



INAF - ISTITUTO DI RADIOASTRONOMIA

Via P. Gobetti, 101 40129 Bologna, Italy - Phone: +39-051-6399385 Fax: +39-051-6399431

Sviluppo di un banco RF per la lettura di segnali di matrici di rivelatori RIC per CMB

G. Naldi^{1,2}, J. Monari², F. Perini², M. Schiaffino², C. Giordano³, M. Calvo⁴

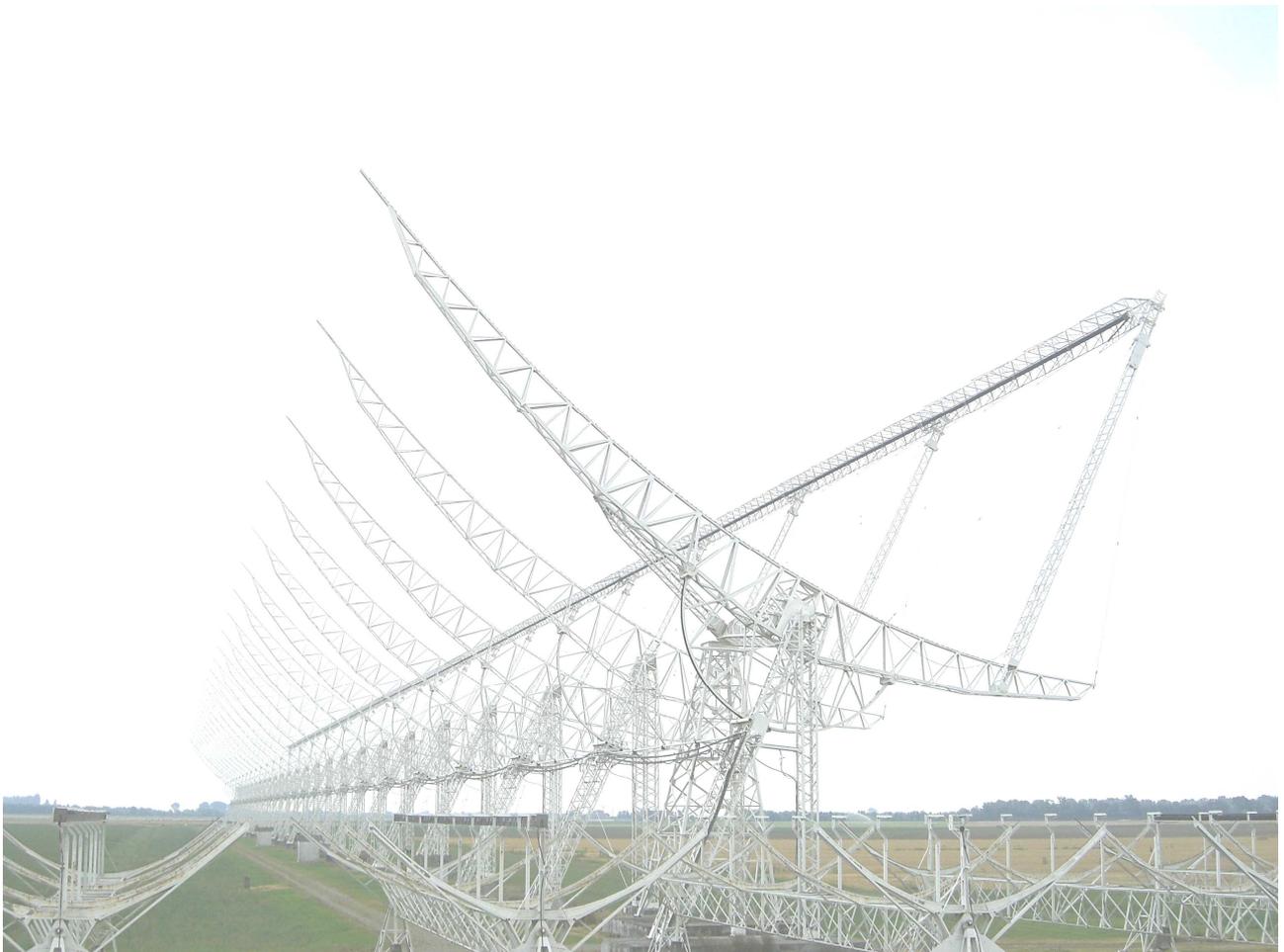
¹ Dipartimento di Astronomia, Università di Bologna

² INAF-IRA, Istituto Nazionale di Astrofisica, Istituto di Radioastronomia di Bologna

³ Fondazione Bruno Kessler, Trento

⁴ Dipartimento di Fisica, Università La Sapienza di Roma

IRA 451/11



1 Motivazione scientifica

Il progetto RIC ha come scopo la fabbricazione di una matrice di rivelatori ad induttanza cinetica da montare nel fuoco del telescopio MITO, per realizzare misure di cosmologia osservativa ed effetto S-Z. La cosmologia osservativa è una delle branche dell'astrofisica che più rapidamente si è sviluppata, in particolare nell'arco dell'ultimo decennio, portando a quella che viene oggi definita *Cosmologia di precisione*. Un ruolo centrale lo ha svolto lo studio della Radiazione di Fondo Cosmico (Cosmic Microwave Background, CMB), ed in particolare delle sue anisotropie di temperatura, ovvero le piccolissime fluttuazioni che si osservano in cielo intorno al suo valor medio di $2.725K$. Queste fluttuazioni, tipicamente dell'ordine di $100\mu K$, sono state accuratamente misurate da esperimenti quali COBE e BOOMERanG, che hanno permesso di determinare con estrema precisione una serie di parametri che descrivono l'evoluzione dell'Universo ed il suo contenuto in termini di energia e materia, tanto barionica quanto oscura. Più recentemente i satelliti WMAP e Planck hanno ulteriormente migliorato la misura delle anisotropie di temperatura, ed hanno ottenuto i primi dati sulla polarizzazione della CMB. Questa polarizzazione ha due componenti, una irrotazionale (modi E, in analogia con l'irrotazionalità del campo elettrico), e una rotazionale (modi B).

Se le fluttuazioni dei modi E, dell'ordine del μK , sono già state osservate, confermando l'ampiezza e la correlazione col campo di temperatura previsto dalla teoria, sono i modi B quelli cui attualmente si è maggiormente interessati, in quanto questi possono fornire informazioni del tutto nuove e indipendenti. Infatti ci si aspetta che la sorgente principale di polarizzazione rotazionale sia il campo di onde gravitazionali prodotte dal processo inflazionario. L'osservazione diretta di questi modi sarebbe quindi la conferma definitiva del modello inflazionario, e permetterebbe inoltre di ricavare informazioni sull'energia associata all'inflazione stessa, e quindi sul funzionamento della fisica a scale tipicamente dei $10^{16} GeV$, irraggiungibili anche con i più potenti acceleratori esistenti.

Tuttavia il livello di segnale atteso, ancora più basso di quello associato ai modi E e stimato intorno ai $100nK$ o meno, a seconda della scala di energia cui l'inflazione ha luogo, ha reso ad oggi ancora impossibile la misura della componente rotazionale, per la quale esistono solamente limiti superiori. Occorre

inoltre considerare il problema legato a tutti i processi che possono contaminare il segnale primordiale col loro contributo, in primis il lensing gravitazionale, che può trasformare parte della componente irrotazionale della polarizzazione in componente rotazionale, soprattutto a piccole scale angolari. Altre sorgenti di polarizzazione, come quella introdotta dall'interazione tra la polvere interstellare ed il campo magnetico galattico, danno contributi fino a 100 volte maggiori di quelli associati alla CMB, e vanno pertanto determinate con precisione migliore dell' 1%.

Un'ulteriore applicazione delle misure di CMB ad alta precisione è lo studio delle caratteristiche dei neutrini. Seppure non rivelabile direttamente a causa della sua bassissima energia, il fondo di neutrini presente nell'Universo ha giocato e gioca tuttora un ruolo fondamentale nella formazione o soppressione delle strutture alle diverse scale angolari. Ad esempio, il limite superiore più stringente sulla somma delle masse dei neutrini deriva proprio da misure di tipo cosmologico. Con la nuova generazione di satelliti, si punta alla possibilità di determinare in maniera diretta le masse dei neutrini, o almeno il tipo di gerarchia atteso. Anche in questo caso, rispetto agli esperimenti condotti finora, è necessario un passo in avanti sia in termini di sensibilità sia in termini di controllo delle sistematiche.

Un altro strumento fondamentale della cosmologia osservativa è l'effetto Sunyaev-Zeldovich. Questo effetto è dovuto all'interazione tra la CMB e il gas che è presente nel campo gravitazionale degli ammassi e dei superammassi di galassie. Questo gas detto intracluster è estremamente caldo, e gli elettroni hanno energie tipiche delle decine di keV . Quando questi elettroni interagiscono con i fotoni della CMB che si stanno propagando verso di noi, cedono parte della loro energia ai fotoni, che quindi subiscono in media un aumento di energia, corrispondente a un aumento della loro frequenza. Questa interazione è detta scattering Compton inverso. Lo spettro di corpo nero della CMB viene pertanto distorto, e si osserva una diminuzione del numero di fotoni a basse energie e un aumento ad alte energie. L'effetto SZ possiede quindi una caratteristica spettrale assolutamente particolare, essendo negativo per frequenze minori di circa $217GHz$ e positivo per frequenze superiori. Questo andamento peculiare permette di osservare questo effetto e distinguerlo da sorgenti di diversa origine con grande facilità, a condizione ovviamente che vengano eseguite misure tanto dove esso è negativo quanto dove esso è positivo o nullo. Inoltre, trattandosi di un effetto che si può definire di filtro, l'intensità dell'effetto SZ non dipende dalla distanza del cluster osservato, a differenza di quanto accade per l'emissione X prodotta dal gas intracluster. Gli ammassi ad alto redshift possono quindi essere osservati meglio grazie a questo tipo di misure piuttosto che a misure in banda X, come dimostrano risultati ottenuti recentemente.

2 RIC: Rivelatori ad Induttanza Cinetica

I dispositivi RIC sono rivelatori a superconduttore basati sul concetto di induttanza cinetica. I superconduttori al di sotto della loro temperatura critica

T_c sono caratterizzati da una *supercorrente* elettrica trasportata dalle coppie di Cooper, coppie di elettroni legati da un'interazione elettro-fononica. Questi elettroni sono caratterizzati dall'aver una resistenza DC nulla e un'impedenza AC diversa da zero, a causa della loro massa inerziale, e dall'aver un effetto induttivo per cui immagazzinano energia cinetica se immersi in un campo elettromagnetico variabile. Insieme a queste coppie coesistono nel superconduttore elettroni singoli che si comportano come conduttori normali, e che prendono il nome di quasi particelle, la cui densità decresce esponenzialmente con la temperatura. L'effetto di queste due popolazioni risulta nell'espressione dell'impedenza superficiale del superconduttore $Z_s = R_s + i\omega L_s$, dove il termine resistivo R_s descrive le perdite nel materiale dovute agli scattering delle quasi particelle con gli ioni del reticolo, mentre il termine induttivo L_s include il termine cinetico dovuto alle coppie di Cooper. Entrambi questi termini dipendono dalle densità delle coppie di Cooper e delle quasi particelle.

Una radiazione elettromagnetica di energia maggiore dell'energia di legame del superconduttore può rompere un certo numero di coppie di Cooper, inducendo nel materiale un eccesso di quasi particelle e dunque una variazione nel valore di impedenza superficiale.

