



# Rapporti tecnici

# INGV

**Un generatore di pettine di frequenze  
per l'eccitazione di rivelatori di fotoni  
a bassa energia**

# 234



Istituto Nazionale di  
Geofisica e Vulcanologia

## **Direttore**

Enzo Boschi

## **Editorial Board**

Raffaele Azzaro (CT)

Sara Barsotti (PI)

Mario Castellano (NA)

Viviana Castelli (BO)

Rosa Anna Corsaro (CT)

Luigi Cucci (RM1)

Mauro Di Vito (NA)

Marcello Liotta (PA)

Simona Masina (BO)

Mario Mattia (CT)

Nicola Pagliuca (RM1)

Umberto Sciacca (RM1)

Salvatore Stramondo (CNT)

Andrea Tertulliani - Editor in Chief (RM1)

Aldo Winkler (RM2)

Gaetano Zonno (MI)

## **Segreteria di Redazione**

Francesca Di Stefano - coordinatore

Tel. +39 06 51860068

Fax +39 06 36915617

Rossella Celi

Tel. +39 06 51860055

Fax +39 06 36915617

[redazionecen@ingv.it](mailto:redazionecen@ingv.it)



# Rapporti tecnici INGV

## UN GENERATORE DI PETTINE DI FREQUENZE PER L'ECCITAZIONE DI RIVELATORI DI FOTONI A BASSA ENERGIA

Alessandro Iarocci, William Thorossian, Paolo Benedetti, Giovanni Romeo

INGV (Istituto Nazionale di Geofisica e Vulcanologia, Sezione di Sismologia e Tettonofisica)

# 234



## Indice

Introduzione	5
1. Schema a blocchi del sistema di lettura	5
2. Modulo per l'eccitazione dei KIDs	6
2.1 Interfaccia per l'utente	7
3. Filtro in uscita	11
3.1 Generalità sui filtri Ladder	12
3.2 Realizzazione del filtro	13
4. Forme d'onda in uscita	15
5. Conclusioni	17
Bibliografia	18



## Introduzione

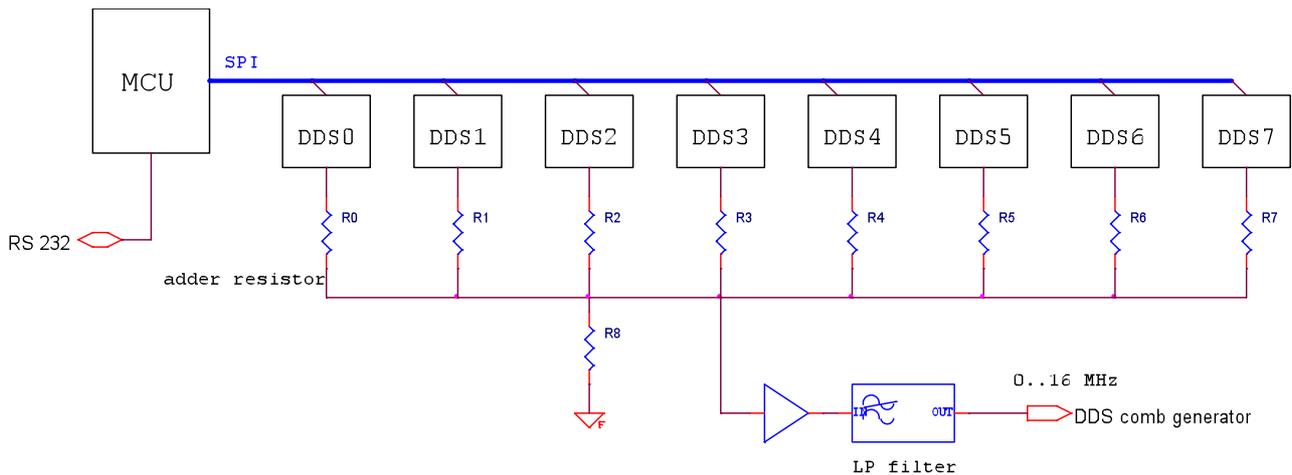
Con il termine microKIDs (*microwave Kinetic Inductance Detectors*) si indicano rivelatori superconduttori, di fotoni a bassa energia (nell'intervallo dei meV). Un KID consiste in una sottile striscia di materiale superconduttore che, grazie alla sua geometria, forma un circuito risonante. I fotoni incidenti rompono le coppie di elettroni (coppie di Cooper) presenti sulla superficie del superconduttore, determinando una variazione dell'impedenza superficiale (in particolare dell'induttanza cinetica) del superconduttore. Questa variazione si traduce a sua volta in variazioni della frequenza di risonanza del rivelatore [Yates et al., 2009].

