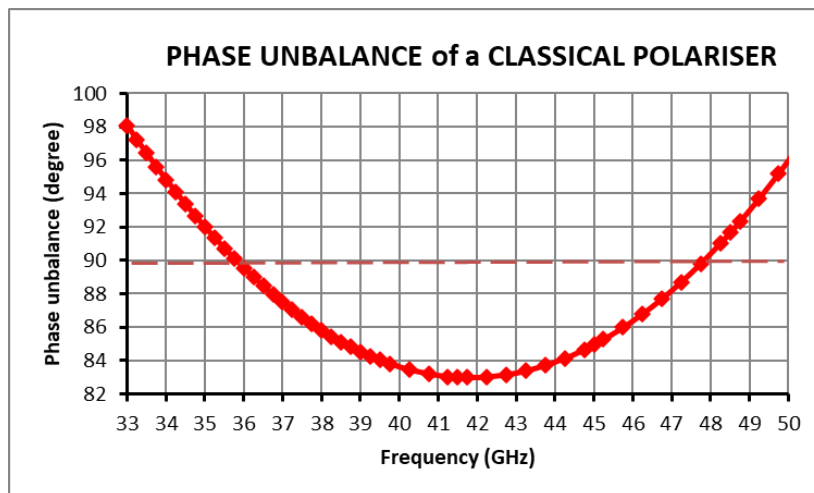


Fig. 5.10 Phase unbalance di un polarizzatore con metodo classico di progetto

6. TRASDUTTORE ORTOMODO

L'OMT è progettato con architettura del tipo giunzione *turnstile* [15], con l'obiettivo aggiuntivo di ottenere i cammini equalizzati in fase. Una ottimizzazione del progetto elettromagnetico è stata fatta alla luce di diminuire i costi, le dimensioni e il peso. Ogni OMT è stato costruito con tecnica *platelet*, già usata per gli horn, in questo caso con la sovrapposizione di nove strati costruiti ricorrendo a tecniche standard di precisione proprie delle macchine utensili; gli strati sono poi impaccati da una flangia superiore e una inferiore.

In fig. 6.1 è mostrato il singolo OMT *turnstile*, le cui caratteristiche salienti sono le simmetrie tra le due polarizzazioni e la realizzazione pensata a *step*, in modo che il dispositivo possa essere visto come una pila di strati, che ben si presta ad essere costruito in versione *platelet* e riprodotto in diciannove esemplari.

Notare come le uscite siano parallele tra loro, ed equidistanti dall'asse dell'OMT. Ciò è ottenuto aggiungendo due twist alle guide d'uscita. In tal modo ogni catena ricevente rimane nell'ombra della bocca del suo horn, evitando interferenze meccaniche tra le catene.

La foto del dispositivo realizzato è riportata in fig. 6.2.