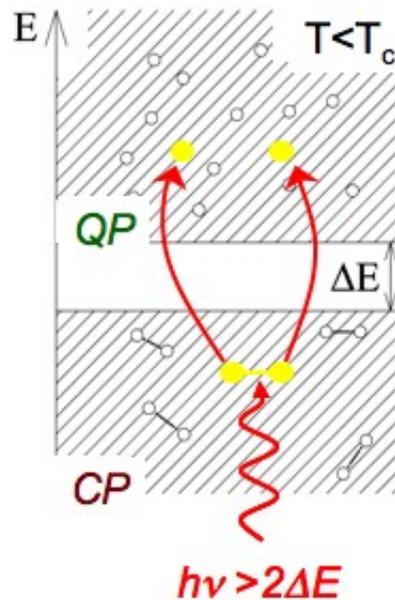


Figura 1: *Effetto di rottura di coppie di Cooper da parte di fotoni e conseguente variazione delle popolazioni di elettroni.*

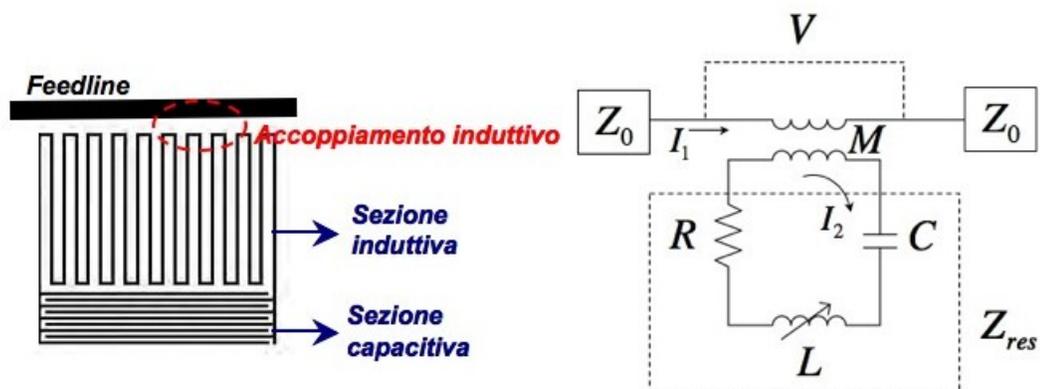


Figura 2: Rappresentazione schematica e circuito elettrico equivalente di un rivelatore RIC. Si tratta di un circuito risonante di tipo RLC serie accoppiato induttivamente ad una linea di alimentazione (feedline). Il circuito è stampato con metallo superconduttore su un substrato di silicio.

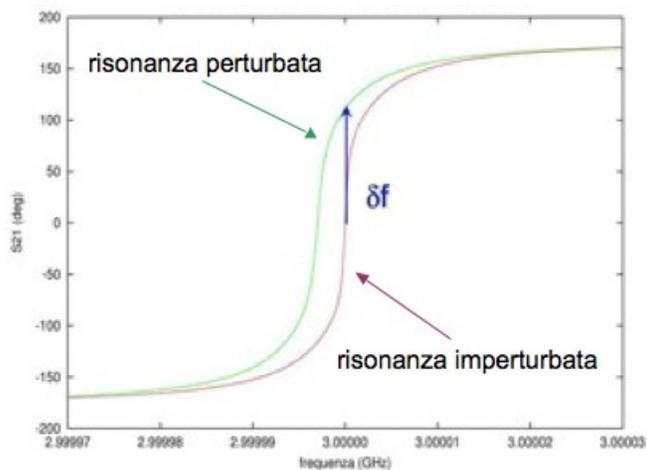


Figura 3: Variazione della fase del segnale di alimentazione del RIC a causa della rottura di coppie di Cooper da parte di fotoni.

Trattandosi di variazioni molto piccole è necessario eseguire misure ad alta sensibilità: l'idea dei rivelatori RIC è quella di incorporare una linea di materiale superconduttore in un circuito risonante con elevato fattore di merito. L'eccesso di quasi particelle produce un aumento dei valori di induttanza cinetica e di resistenza, e quindi uno spostamento della frequenza di risonanza verso frequenze più basse ed una diminuzione del fattore di merito. Queste variazioni vengono misurate monitorando la fase e l'ampiezza di un segnale trasmesso attraverso una linea di alimentazione cui è accoppiato capacitivamente o induttivamente il risuonatore.

Grazie ai fattori di merito molto elevati dei singoli risuonatori ($Q > 10^6$) è possibile accoppiare migliaia di rivelatori ad un'unica linea di trasmissione che viene utilizzata per alimentare e leggere i segnali in uscita (*multiplexing*). Questa modalità di lettura consente l'utilizzo di un unico amplificatore per tutti i pixel, e una notevole riduzione degli ingressi termici dovuti ai cavi per la trasmissione dei segnali sulla parte fredda dell'esperimento, consentendo lo sviluppo di grandi array di rivelatori, con i quali è possibile realizzare l'incremento di sensibilità e velocità di misura necessari per le nuove misure di cosmologia di precisione.

3 Architettura del sistema a radiofrequenza

Il banco di lettura realizzato rappresenta una soluzione analogica basata su un sistema di generazione, modulazione e demodulazione dei segnali di eccitazione in uscita dall'array di RIC. In figura 3 è riportato lo schema a blocchi del sistema analogico realizzato per la misura simultanea di quattro rivelatori.

Un *Digital Direct Synthesizer*, *DDS* è programmato per generare quattro segnali monocromatici alle frequenze definite dalle risonanze dei rivelatori RIC, separati fra loro di circa 40MHz . Questi segnali entrano nel *Quartz Filter Bank*, un banco di filtri molto selettivo pensato per eliminare spurie e armoniche generati dal blocco DDS che potrebbero generare intermodulazioni non desiderate.

I quattro segnali in uscita dal banco di filtri vengono divisi in due rami da una serie di Power Splitter: una parte di essi viene usata come segnale di riferimento, l'altra parte entra nel *Comb Generator*. In questo blocco i segnali vengono sommati fra loro tramite un Signal Combiner 10MHz - 200MHz in modo da formare un pettine in frequenza, che viene successivamente amplificato prima di entrare nel blocco successivo.

Nel *Modulator* il pettine viene convertito in alta frequenza (*Up-Conversion*) mediante combinazione con una portante generata da un sintetizzatore, in particolare vengono così generate le frequenze di risonanza dei sensori RIC. Un filtro passa banda dopo l'Up Conversion permette di eliminare i prodotti multipli generati dal mixer. Dopo essere stato opportunamente amplificato il segnale, monitorato attraverso un Accoppiatore Direzionale ed un Power Meter, entra nel criostato.

Nel *Demodulator* avviene la *Down-Conversion*, sincrona alla stessa frequenza di Oscillatore Locale usata in fase di Up-Conversion, che riporta in banda

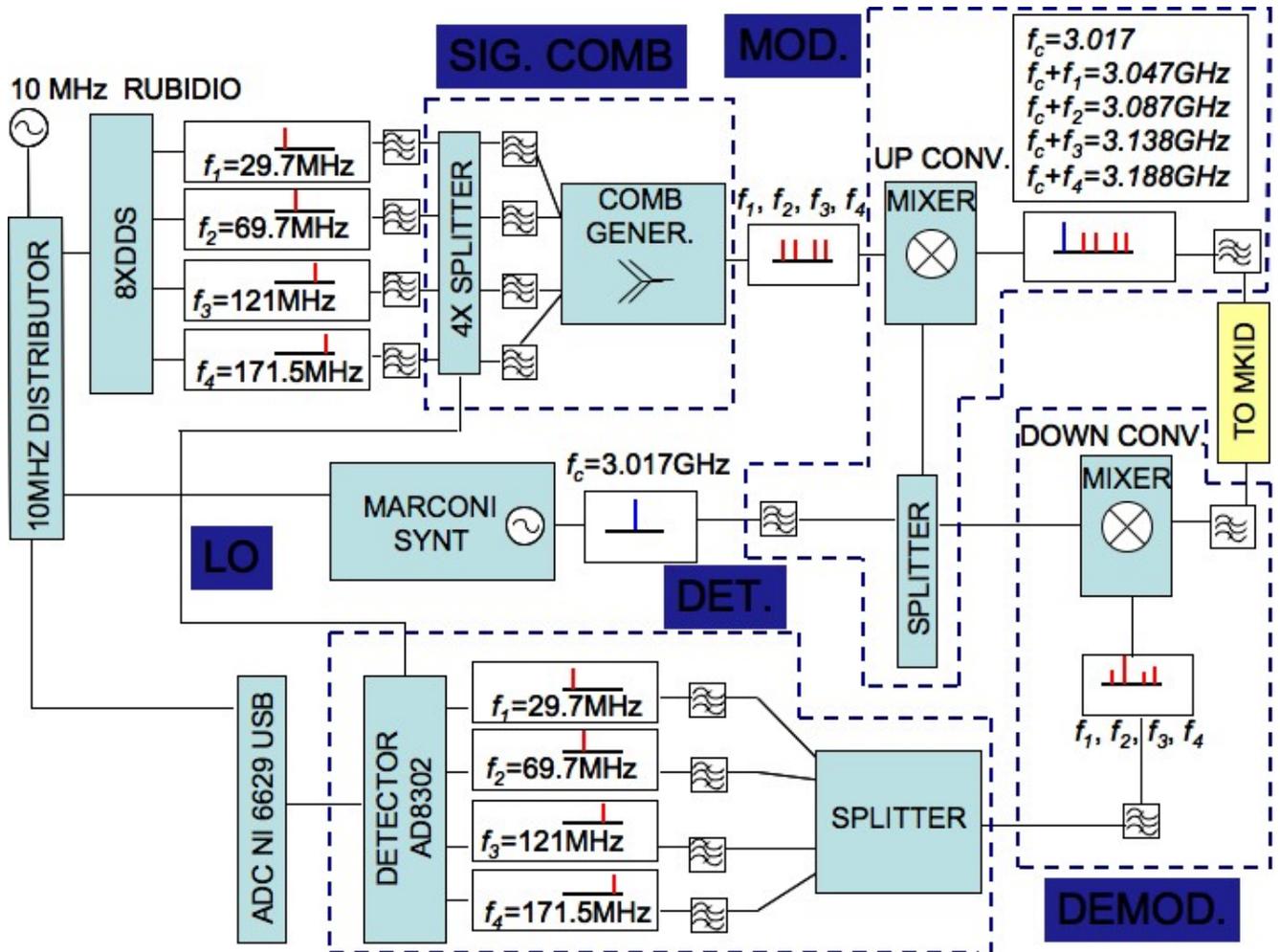


Figura 4: Rappresentazione schematica del sistema a radiofrequenza per la lettura dei dispositivi RIC.

base i segnali in uscita dal criostato. Di nuovo un filtro passa basso all'uscita dal mixer elimina i prodotti multipli generati dal dispositivo stesso, mentre quattro filtri passa banda opportunamente sintonizzati alla frequenza di risonanza permettono di isolare le singole risposte dei risuonatori prima della fase di rivelazione. Quest'ultima avviene grazie ai rivelatori posti alla fine della catena, i quali forniscono in uscita due segnali, uno proporzionale alla differenza di fase e l'altro a quella di ampiezza tra segnale in ingresso (i segnali di riferimento) e segnale in uscita. Questi due segnali vengono poi campionati dai corrispondenti

convertitori A/D, due per ogni coppia di segnali.

Sul ramo dell'oscillatore locale (*LO, Local oscillator*) filtri e amplificatori portano il livello di segnale del sintetizzatore al valore di pilotaggio necessario per il corretto funzionamento dei Mixers stessi (almeno $+4dBm$). Un generatore al rubidio produce un segnale a $10MHz$ che sincronizza il generatore DDS, il sintetizzatore e il sistema di acquisizione in banda base.