Tali rivelatori presentano un grosso potenziale nell'esplorazione del lontano infrarosso e della banda di lunghezza d'onda 10-1000 $\mu$ m: tali grandezze sono di fondamentale importanza in quanto contengono un gran numero di informazioni sull'evoluzione e la formazione delle galassie, delle stelle e dei sistemi planetari [Calvo et al., 2010]. Uno degli obiettivi dei moderni rivelatori nell'infrarosso lontano è quello di fornire un'immagine [Hollister et al., 2010]. Per questo è necessario costruire matrici di rivelatori (da diverse centinaia fino ad alcune migliaia). In questo i KIDs, in cui ogni elemento è identificato dalla propria frequenza di risonanza, sono molto vantaggiosi: un unico conduttore può trasportare la somma delle frequenze necessarie (una per risonatore) e prelevare il segnale di risposta di tutti i risonatori, permettendo di realizzare un rivelatore compatto. Minimizzare il numero di conduttori verso l'esterno è fondamentale a basse temperature, dove ogni conduttore rappresenta una fuga termica verso l'ambiente.

Benché il progetto geometrico dei risonatori identifichi rigorosamente le frequenze di risonanza, la loro realizzazione fisica introduce errori; sono errori piccoli (decine di kHz su 3 GHz) ma non possono essere accettati a causa dell'alto Q dei risonatori ( $\approx 10^5$ ). Per questo il pettine di frequenze deve essere adattato ad ogni singola matrice di rivelatori. Il requisito fondamentale del generatore delle frequenze di eccitazione sarà quello di consentire una facile sintonizzazione dei toni generati. Il lavoro qui presentato, che nasce dalla collaborazione tra l'LNTS (Laboratorio Nuove Tecnologie e Strumenti) dell'INGV e il Dipartimento di Fisica dell'Università di Roma "La Sapienza", descrive lo strumento realizzato per fornire il pettine di frequenze (nella banda 0 – 20 MHz), facendo riferimento ad un sistema sperimentale per otto risonatori. In tale sistema il pettine di frequenze verrà traslato nella banda di frequenza dei KIDs (nell'ordine dei GHz) per poterne effettuare l'eccitazione e quindi riportato nella banda iniziale per effettuarne l'acquisizione e l'analisi.

## 1. Schema a blocchi del sistema di lettura

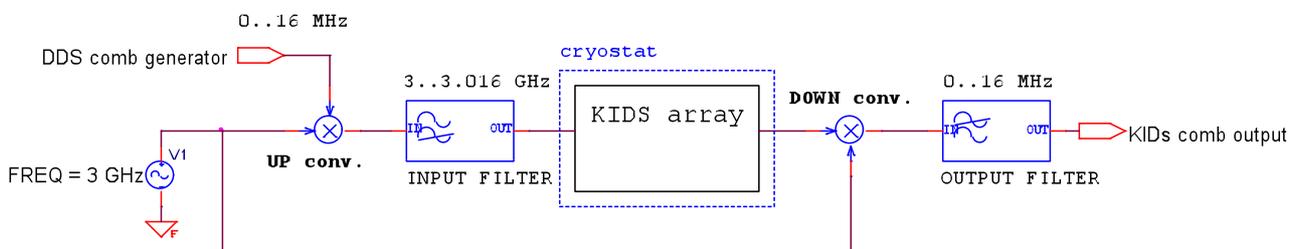
Il sistema progettato utilizza per la generazione delle frequenze dei DDS (*Direct Digital Synthesizer*), sintetizzatori di frequenza che, partendo da un oscillatore di riferimento, forniscono in uscita una frequenza arbitraria. Lo schema a blocchi del generatore di pettine è mostrato in fig. 1. Le uscite dei DDS vengono sommate e amplificate. Il processore (MCU, *MicroController Unit*) permette di comunicare con ogni singolo DDS attraverso la linea seriale SPI (*Serial Peripheral Interface*). Al fine di sopprimere le armoniche indesiderate ad alta frequenza, si pone in uscita un filtro. La presenza del filtro è essenziale: con un clock a 50 MHz ed una frequenza massima richiesta di 20 MHz siamo al limite della frequenza di Nyquist e la rimozione delle frequenze indesiderate richiede una cura particolare. Il modulo seriale USART (*Universal Synchronous Asynchronous Receiver Transmitter*) del processore consente di interfacciare il sistema con un PC.