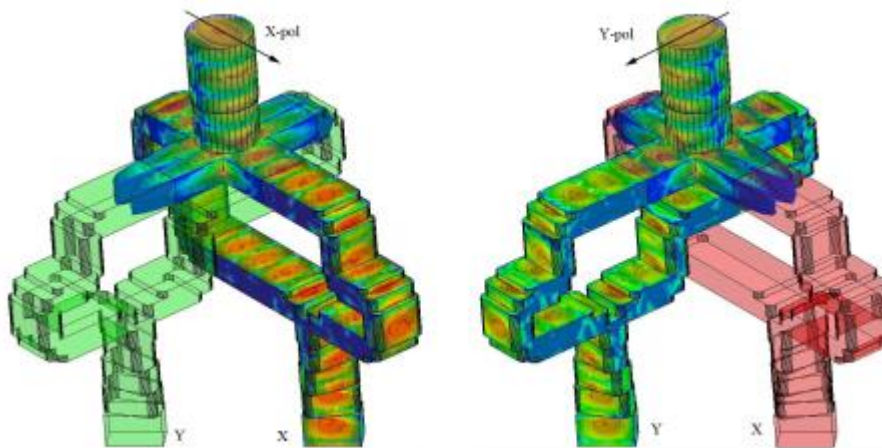


Fig. 6.1 Modello elettromagnetico del OMT *turnstile Phase-Matched*

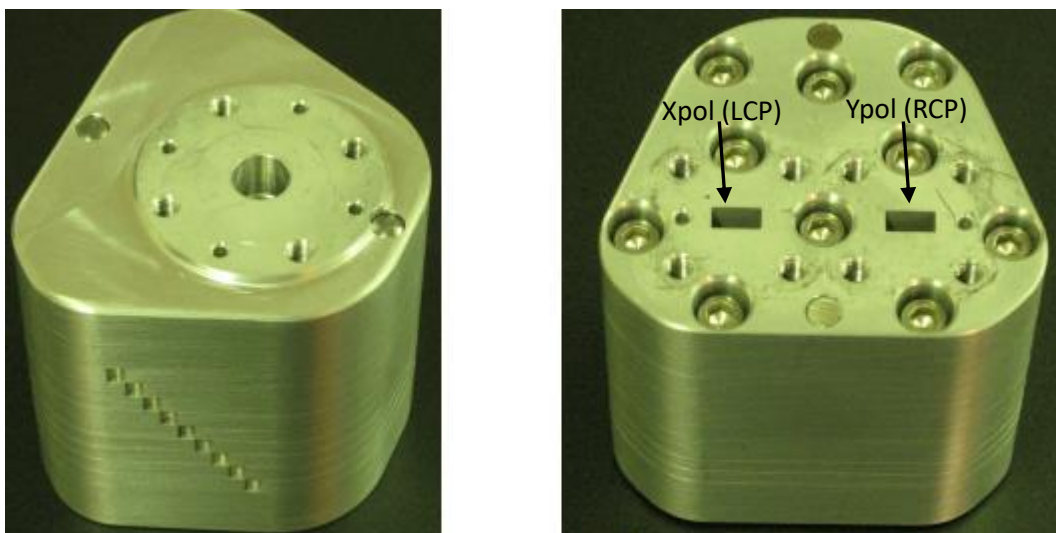


Fig. 6.2 OMT: a sinistra la flangia superiore con la guida circolare, a destra la flangia inferiore con le due guide WR22. Nella vista a sinistra si notano le tacche di identificazione dei nove strati

Le caratteristiche meccaniche essenziali del dispositivo sono:

Diametro della guida circolare = 6.8 mm

Flangia della guida circolare = UG/383U

Flangia delle guide rettangolari WR22 = UG/599U

Ingombro lineare = 44 x 44 mm; l'OMT è contenuto entro una circonferenza di diametro 60 mm

Lunghezza = 47.2 mm

Peso = 230g

Materiale = Alluminio 6082 T6

Processo costruttivo = CNC

La fig. 6.2 puntualizza anche la corrispondenza tra polarizzazione lineare X della guida rettangolare WR22 con la corrispondente circolare e tra la polarizzazione Y dell'altra guida d'uscita WR22: la prima corrisponde alla uscita circolare LCP, la seconda all'uscita circolare RCP.

Dei 19 dispositivi costruiti sono stati misurati il *return loss*, fig. 6.3, e la perdita di inserzione (S_{21}), fig. 6.4, alle due porte rettangolari (il return loss alla porta circolare è del tutto simile a quello delle rettangolari). Nei grafici di perdita di inserzione di fig. 6.4 si nota che per il particolare setup di misura adottato, che prevede l'utilizzo di un corto circuito costituito da un piatto metallico alla porta circolare di ingresso che crea una cavità risonante nei due percorsi a singola polarizzazione, c'è un innesco di modi spuri che fanno, localmente, aumentare la perdita in coincidenza delle frequenze di risonanza associate alle cavità: buona parte di questi effetti vengono sostanzialmente eliminati in condizioni operative, ove il corto non esiste ed è sostituito dalla catena completa di feed system.