In questo approccio sono necessari tanti rivelatori quanti sono i sensori RIC da misurare, il che rende il sistema molto semplice, veloce e poco costoso da realizzare se si vuole effettuare la misura su un numero ristretto di sensori, ma estremamente complesso e ingestibile nel caso in cui si voglia gestire la misura di matrici molto grandi.

4 Analisi del guadagno della catena di modulazione

Nei seguenti paragrafi per ciascuno dei cinque blocchi della catena di modulazione (DDS, Comb Generator, Modulator, Demodulator, Detectors), vengono riportate le immagini e le tabelle relative alle specifiche di guadagno dei componenti elettrici. I blocchi corrispondenti a Comb Generator, Modulator, Demodulator e Detectors sono organizzati come cassette. Questi, insieme ai DDS, all'oscillatore al rubidio e al sintetizzatore, sono alloggiati in un unico rack, come riportato nella figura 4.

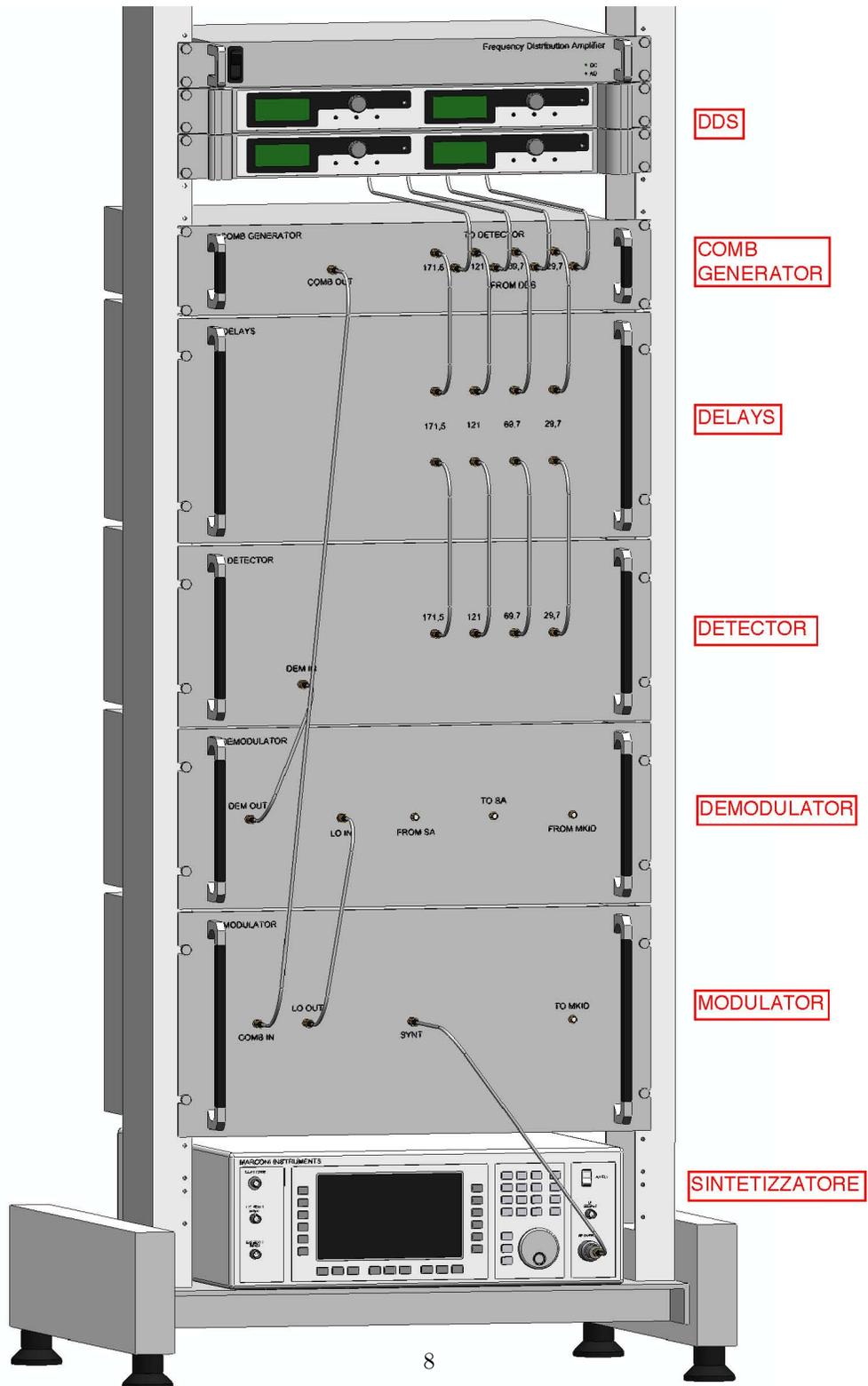


Figura 5: Disegno del rack contenente tutti i moduli della catena di lettura dei RIC.

4.1 Digital Direct Synthetizer

I DDS sono programmati per generare segnali di ampiezza $3dBm$, con una attenuazione di $50dB$. Un banco di filtri è posto direttamente in uscita ai DDS allo scopo di pulire le frequenze necessarie da spurie e armoniche indesiderate.



Figura 6: Banco di filtri sulle uscite dei DDS.

Tabella 1: DDS: guadagni

	generatore	filtro canale 29.7MHz	filtro canali 69.7MHz e 171.5MHz	filtro canale 121MHz
	DDS	SBP-30	SLP-250	LPF DC 80MHz 30621
G_{teo} (dB)	-50	-1	-1	-1
$P_{in,teorico}$ (dBm)		-47	-47	-47
$P_{out,teorico}$ (dBm)	-47	-48	-48	-48

4.2 Comb Generator

Nel modulo del Comb Generator lo splitting di ciascun tono genera i quattro segnali di riferimento che vengono mandati direttamente ai detectors e il pettine a bassa frequenza. Prima di entrare nel Signal Combiner i toni vengono ulteriormente filtrati tramite filtri BP con una larghezza di banda di circa $5MHz$ (vedi figure 8, 9, 10 e 11). Attenuatori diversi a seconda del canale sono stati inseriti prima del Combiner al fine di equalizzare le componenti del segnale in ingresso ai RIC (vedi figura 12).

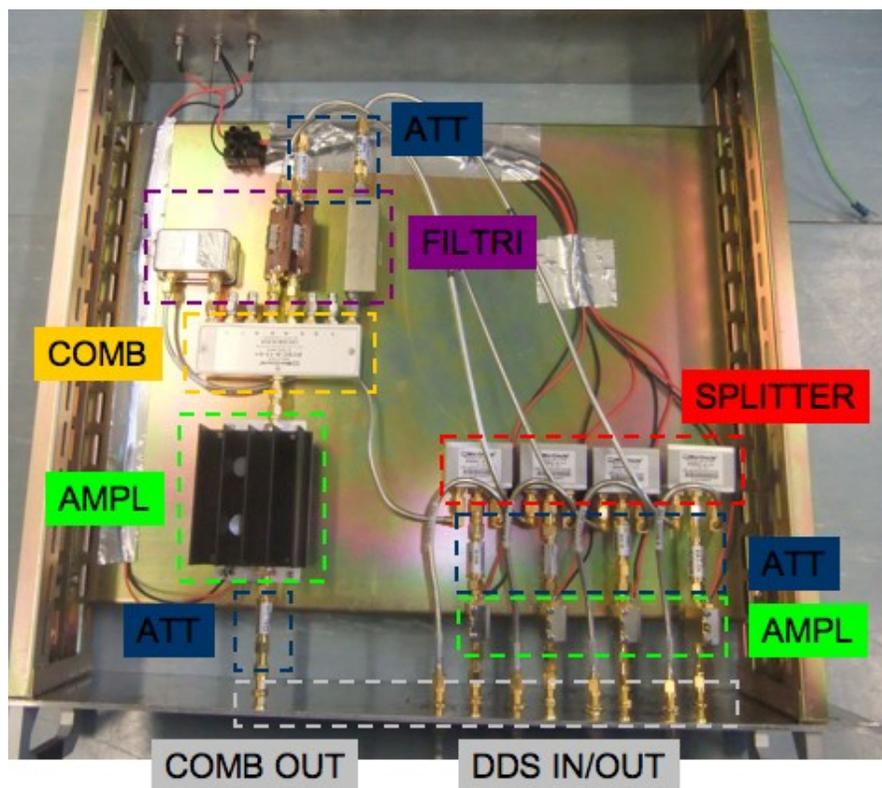


Figura 7: Interno del modulo Comb generator.

Tabella 2: Guadagni Comb generator: canale 29.7MHz

	ampl	att	splitter	att	filtro	comb	ampl	att
	ZX60-33LN	VAT-1	ZMSC-2-1	VAT-4	<i>K&L</i>	ZCSC-8-13	ZHL-2010	VAT-3
G_{teo} (dB)	21	-1	-3.1	-4	-1.8	-10	22	-3
$P_{in,teo}$ (dBm)	-48	-27	-28	-31.1	-35.1	-36.9	-46.9	-24.9
$P_{out,teo}$ (dBm)	-27	-28	-31.1	-35.1	-36.9	-46.9	-24.9	-27.9

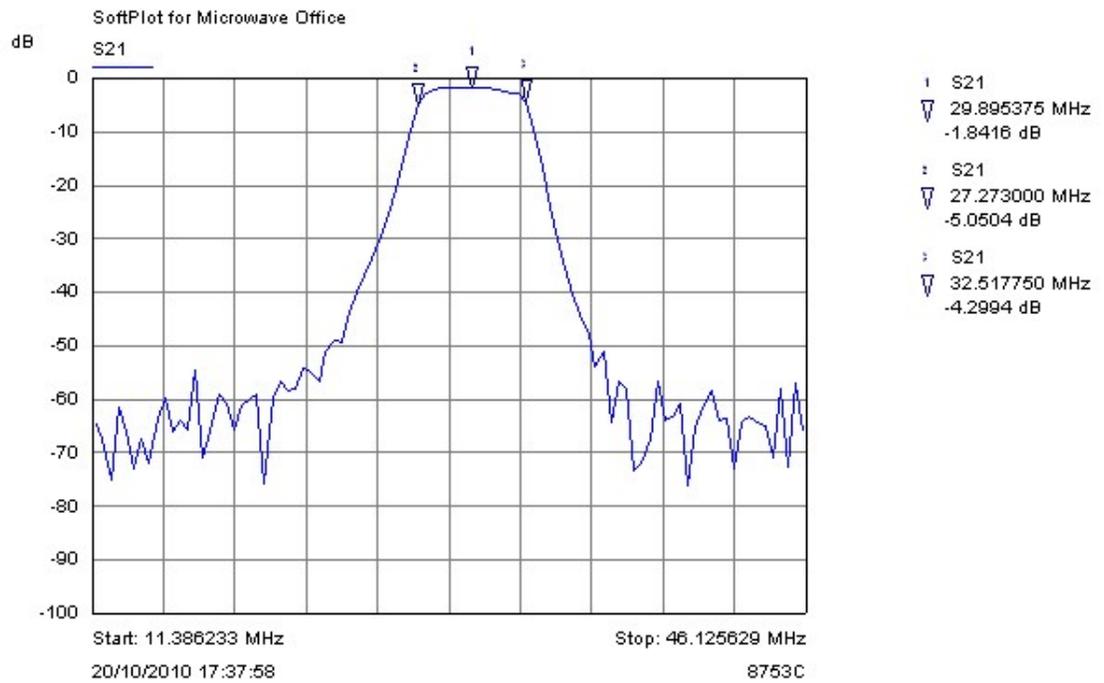


Figura 8: Misura del parametro S_{21} del filtro passa banda per il canale a 29.7MHz