**Figura 1.** Il generatore di pettine a DDS per l'eccitazione dei KIDs.

Le frequenze generate dai DDS sono nell'intervallo 0 - 20 MHz, quindi per raggiungere le frequenze di risonanza tipiche dei risuonatori, che sono dell'ordine dei GHz, si deve prevedere nel sistema di lettura un mixer, del tipo up-converter. Il segnale mixato viene quindi filtrato ed inviato al criostato (operiamo a temperature criogeniche) contenente i risuonatori. Lo stadio successivo sarà costituito da un secondo mixer, di tipo down-converter (avente lo stesso oscillatore del primo), che riporterà il segnale di uscita nella banda originaria 0 - 20 MHz. Il segnale d'uscita viene quindi acquisito ed analizzato al fine di determinare le variazioni in fase ed ampiezza di ogni sinusoide. Ciò è reso possibile dall'utilizzo di mixer di tipo IQ, da cui si ricavano la fase ( $\arctan Q/I$ ) e l'ampiezza ( $\sqrt{Q^2 + I^2}$ ) di ogni singolo tono del segnale d'uscita.

Lo schema a blocchi dell'intero sistema di lettura è mostrato nella fig. 2.



**Figura 2.** Il sistema di lettura.

## 2. Modulo per l'eccitazione dei KIDs

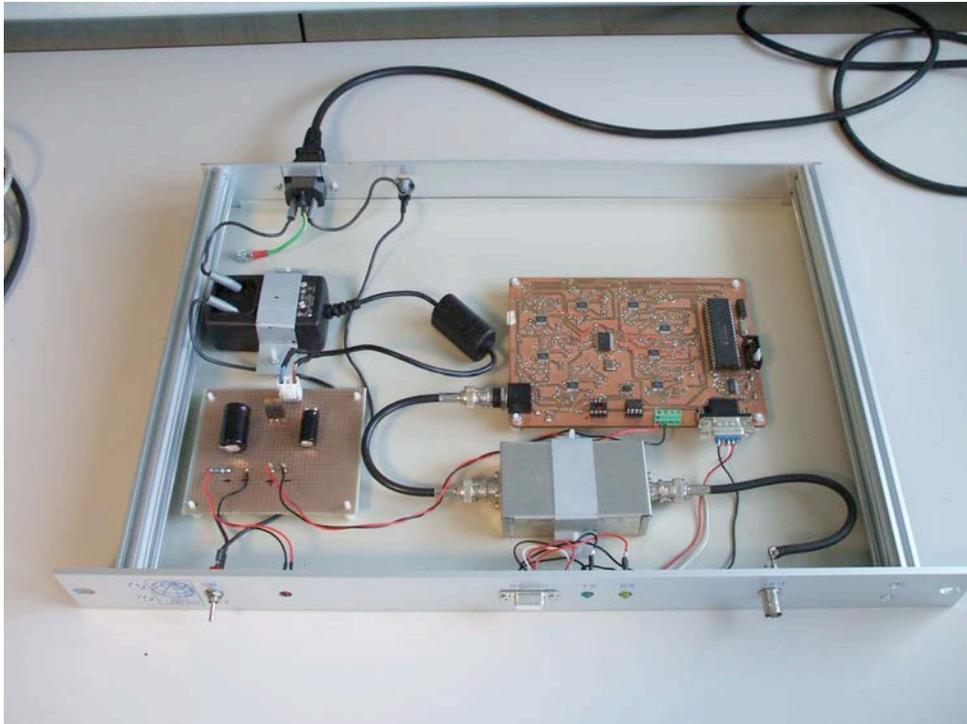
Come descritto nel paragrafo precedente il modulo che provvede a generare il pettine delle frequenze è essenzialmente costituito da un microprocessore ed otto DDS. La fig. 3 mostra una foto del modulo in cui sono visibili: la scheda dell'elettronica, il trasformatore di rete, una schedina con il regolatore di tensione a 5 V ed il filtro d'uscita.