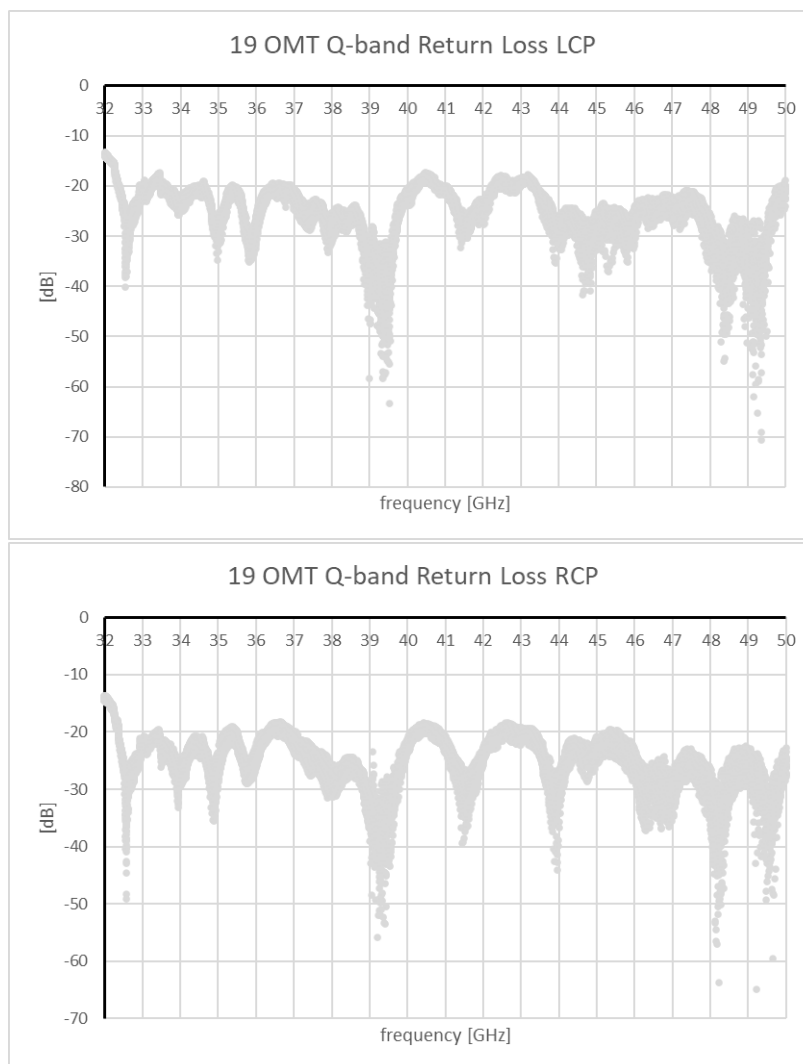


Fig. 6.3 Return loss dei 19 OMT alle uscite WR22 su entrambe le polarizzazioni

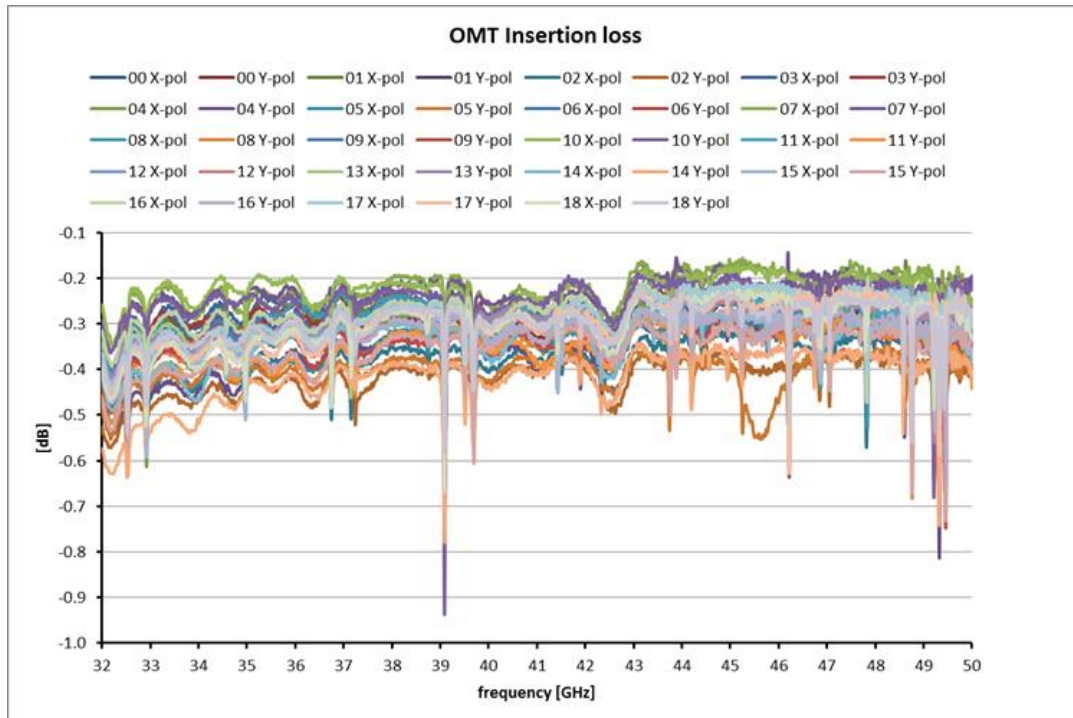


Fig. 6.4 Insertion loss dei 19 OMT alle due uscite WR22

Sono state eseguite estese misure di cross-polarizzazione, con risultati analoghi tra tutti i 19 OMT per entrambe le porte d'uscita WR22: i valori si attestano inferiori a -40dB a tutte le frequenze. Un tipico grafico è mostrato in fig. 6.5.

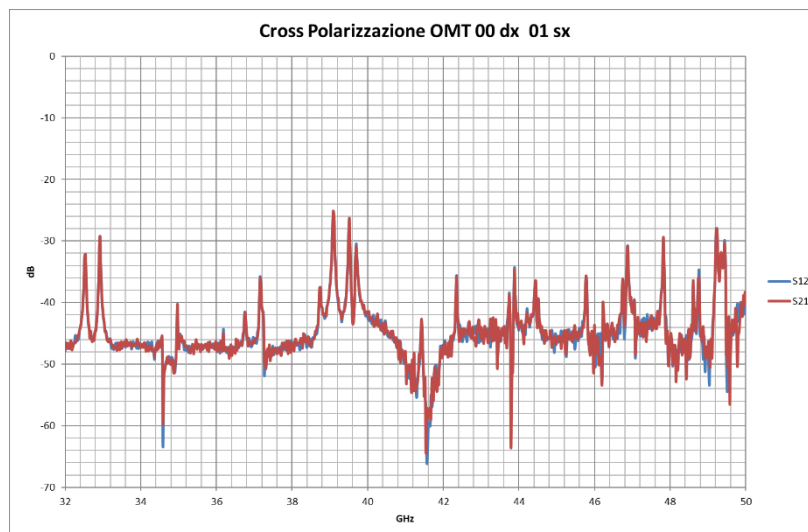


Fig. 6.5 Un esempio di andamento della cross-polarizzazione

La fig. 6.6 invece mostra un grafico derivato dalla misura di isolamento. Da notare come, a seconda del tipo di carico usato sulla guida circolare del OMT, cioè feed horn oppure lamina di corto circuito, è diverso il panorama delle risonanze innescate durante la misura. Si ha una prestazione sempre inferiore a -40dB.