Tabella 3: Guadagni Comb generator: canale 69.7MHz

	ampl	att	splitter	att	filtro	comb	ampl	att
	ZX60-33LN	VAT-1	ZMSC-2-1	VAT-4	K&L	ZCSC-8-13	ZHL-2010	VAT-3
G_{teo} (dB)	21	-1	-3.1	-4	-3.4	-10	22	-3
$P_{in,teo}$ (dBm)	-48	-27	-28	-31.1	-35.1	-38.5	-48.5	-26.5
$P_{out,teo}$ (dBm)	-27	-28	-31.1	-35.1	-38.5	-48.5	-26.5	-29.5

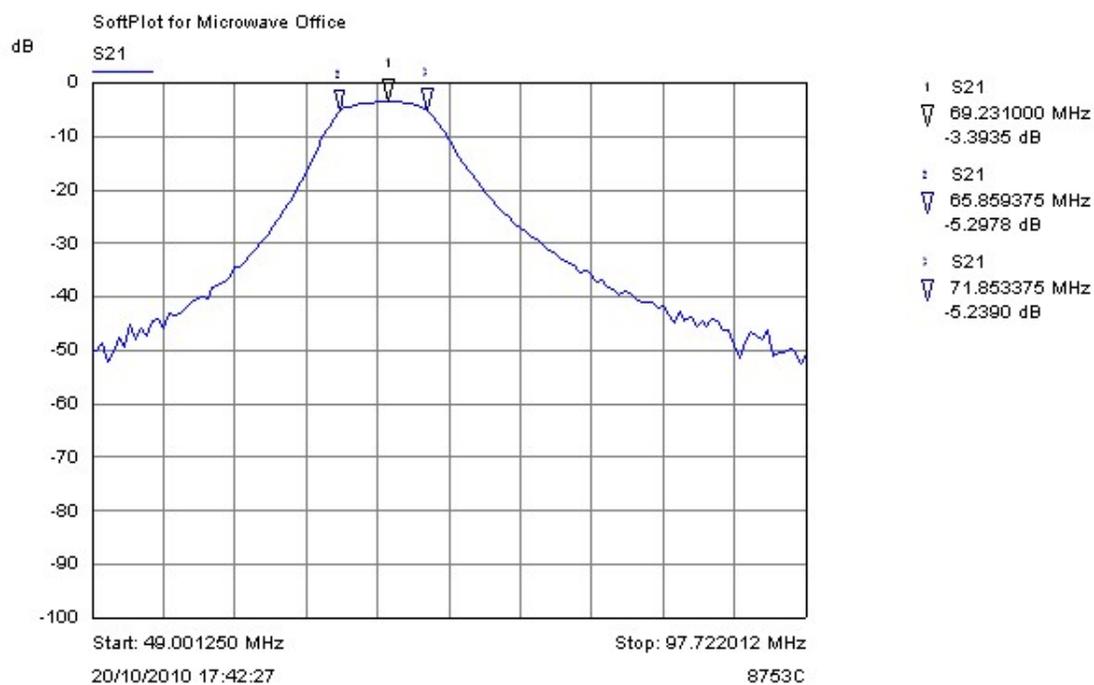


Figura 9: Misura del parametro S_{21} del filtro passa banda per il canale a 69.7MHz.

Tabella 4: Guadagni Comb generator: canale 121MHz

	ampl	att	splitter	att	filtro	comb	ampl	att
	ZX60-33LN	VAT-1	ZMSC-2-1	VAT-3	K&L	ZCSC-8-13	ZHL-2010	VAT-3
G_{teo} (dB)	21	-1	-3.1	-3	-4.2	-10	22	-3
$P_{in,teo}$ (dBm)	-48	-27	-28	-31.1	-34.1	-38.3	-48.3	-26.3
$P_{out,teo}$ (dBm)	-27	-28	-31.1	-34.1	-38.3	-48.3	-26.3	-29.3

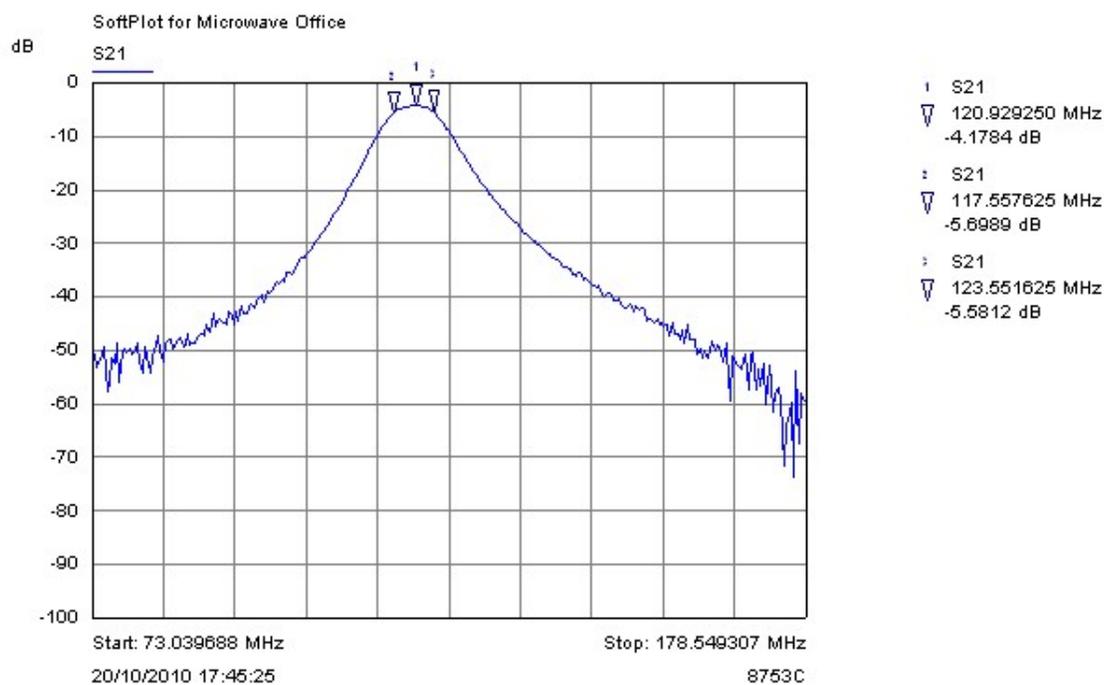


Figura 10: Misura del parametro S_{21} del filtro passa banda per il canale a 121MHz.

Tabella 5: Guadagni Comb generator: canale 171.5MHz

	ampl	att	splitter	filtro	comb	ampl	att
	ZX60-33LN	VAT-1	ZMSC-2-1	K&L	ZCSC-8-13	ZHL-2010	VAT-3
G_{teo} (dB)	21	-1	-3.1	-5.8	-10	22	-3
$P_{in,teo}$ (dBm)	-48	-27	-28	-31.1	-36.9	-46.9	-24.9
$P_{out,teo}$ (dBm)	-27	-28	-31.1	-36.9	-46.9	-24.9	-27.9

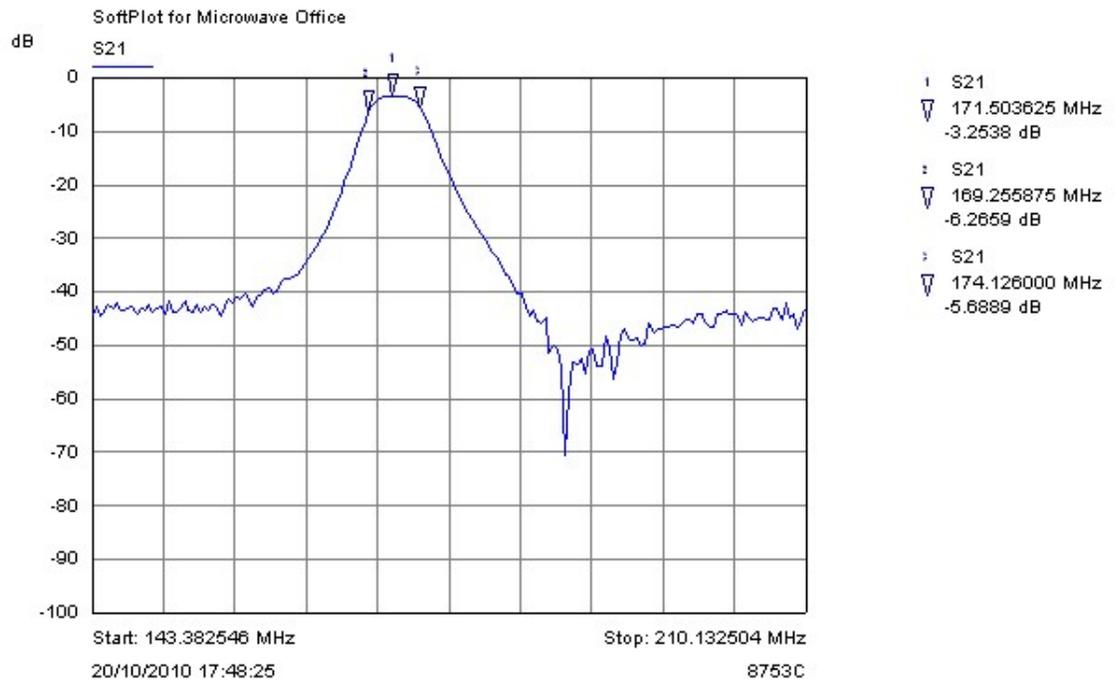


Figura 11: Misura del parametro S_{21} del filtro passa banda per il canale a 171.5MHz.

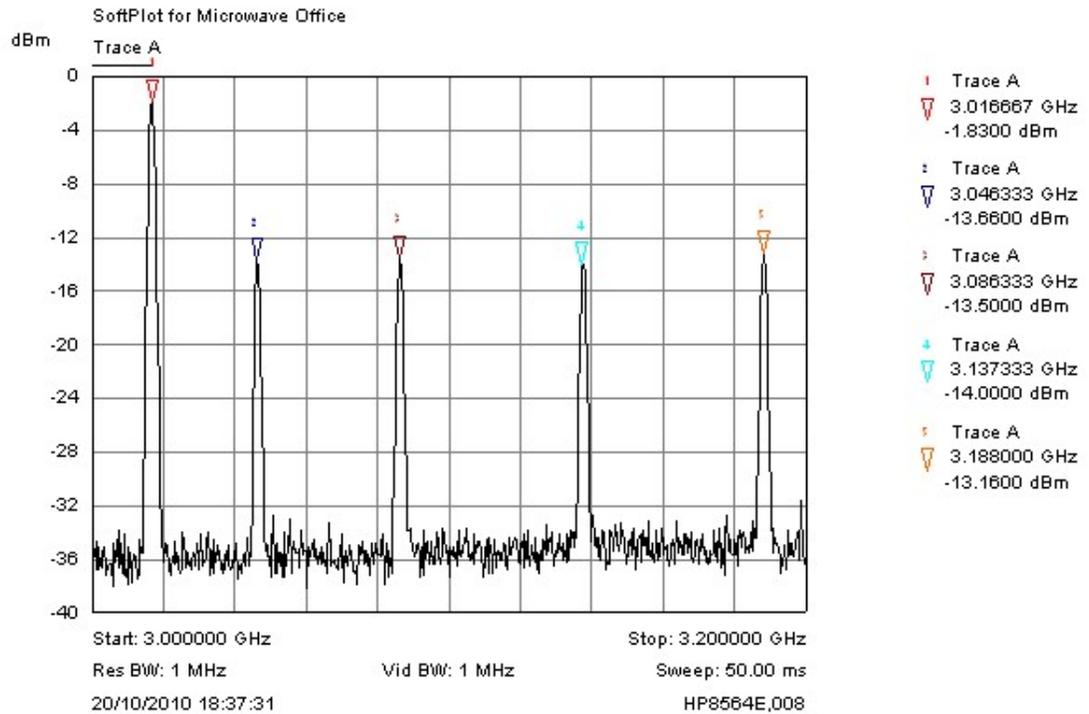


Figura 12: La figura mostra il pettine ad alta frequenza che viene inviato ai RIC. Si distinguono la portante a $\sim 3.017\text{GHz}$ e i quattro segnali equalizzati alle frequenze di risonanza, rispettivamente 3.046GHz , 3.086GHz , 3.137GHz e 3.188GHz .