Il DDS utilizzato è il modello AD9834 della ANALOG DEVICES. La massima frequenza del clock di riferimento è di 50 MHz, per cui l'uscita sarà compresa nell'intervallo 0 - 25 MHz. Il registro della frequenza è a 28 bits, ne segue che a 50 MHz la risoluzione è pari circa a 0.2 Hz. Il componente è dotato di interfaccia seriale SPI per un semplice interfacciamento al microprocessore.

Nella fig. 4a è mostrato lo schema elettrico degli otto DDS.

In fig. 4b troviamo: il clock di riferimento (U3) pari a 50 MHz, il distributore di clock (U2) (previsto in un primo tempo ma successivamente rimosso in fase di debug), l'amplificatore operazionale U1 in configurazione di circuito sommatore (fornisce in uscita la somma delle tensioni d'uscita degli otto DDS),

quindi un ulteriore stadio di amplificazione (U4) a guadagno unitario (buffer) per poter pilotare correttamente un carico da 50  $\Omega$ . Da notare che essendo le uscite dei DDS in corrente ed in alta impedenza, esse vengono caricate in uscita con una resistenza da 220  $\Omega$  (come suggerito dal produttore nel *datasheet* del componente) al fine di poterne prelevare un segnale in tensione.



**Figura 3.** Il modulo per la generazione del pettine di frequenze.

Il convertitore di tensione a pompa di carica (U5) fornisce l'alimentazione negativa (-5V) per gli amplificatori operazionali. L'ultimo stadio del circuito è costituito da un filtro per la soppressione delle armoniche ad alta frequenza (paragrafo 3.2).

Nella fig. 4c troviamo lo schema elettrico del processore (U14), del traslatore di livello RS232 (U15) e dei connettori. Il processore scelto è un PIC della serie 16F877A, con clock esterno a 8 MHz; J2 è il connettore per la sua programmazione; J3 è il connettore dell'alimentazione a 5 V.

## 2.1 Interfaccia per l'utente

Tutti i controlli sullo strumento avvengono attraverso una porta seriale, in ASCII chiaro.

La generica riga di comando è la seguente:

*n xx.yyyy#;*

dove *n* rappresenta l'*n*-mo DDS che si vuole abilitare; *xx.yyyy* rappresenta il valore della frequenza in MHz che verrà caricato sui registri del DDS. Tale valore viene contestualmente scritto sulla EEPROM del processore. Dalla notazione si evince che la sensibilità del DDS arriva alla quarta cifra decimale. Ciò si traduce in una risoluzione di 100 Hz. '#' è il carattere di controllo.

Il comando per disabilitare l'*n*-imo DDS è:

*n 0#;*

La riga di comando che consente di resettare tutti i DDS è:

*r#;*

infine il comando che consente di visualizzare i valori dei registri delle frequenze dei DDS, memorizzati nella EEPROM del processore, risulta essere:

*e#;*

Il codice implementato prevede che all'accensione del modulo, vengano caricati i registri delle frequenze memorizzati nella EEPROM del processore, predisponendo il generatore nelle condizioni in cui si trovava prima dello spegnimento.