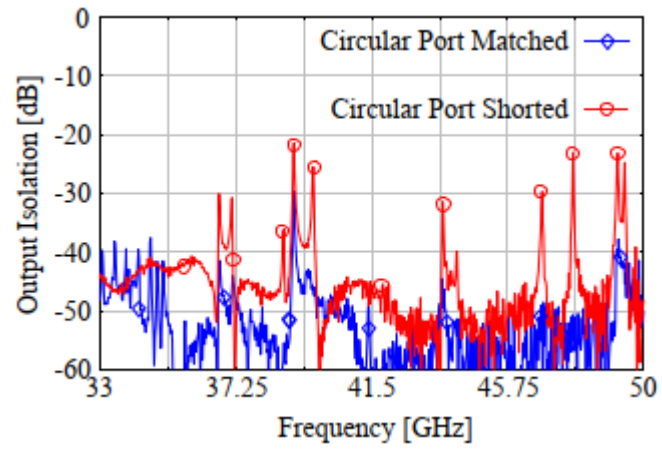


Fig. 6.6 Misura di isolamento dell'OMT

7. GAP TERMICO CON CHOKE

A differenza degli usuali gap termici che hanno lo scopo di trasferire due segnali provenienti dalla parte fredda a quella calda (le uscite dell'OMT), nel caso di questo multifeed abbiamo a che fare con un gap termico a tre segnali, ovvero sono tre le guide d'onda affacciate, alle due differenti temperature, che devono trasferire le due uscite dell'OMT agli LNA criogenici e il segnale di marca dal generatore di rumore all'attenuatore (si veda anche fig. 4.3 per il montaggio completo).

Considerazioni di progetto e misure di test si possono consultare in [8], in questa sezione si mostrano in fig. 7.1 il complessivo del costruito (brevemente chiamato "bicchierino") e nella fig. 7.2 il montaggio sia del singolo pixel che di tutti i diciannove.