4.3 Modulator

Nel Modulator entra il segnale ad alta frequenza proveniente dal sintetizzatore, che viene amplificato, filtrato mediante un filtro passa basso con frequenza di cutoff 3000MHz e splittato in due componenti, necessarie per l'Up-Conversion e la Down-Conversion. Il pettine una volta convertito ad alta frequenza viene filtrato mediante un filtro BP con larghezza di banda 150MHz (vedi figura 14). Il segnale di alimentazione del RIC così ottenuto viene infine duplicato per permetterne il monitoraggio diretto.

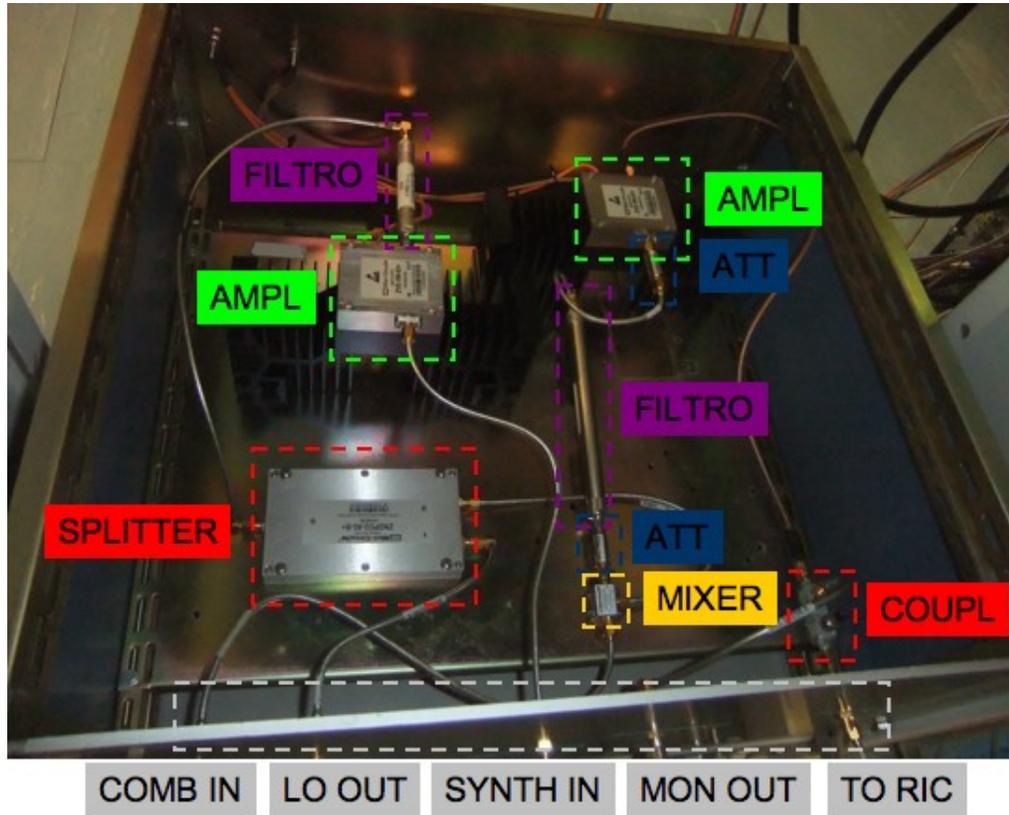


Figura 13: Interno del modulo Modulator.

Tabella 6: Guadagni Modulator: canale 29.7MHz

	mixer	att	filtro	att	ampl	coupl
	ZX05-U432H-S	VAT-2	RLC BPF	VAT-2	ZVE-3W-83	RLC C2040-10U
G_{teo} (dB)	-7	-2	-4.6	-2	35	-1
$P_{in,teo}$ (dBm)	-27.9	-34.9	-36.9	-41.5	-43.5	-8.5
$P_{out,teo}$ (dBm)	-34.9	-36.9	-41.5	-43.5	-8.5	-9.5

Tabella 7: Guadagni Modulator: canale 69.7MHz

	mixer	att	filtro	att	ampl	coupl
	ZX05-U432H-S	VAT-2	RLC BPF	VAT-2	ZVE-3W-83	RLC C2040-10U
G_{teo} (dB)	-7	-2	-3.6	-2	35	-1
$P_{in,teo}$ (dBm)	-29.5	-36.5	-38.5	-42.1	-44.1	-9.1
$P_{out,teo}$ (dBm)	-36.5	-38.5	-42.1	-44.1	-9.1	-10.1

Tabella 8: Guadagni Modulator: canale 121MHz

	mixer	att	filtro	att	ampl	coupl
	ZX05-U432H-S	VAT-2	RLC BPF	VAT-2	ZVE-3W-83	RLC C2040-10U
G_{teo} (dB)	-7	-2	-3.5	-2	35	-1
$P_{in,teo}$ (dBm)	-29.3	-36.3	-38.3	-41.8	-43.8	-8.8
$P_{out,teo}$ (dBm)	-36.3	-38.3	-41.8	-43.8	-8.8	-9.8

Tabella 9: Guadagni Modulator: canale 171.5MHz

	mixer	att	filtro	att	ampl	coupl
	ZX05-U432H-S	VAT-2	RLC BPF	VAT-2	ZVE-3W-83	RLC C2040-10U
G_{teo} (dB)	-7	-2	-4.4	-2	35	-1
$P_{in,teo}$ (dBm)	-27.9	-34.9	-36.9	-41.3	-43.3	-8.3
$P_{out,teo}$ (dBm)	-34.9	-36.9	-41.3	-43.3	-8.3	-9.3

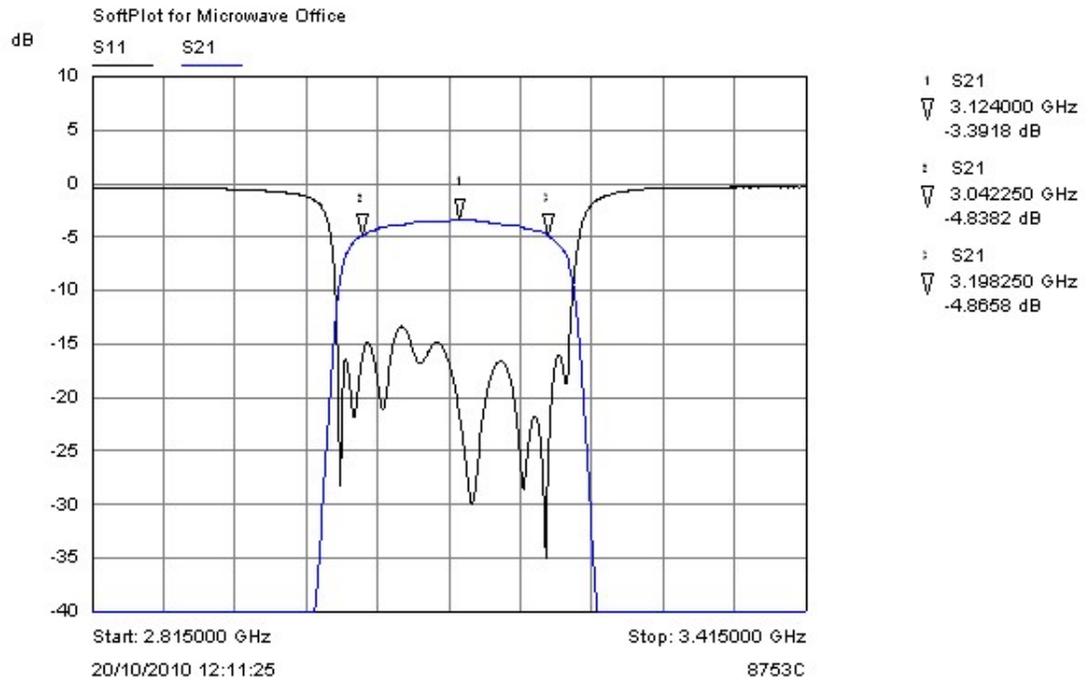


Figura 14: Misura dei parametri S_{21} e S_{11} del filtro BPF-500-3115-150-12-R.

4.4 Demodulator

Nel Demodulator rientra il segnale modificato dal RIC, che viene nuovamente filtrato con un filtro passa banda uguale a quello presente nel modulatore (figura 14) e convertito in segnale a bassa frequenza tramite sottrazione della portante proveniente dal sintetizzatore. Dopo la Down-Conversion avviene un filtraggio tramite filtro passa basso con frequenza di cutoff 500MHz. Il segnale ottenuto amplificato opportunamente viene ora inviato all'ultimo modulo, il Detector.

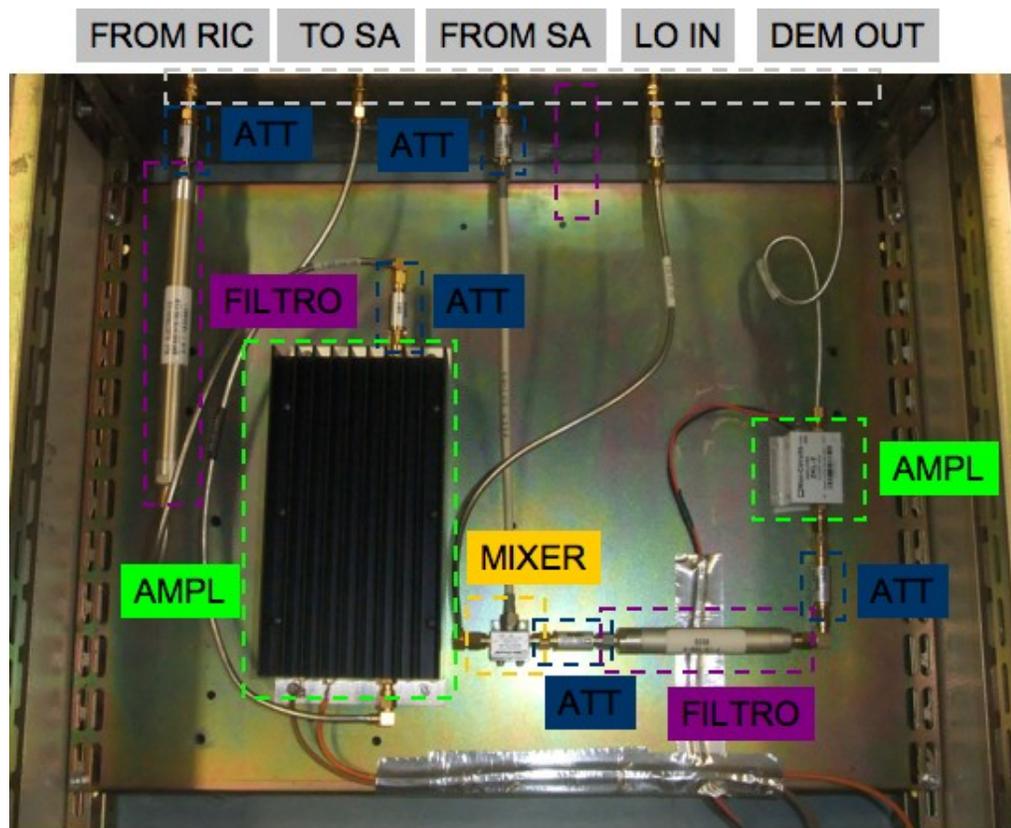


Figura 15: *Interno del modulo Demodulator.*

Tabella 10: Guadagni Demodulator: canale 29.7MHz

	att	filtro	att	ampl	att	att	mixer	att	filtro	att	ampl
	VAT-3	RLC BPF	VAT-1	ZHL-4240	step att 8495A	VAT-3	ZX05-73L-S	VAT-3	F-10-500-R	VAT-3	ZKL-2
G_{teo} (dB)	-1	-4.6	-1	41	-20	-3	-8	-3	-0.25	-3	31
$P_{in,teo}$ (dBm)	-44.5	-45.5	-50.1	-51.1	-10.1	-30.1	-33.1	-41.1	-44.1	-44.35	-47.35
$P_{out,teo}$ (dBm)	-45.5	-50.1	-51.1	-10.1	-30.1	-33.1	-41.1	-44.1	-44.35	-47.35	-16.35