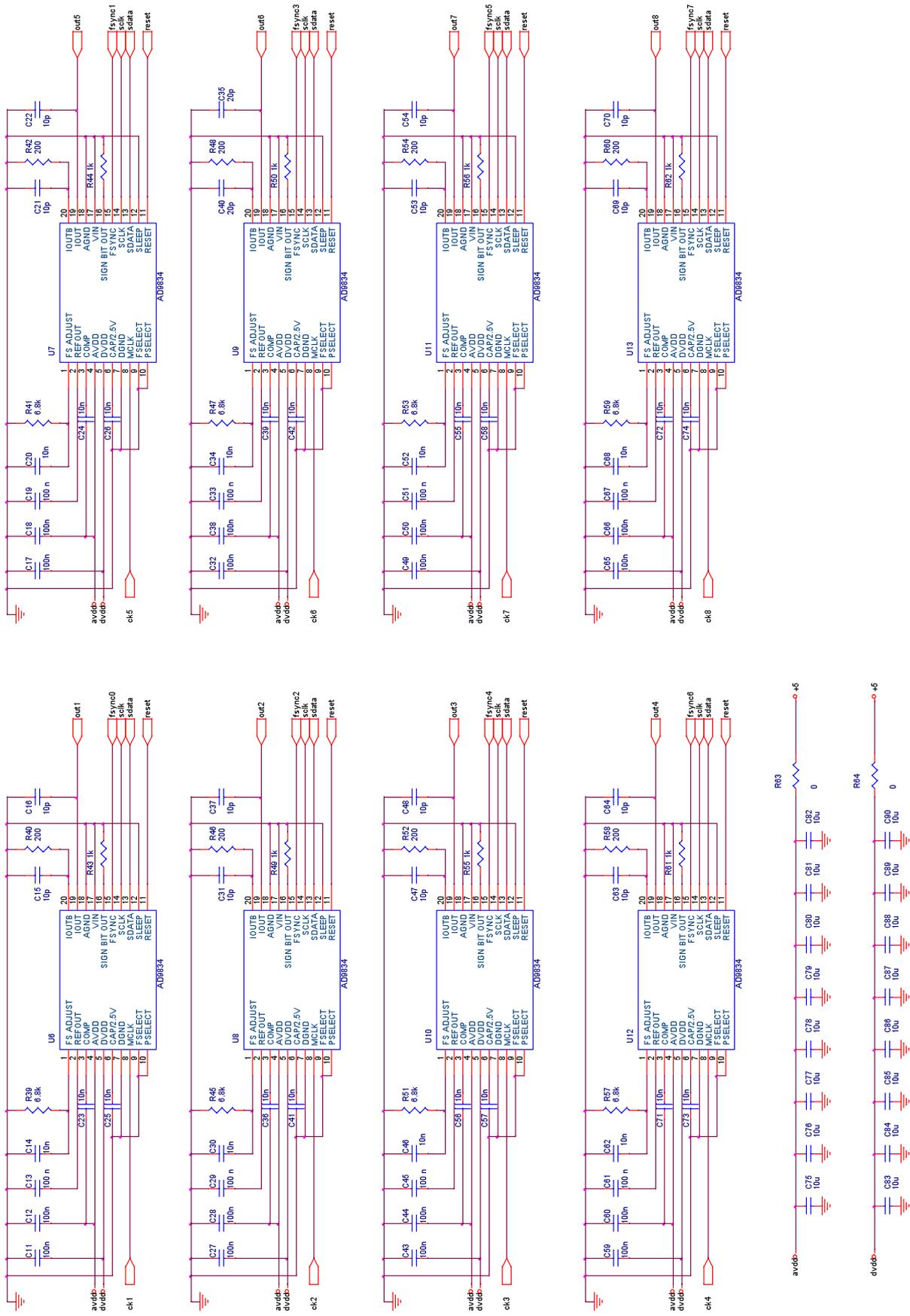


Figura 4a. Schemi elettrici: i DDS.