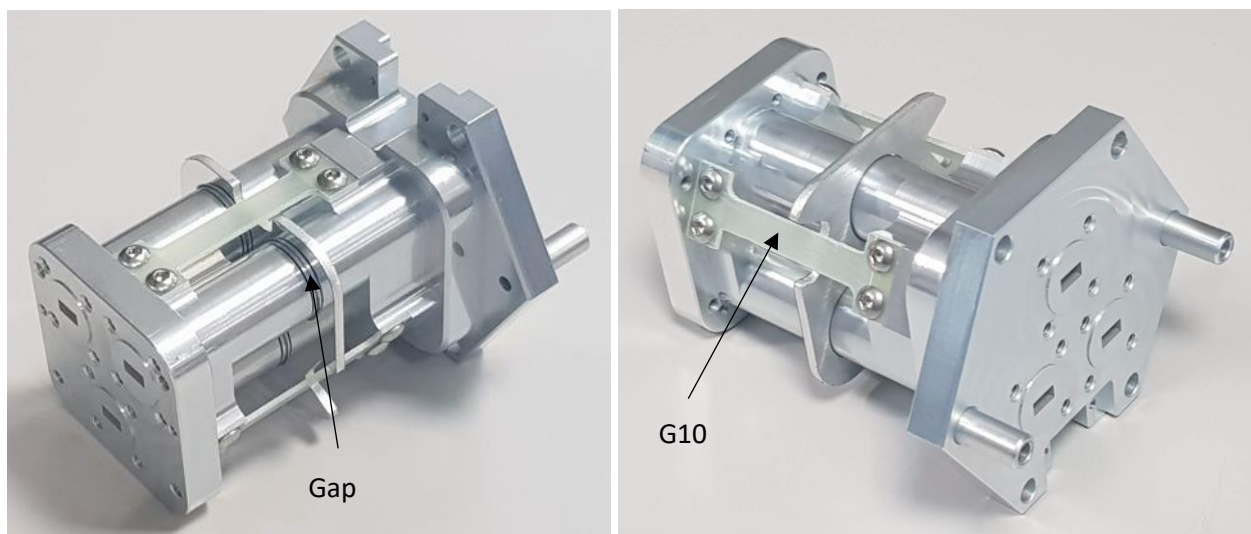


Fig. 7.1 A sx il "bicchierino" con le tre guide d'onda rettangolari in parte calda, a dx quelle in parte fredda