Tabella 11: Guadagni Demodulator: canale 69.7MHz

	att	filtro	att	ampl	att	att	mixer	att	filtro	att	ampl
	VAT-3	RLC BPF	VAT-1	ZHL-4240	step att 8495A	VAT-3	ZX05-73L-S	VAT-3	F-10-500-R	VAT-3	ZKL-2
G_{teo} (dB)	-1	-3.6	-1	41	-20	-3	-8	-3	-0.25	-3	31
$P_{in,teo}$ (dBm)	-45.1	-46.1	-49.7	-50.7	-9.7	-29.7	-32.7	-40.7	-43.7	-43.95	-46.95
$P_{out,teo}$ (dBm)	-46.1	-49.7	-50.7	-9.7	-29.7	-32.7	-40.7	-43.7	-43.95	-46.95	-15.95

Tabella 12: Guadagni Demodulator: canale 121MHz

	att	filtro	att	ampl	att	att	mixer	att	filtro	att	ampl
	VAT-3	RLC BPF	VAT-1	ZHL-4240	step att 8495A	VAT-3	ZX05-73L-S	VAT-3	F-10-500-R	VAT-3	ZKL-2
G_{teo} (dB)	-1	-3.47	-1	41	-20	-3	-8	-3	-0.25	-3	31
$P_{in,teo}$ (dBm)	-44.8	-45.8	-49.2	-50.2	-9.24	-29.2	-32.2	-40.2	-43.2	-43.49	-46.49
$P_{out,teo}$ (dBm)	-45.8	-49.2	-50.2	-9.24	-29.2	-32.2	-40.2	-43.2	-43.49	-46.49	-15.49

Tabella 13: Guadagni Demodulator: canale 171.5MHz

	att	filtro	att	ampl	att	att	mixer	att	filtro	att	ampl
	VAT-3	RLC BPF	VAT-1	ZHL-4240	step att 8495A	VAT-3	ZX05-73L-S	VAT-3	F-10-500-R	VAT-3	ZKL-2
G_{teo} (dB)	-1	-4.4	-1	41	-20	-3	-8	-3	-0.25	-3	31
$P_{in,teo}$ (dBm)	-44.3	-45.3	-49.7	-50.7	-9.7	-29.7	-32.7	-40.7	-43.7	-43.95	-46.95
$P_{out,teo}$ (dBm)	-45.3	-49.7	-50.7	-9.7	-29.7	-32.7	-40.7	-43.7	-43.95	-46.95	-15.95

4.5 Detector

In questo modulo avviene la misura delle componenti di fase e ampiezza dei segnali provenienti dal RIC. Il pettine a bassa frequenza viene nuovamente suddiviso nelle sue quattro componenti, che vengono isolate grazie alla presenza di selettivi filtri passa banda identici a quelli già presenti nel Combiner. I quattro toni vengono ulteriormente splittati per permetterne il monitoraggio diretto prima che entrino nei circuiti integrati di misura, gli *AD8302*.

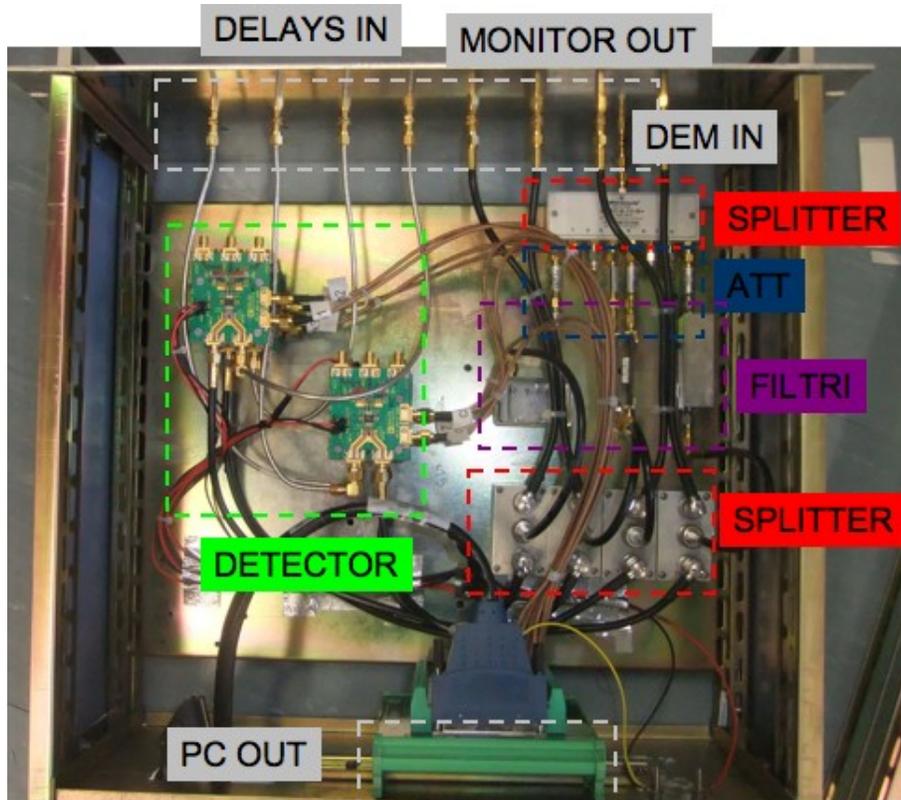


Figura 16: Interno del modulo Detector.

Tabella 14: Guadagni Detector: canale 29.7MHz

	splitter	att	filtro	splitter
	ZCSC-8-13	VAT-6	<i>K&L</i>	ZSC-2-1W
G_{teo} (dB)	-10	-6	-1.8	-3.5
$P_{in,teo}$ (dBm)	-16.35	-26.35	-32.35	-34.15
$P_{out,teo}$ (dBm)	-26.35	-32.35	-34.15	-37.65

Tabella 15: Guadagni Detector: canale 69.7MHz

	splitter	att	filtro	splitter
	ZCSC-8-13	VAT-5	<i>K&L</i>	ZSC-2-1W
G_{teo} (dB)	-10	-5	-1.8	-3.5
$P_{in,teo}$ (dBm)	-15.95	-25.95	-30.95	-32.75
$P_{out,teo}$ (dBm)	-25.95	-30.95	-32.75	-36.25

Tabella 16: Guadagni Detector: canale 121MHz

	splitter	att	filtro	splitter
	ZCSC-8-13	VAT-3	<i>K&L</i>	ZSC-2-1W
G_{teo} (dB)	-10	-3	-1.8	-3.5
$P_{in,teo}$ (dBm)	-15.49	-25.49	-28.49	-30.29
$P_{out,teo}$ (dBm)	-25.49	-28.49	-30.29	-33.79

Tabella 17: Guadagni Detector: canale 171.5MHz

	splitter	att	filtro	splitter
	ZCSC-8-13	VAT-3	<i>K&L</i>	ZSC-2-1W
G_{teo} (dB)	-10	-3	-1.8	-3.5
$P_{in,teo}$ (dBm)	-15.95	-25.95	-28.95	-30.75
$P_{out,teo}$ (dBm)	-25.95	-28.95	-30.75	-34.25

Questi rivelatori di fase e ampiezza forniscono in uscita voltaggi proporzionali alla differenza di fase e ampiezza tra il segnale di interesse e il riferimento di Oscillatore Locale secondo le seguenti formule teoriche:

$$V_{out} = m\Delta\phi + b \quad (1)$$

per la fase, dove $b = 1800mV$, $m = 10mV/grad$ per differenze di fase $\Delta\phi$ comprese tra -180° e 0° , $m = -10mV/grad$ per $\Delta\phi$ compreso tra 0° e 180° (vedi figure 17 e 18);

$$V_{out} = mA + b \quad (2)$$

per l'ampiezza, dove $b = 900mV$, $m = -29mV/dB$ (vedi figure 19 e 20).

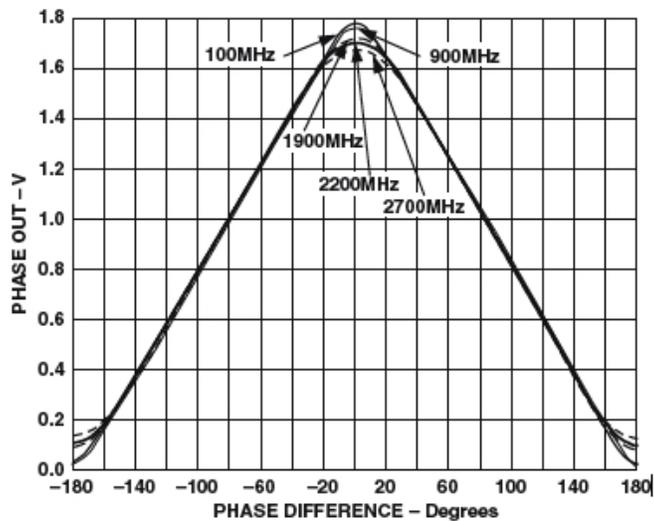


Figura 17: Risposta caratteristica in fase del rivelatore AD8302 per differenti frequenze (100MHz, 900MHz, 1900MHz, 2200MHz, 2700MHz).

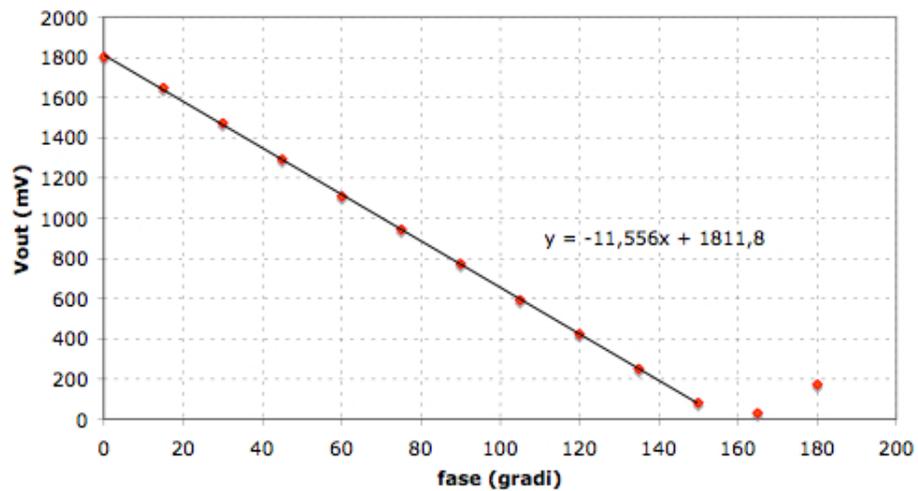


Figura 18: Misura di caratterizzazione della risposta in fase del rivelatore AD8302 corrispondente al canale 171.5MHz.