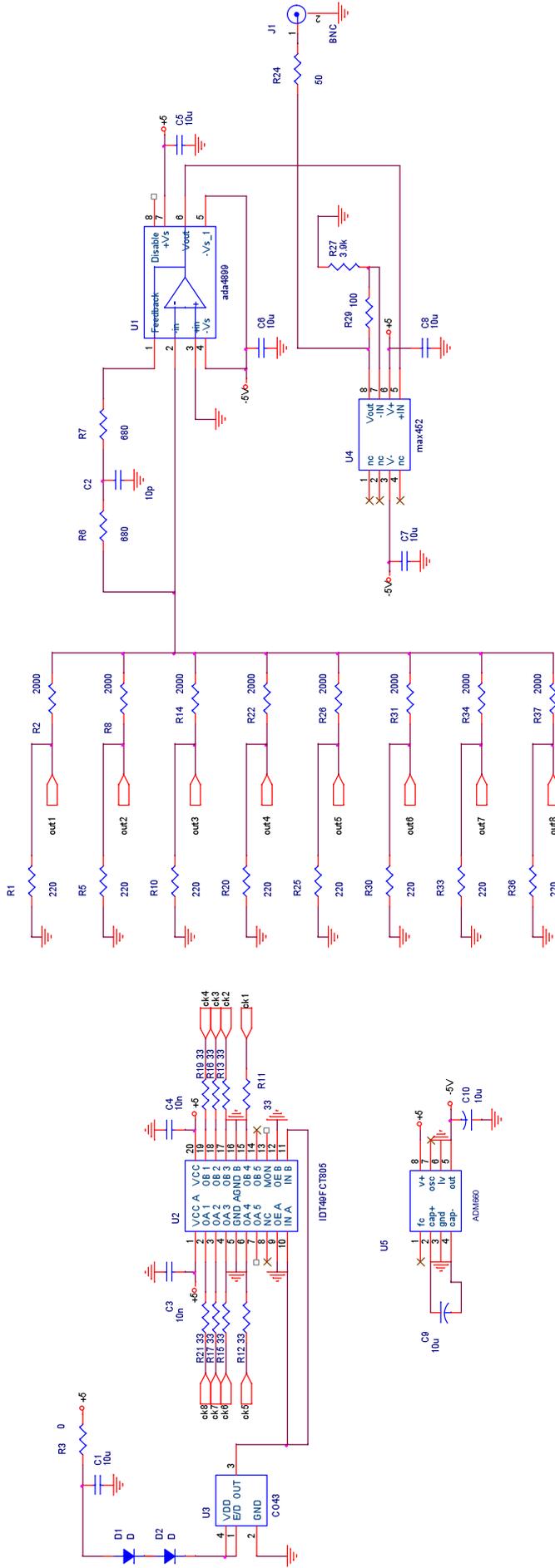


Figura 4b. Schemi elettrici: clock e sommatore.

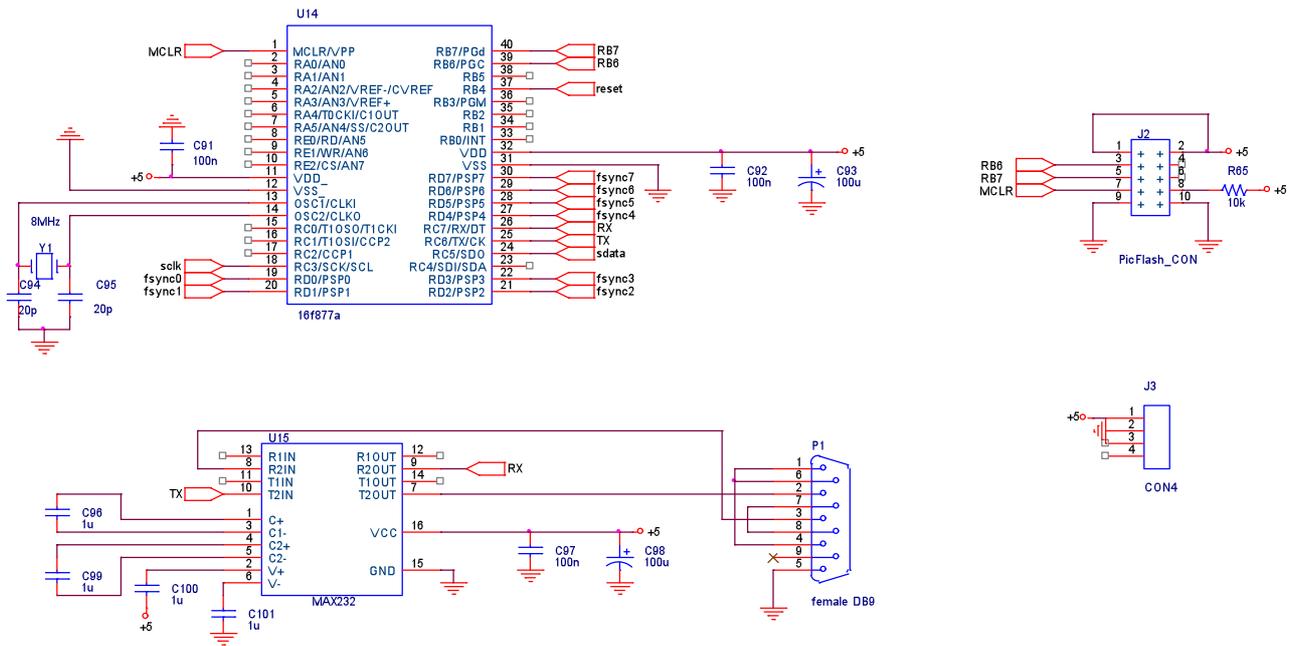


Figura 4c. Schemi elettrici: il microprocessore.