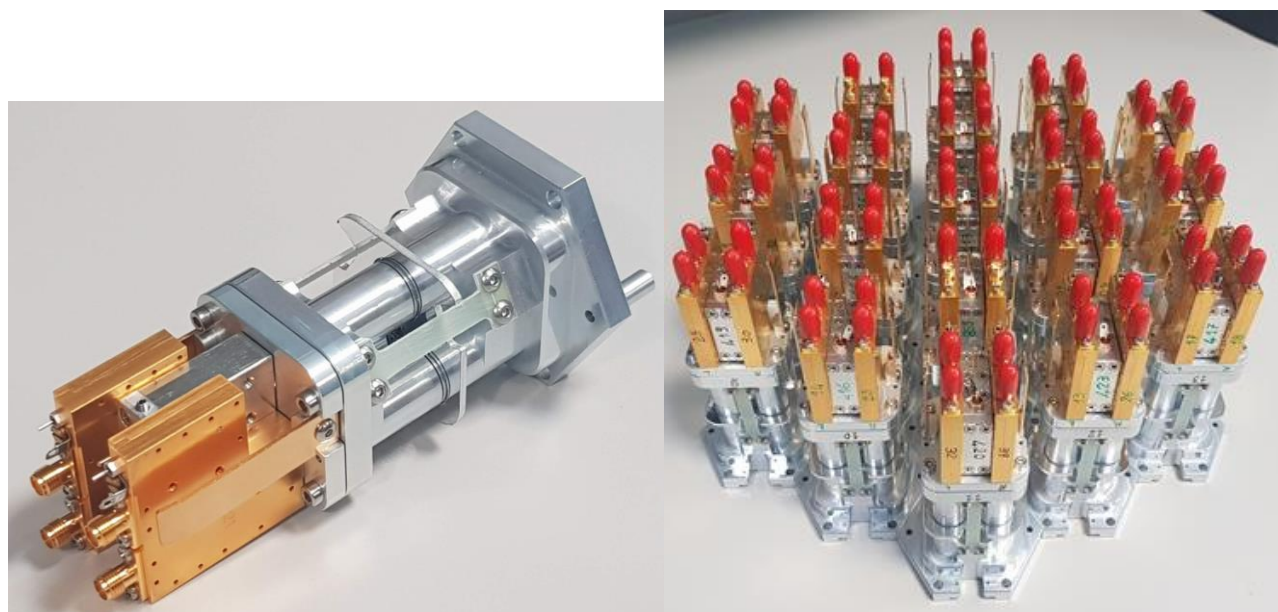


Fig. 7.2 A sx il bicchierino con l'elettronica di parte calda, cioè le due conversioni di frequenza con il generatore di rumore in mezzo; a dx i 19 montaggi

Le caratteristiche meccaniche essenziali del “bicchierino” sono riportate di seguito.

Guide d’onda = standard WR22

Materiale = Alluminio 6082 con trattamento Alodine

Ingombro max = 61 x 61 mm

Lunghezza = 77 mm

Dimensione gap = 0.3 mm

Peso = 280 g

Procedimento costruttivo = CNC + elettroerosione a filo

Piastrine per connessione termica in G10

In fig. 7.3 è riportato il disegno del particolare che mostra le quote del *choke* e del *gap*.