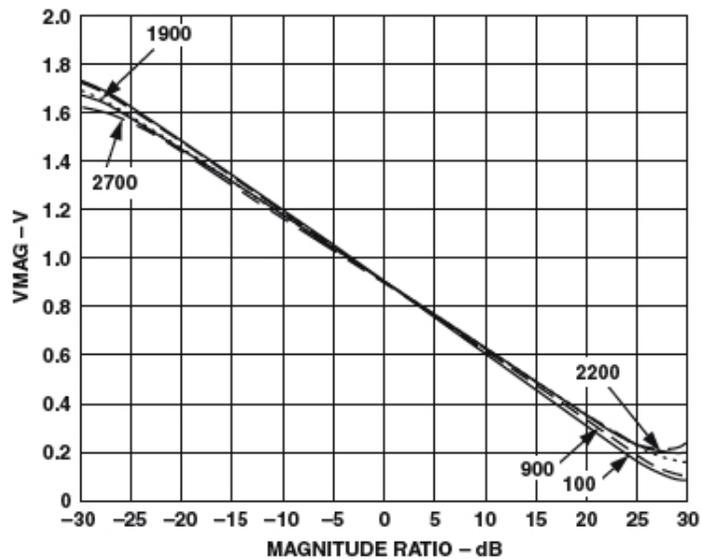


Figura 19: Risposta caratteristica in ampiezza del rivelatore AD8302 per differenti frequenze (100MHz, 900MHz, 1900MHz, 2200MHz, 2700MHz).

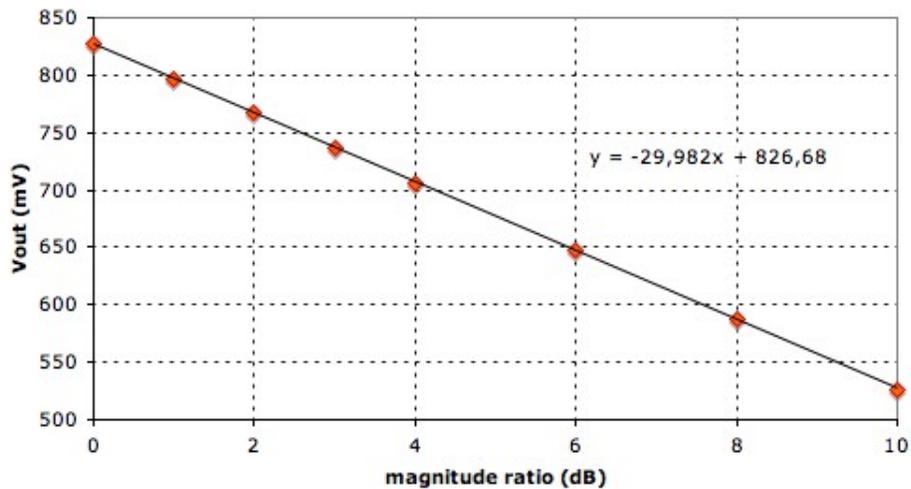


Figura 20: Misura di caratterizzazione della risposta in ampiezza del rivelatore AD8302 corrispondente al canale 69.7MHz.

Anche in questo caso attenuatori diversi a seconda del canale sono stati inseriti prima dei rivelatori al fine di equalizzare i toni (vedi figura 21).

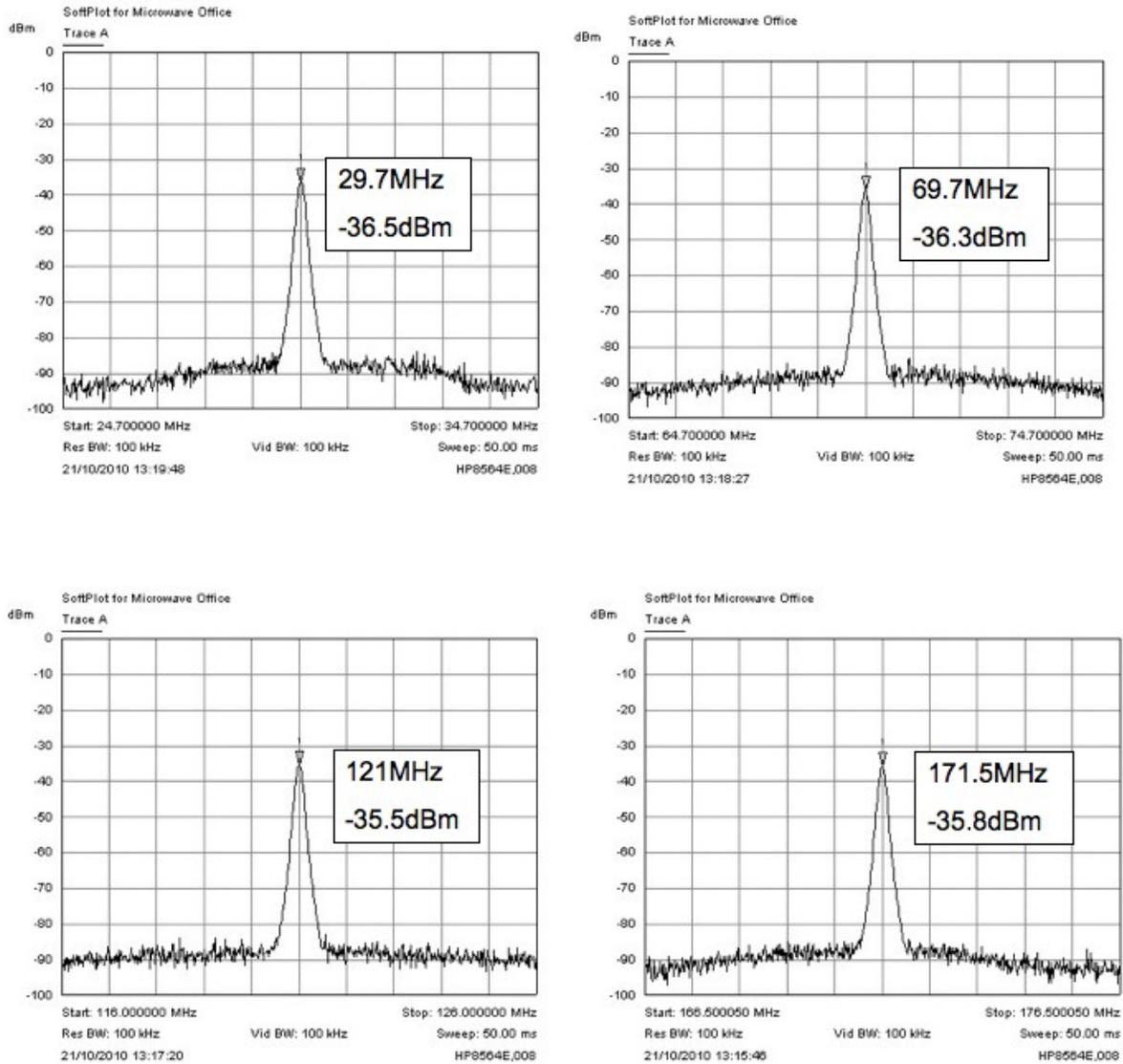


Figura 21: La figura mostra i quattro toni a bassa frequenza, alle stesse frequenze generate dai DDS, in ingresso alle schede AD8302. I toni sono opportunamente equalizzati entro 1dBm.

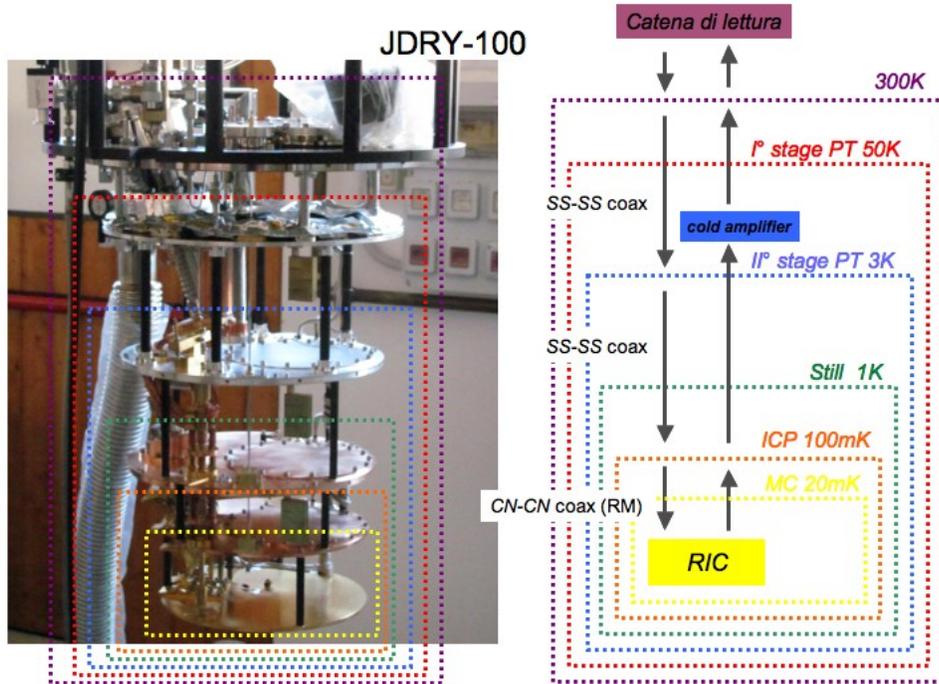


Figura 22: L'immagine mostra l'interno del criostato utilizzato per il raffreddamento dei dispositivi RIC e il relativo schema. Si distinguono chiaramente i 6 differenti stadi termici fino a quello base dove viene alloggiato il dispositivo.

5 Misure

Il sistema fin qui descritto è stato installato presso il laboratorio di basse temperature dell'Università di Trento, dove grazie alla presenza di un sistema criogenico (figura 22) che permette di raggiungere temperature fino a $\sim 17mK$ è possibile effettuare misure di dispositivi RIC fabbricati con differenti materiali, quali Alluminio ($T_c = 1.36K$, $\nu_{gap} = 100GHz$), Titanio ($T_c = 420mK$, $\nu_{gap} = 30GHz$) e TiN ($T_c = 4.87K$, $\nu_{gap} = 355GHz$).

Il primo ciclo di misure è stato eseguito sull'array di dispositivi RIC sulle cui frequenze è stato progettato il sistema di lettura. L'array con i risuonatori selezionati è mostrato in figura 23.

Per ciascun risuonatore sono stati acquisiti i segnali di ampiezza alla temperatura base di $\sim 60mK$ (vedi figure 24, 25, 26 e 27) e fase. Come si può notare dalle figure le frequenze di risonanza sono risultate essere tutte minori di circa $3MHz$ rispetto a quelle attese. E' stata perciò modificata la frequenza della portante generata dal sintetizzatore.