### 3. Filtro in uscita

Il filtro in uscita si rende necessario per eliminare le spurie uscenti dai DDS e rilevate con analizzatore di spettro, come da figure 5 e 6.

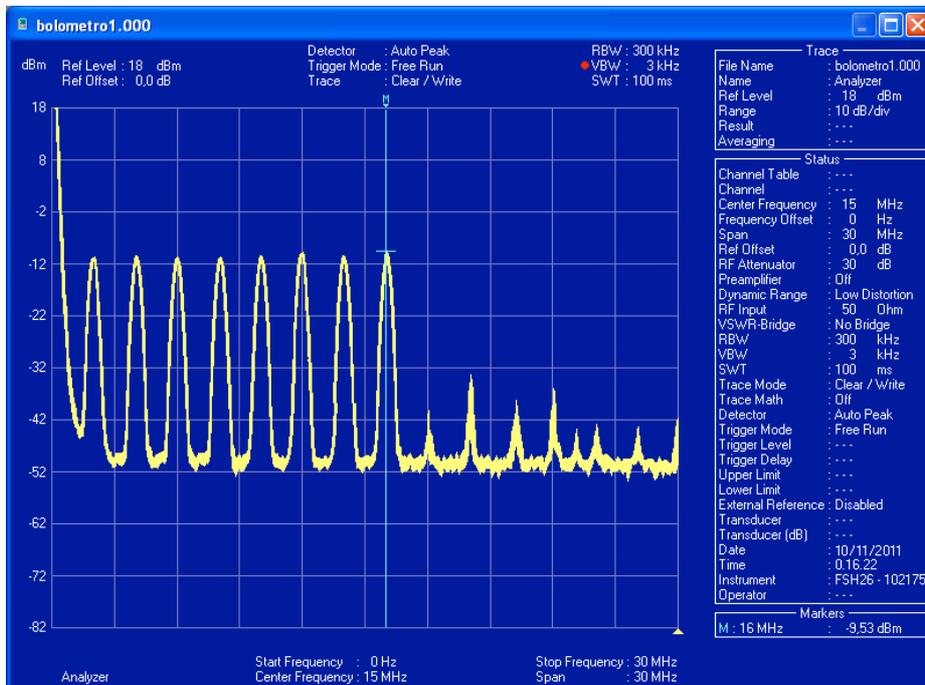
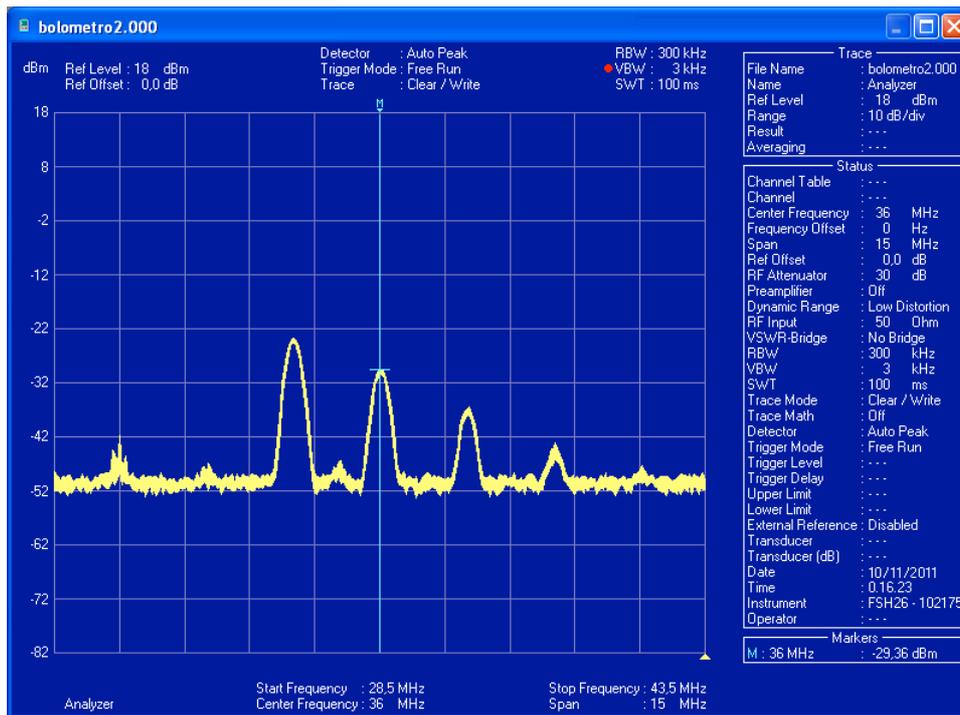


Figura 5. Spettro nella banda 0 – 30 MHz (frequenza centrale: 15 MHz).