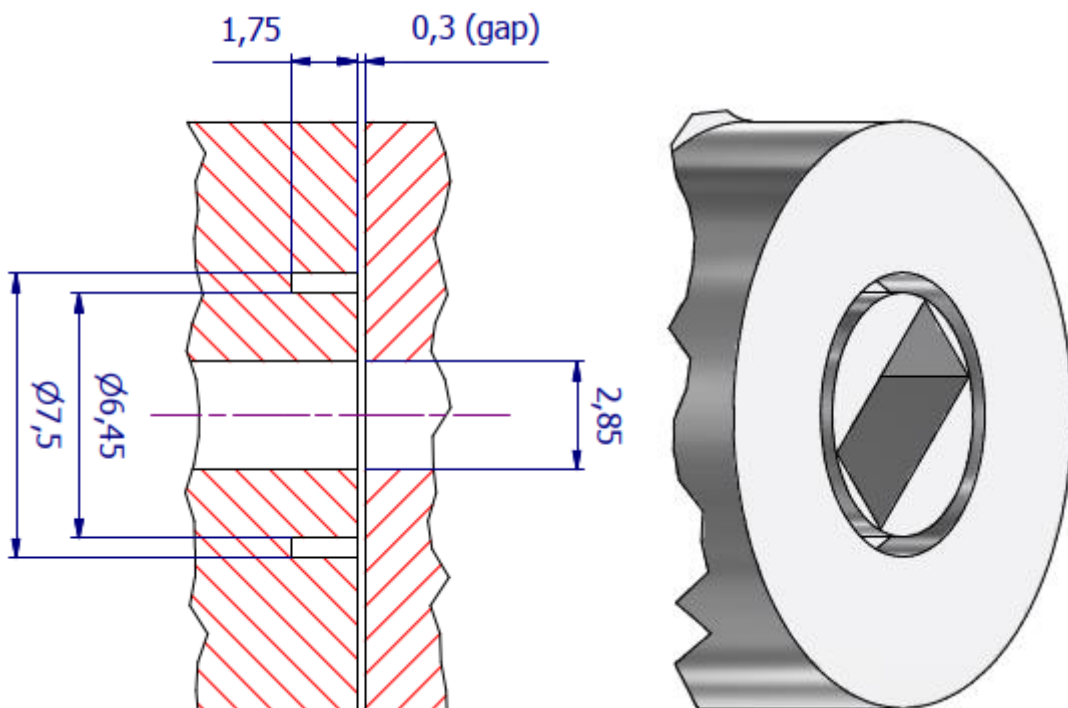


Fig. 7.3 Particolare del *choke* e *gap*

RIFERIMENTI

- [1] L. Carbonaro, L. Cresci, R. Nesti, D. Panella
“Effetti della finestra da vuoto in Styrodur per ricevitori da fuoco secondario”
Arcetri Technical Report N° 4/2011
https://www.arcetri.inaf.it/images/data/Reports/11/4_11.pdf
- [2] T. Lüthi, D. Rabanus, U.U. Graf, C. Granet, A. Murk
“A new multibeam receiver for KOSMA with scalable fully reflective focal plane array optics”
16th International Symposium on Space Terahertz Technology, Goteborg, 2-4/05/2005, p.157-160
https://astro.uni-koeln.de/sites/astrophysics/workgroup/graf/proceeding_luethi_ISSTT2005.pdf
- [3] Reyes, Zorzi, Jarufe, Altamirano, Mena, Pizarro, Bronfman, May, Granet, Michael
“Construction of a heterodyne receiver for Band 1 of ALMA”
21st International Symposium on Space Terahertz Technology, Oxford, 23-25/03/2010
<https://www.nrao.edu/meetings/isstt/papers/2010/2010366367.pdf>
- [4] Kangas, Ansmann, Horgan, Lemaster, Leonardi, Levy, Lubin, Marvil, McCreary, Villela
“A 31 Pixel Flared 100-GHz High-Gain Scalar Corrugated Non-Bonded Platelet Antenna Array”
AWPL 0041-2005; <https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/1492381>
- [5] Gundersen, Wollack
“Millimeter wave corrugated platelet feeds”, 2008
https://www.researchgate.net/profile/Edward-Wollack/publication/264840397_Millimeter_Wave_Corrugated_Platelet_Feeds/links/53f64b760cf22be01c418cfb/Millimeter-Wave-Corrugated-Platelet-Feeds.pdf
- [6] L. Cresci, L. Carbonaro, R. Nesti, D. Panella
“APRICOT - 43GHz Feed Array Test”
Rapporto tecnico prodotto nell’ambito del finanziamento UE al progetto APRICOT (All Purpose Radio Imaging Cameras on Telescopes), 12/04/2011
- [7] C. Franceschet, J. Martelli
“SRT Q-band feed horns test report”
Rapporto tecnico Università degli studi di Milano, Dipartimento di Fisica, novembre 2015
- [8] A. Orfei, A. Scalambra, R. Nesti, S. Mariotti
“Ricevitore multifeed banda 33-50GHz: stima delle prestazioni stand alone e con il collegamento fibra ottica”
Rapporto tecnico INAF <http://hdl.handle.net/20.500.12386/26457>, 15/07/2020
- [9] P. Bolli, L. Olmi
“Allineamento del sistema ottico di SRT in configurazione gregoriana e BWG”
Comunicazione privata, febbraio 2009
- [10] O. A. Peverini, M. Lumia, G. Addamo, G. Virone, R. Tascone
“Marker injectors for the SRT Q-band multi-feed dual-polarization receiver: RF measurements at component and antenna-feed system levels”
Rapporto tecnico IEIT-CNR-160104-EA-TO, 12/01/2016
Istituto di Elettronica e di Ingegneria dell’Informazione e delle Telecomunicazioni (IEIT) del CNR
- [11] A. Orfei, J. Roda, S. Mariotti

“Calcolo dei valori di marca di rumore e composizione del multifeed banda Q”
Rapporto tecnico INAF del 01/12/2022, <http://hdl.handle.net/20.500.12386/32736>

[12] A. Orfei, A. Cattani, P. Bolli, F. Fiocchi
“MONITOR & CONTROL System for the INAF Compact Three-Band Receivers”, rev. 2.3, 6/4/2021

[13] G. Pisano, R. Nesti, M. W. Ng, A. Orfei, D. Panella & P. Wilkinson
“A Novel Broadband Q-Band Polarizer with Very Flat Phase Response”
Journal of Electromagnetic Waves and Applications, online 25/07/2012,
<http://dx.doi.org/10.1080/09205071.2012.710795>

[14] A. Orfei
“Receiver contamination of the Stokes parameters in radio polarimetric measurements”
Studio prodotto nell’ambito del finanziamento UE al progetto APRICOT (**All Purpose Radio Imaging Cameras on Telescopes**), agosto 2010

[15] A. Navarrini and R. L. Plambeck,
"A turnstile junction waveguide orthomode transducer"
IEEE Transaction on Microwave Theory and Technique, vol. 54, no. 1, pp. 272 -277, 10/01/2006
doi: 10.1109/TMTT.2005.860505; <https://ieeexplore.ieee.org/document/1573823>