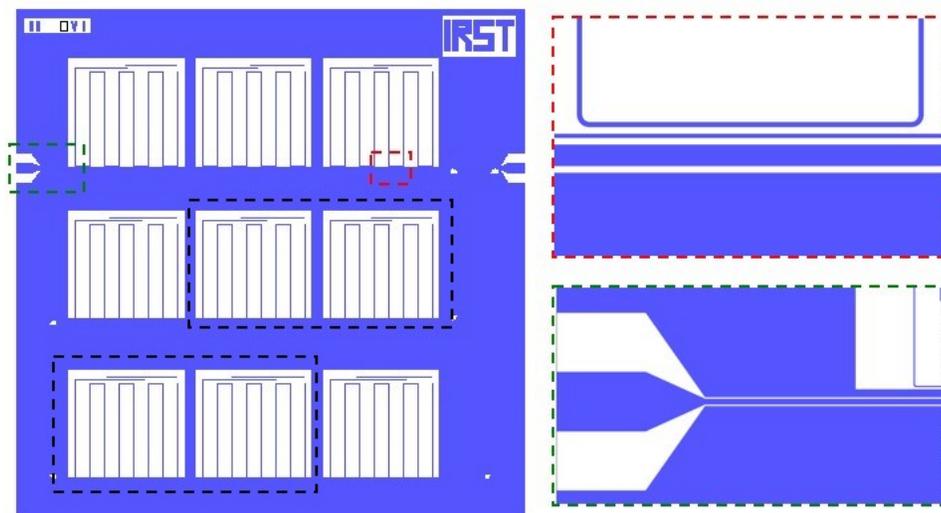


Figura 23: L'immagine mostra il layout dell'array di dispositivi RIC sul quale è stata progettata la catena di lettura. Si tratta di un array di 9 dispositivi accoppiati ad un'unica linea di alimentazione CPW. Il tratteggio in nero indica quali sono i 4 risonatori selezionati. Gli ingrandimenti fanno veder meglio l'accoppiamento alla linea e il pad su cui vengono fatte le saldature di collegamento alla catena di lettura.

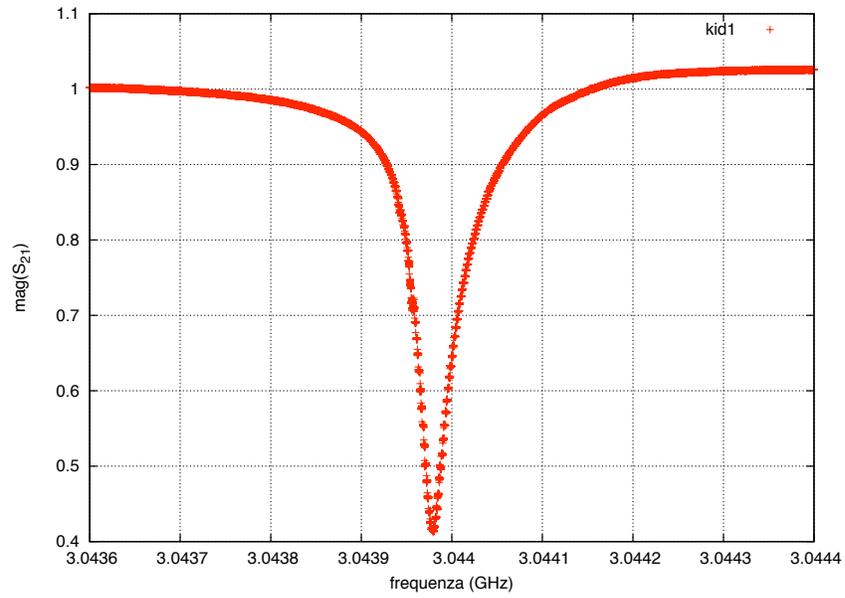


Figura 24: *Misura di ampiezza relativa al primo risuonatore.*

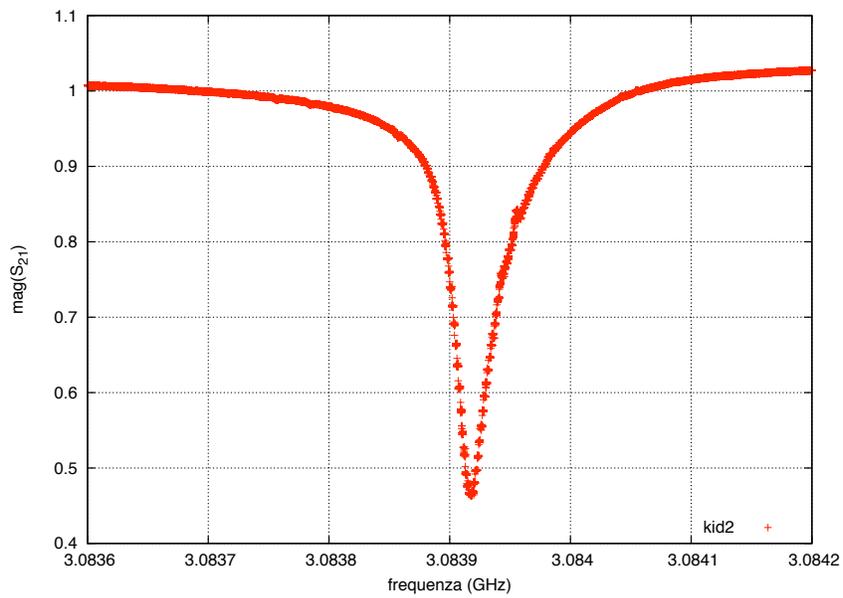


Figura 25: *Misura di ampiezza relativa al secondo risuonatore.*

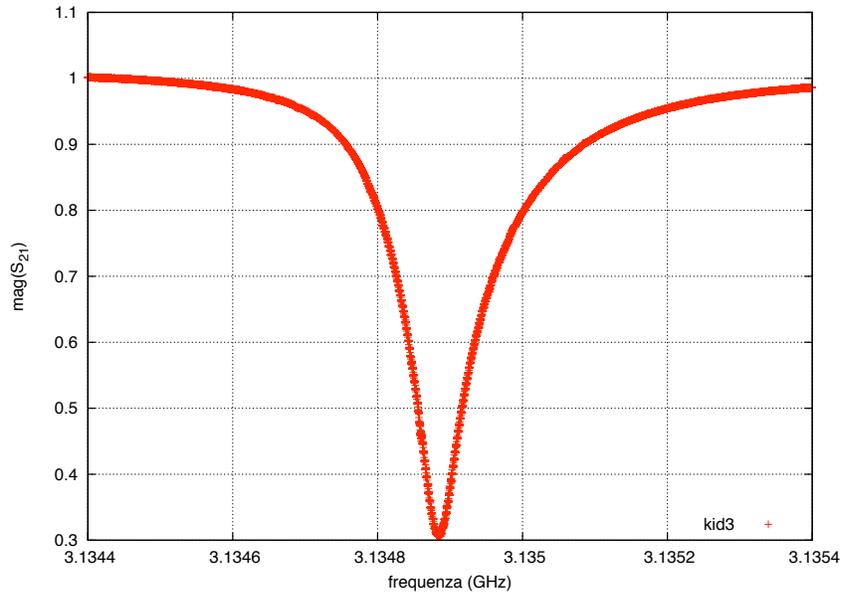


Figura 26: *Misura di ampiezza relativa al terzo risuonatore.*

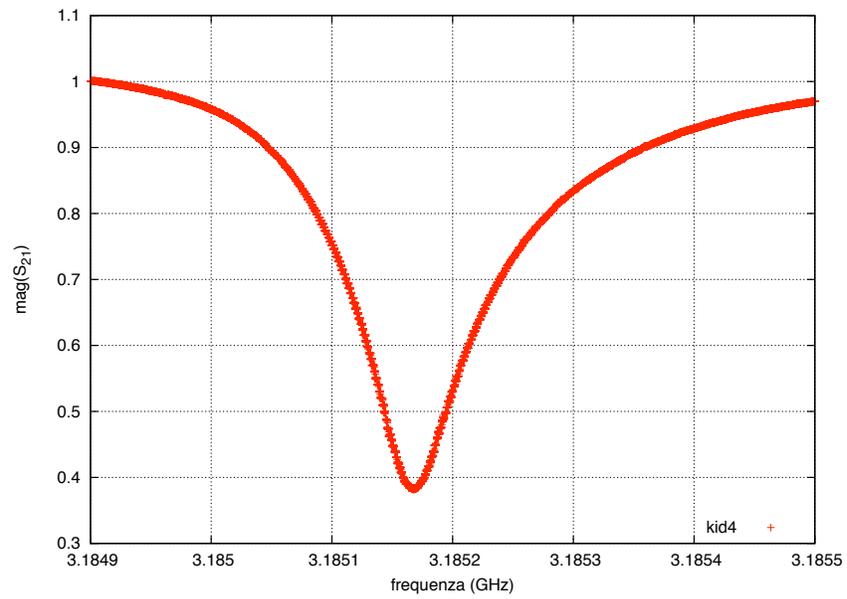


Figura 27: *Misura di ampiezza relativa al quarto risuonatore.*

Uno sweep in temperatura fino a $500mK$ ha permesso di studiare la variazione dell'ampiezza dei risuonatori, simulando così il degrado del fattore di merito a causa di una diminuzione del numero di coppie di Cooper (28).

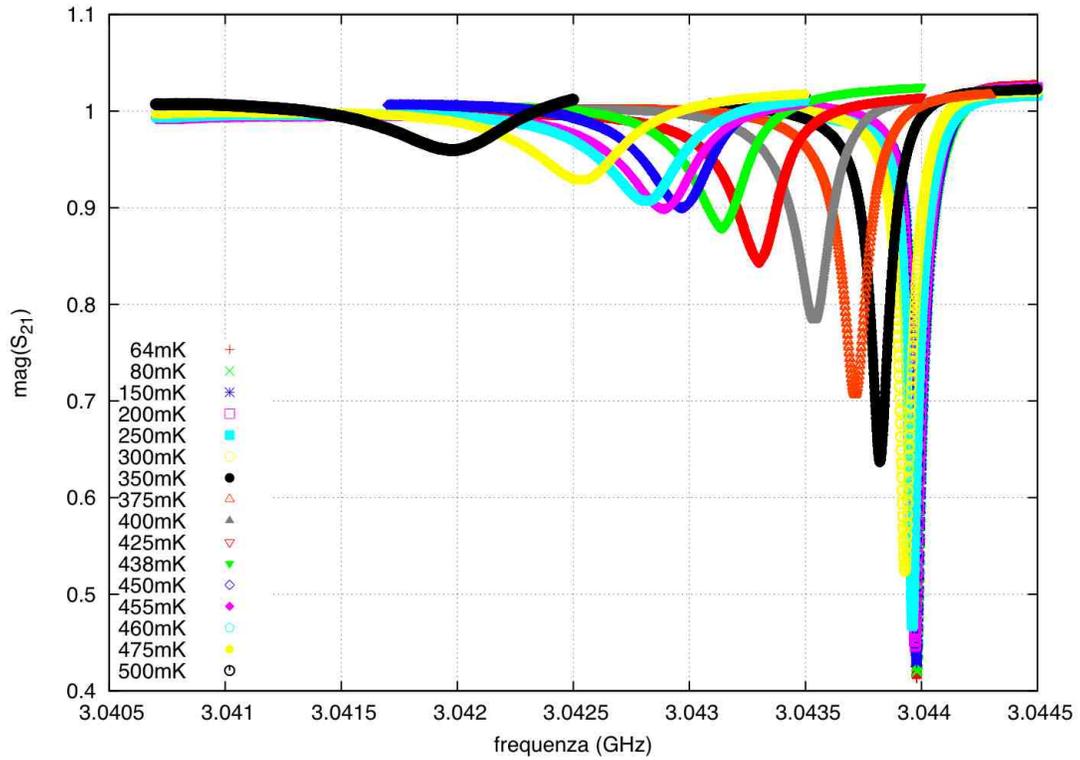


Figura 28: *Variazione della curva di ampiezza del primo risuonatore con l'aumento di temperatura.*

Indice

1	Motivazione scientifica	1
2	RIC: Rivelatori ad Induttanza Cinetica	2
3	Architettura del sistema a radiofrequenza	5
4	Analisi del guadagno della catena di modulazione	7
4.1	Digital Direct Synthetizer	9
4.2	Comb Generator	10
4.3	Modulator	15
4.4	Demodulator	18
4.5	Detector	21
5	Misure	27