**Figura 6.** Spettro nella banda 28.5 – 43.5 MHz (frequenza centrale: 36 MHz).

Ricordando che la frequenza del clock è pari a 50 MHz, nella fig. 6 è facile distinguere le armoniche immagine (34, 36, 38, 40 MHz) relative alle ultime quattro frequenze del pettine; di ampiezza molto meno apprezzabile risultano quelle relative alle prime quattro frequenze del pettine: ciò si spiega con il fatto che il circuito, nel suo insieme si comporta come un filtro *passa-basso*.

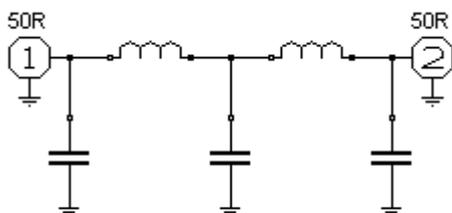
Il filtraggio richiesto imponeva di togliere tutte le frequenze spurie, superiori alle frequenze fondamentali in uscita dai DDS.

La progettazione ha richiesto la configurazione di un filtro doppio, di cui la prima sezione è costituita da un filtro *arresta-banda* (detto anche filtro *notch*) centrato a 36 MHz mentre la seconda da un filtro di tipo *passa-basso* con taglio a 21 MHz. La banda passante e la piatezza di banda richiesti erano tali da non superare i -3dB dal punto di taglio del LPF, quest'ultimo scelto come derivato dalla topologia Butterworth [Biondo et al., 2002].

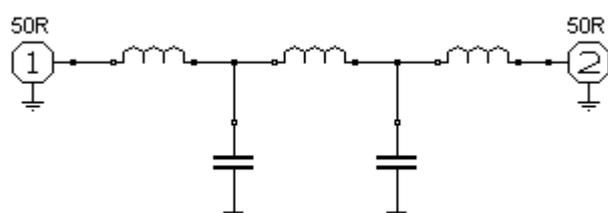
### 3.1 Generalità sui filtri *Ladder*

Si indicano con il termine filtri *Ladder* le reti filtranti alternativamente in serie ed in derivazione, ovvero come linee di trasmissione di tipo discreto.

A seconda degli elementi in serie e in derivazione, possiamo avere filtri *passa-basso* e filtri *passa-alto*. Di seguito considereremo solo componenti di tipo reattivo, pertanto se gli elementi in serie sono induttori e quelli in derivazione sono capacità, il filtro conseguente sarà un *passa-basso* di tipo a  $\pi$  (fig. 7) o a T (fig. 8). Viceversa sarà un *passa-alto* di tipo a  $\pi$  o a T.



**Figura 7.** *Passa-basso* a  $\pi$ .



**Figura 8.** *Passa-basso* a T.

La medesima struttura di filtraggio può essere proficuamente impiegata anche per filtri di tipo *passa-banda* e *notch*, introducendo opportune celle risonanti in serie e/o in parallelo. In particolare per i filtri *notch* la struttura tipica delle celle risonanti, atta a bloccare la frequenza centrale desiderata  $f_0$ , è raffigurata in fig. 9.

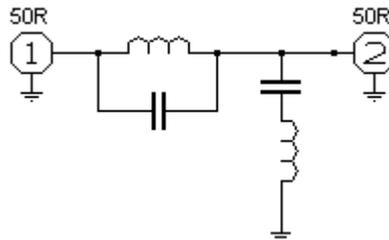


Figura 9. Struttura tipica di un filtro *notch*.

### 3.2 Realizzazione del filtro

Lo schema del filtro impiegato con il valore dei componenti opportunamente aggiustato in fase di testing, è rappresentato in figura 10.

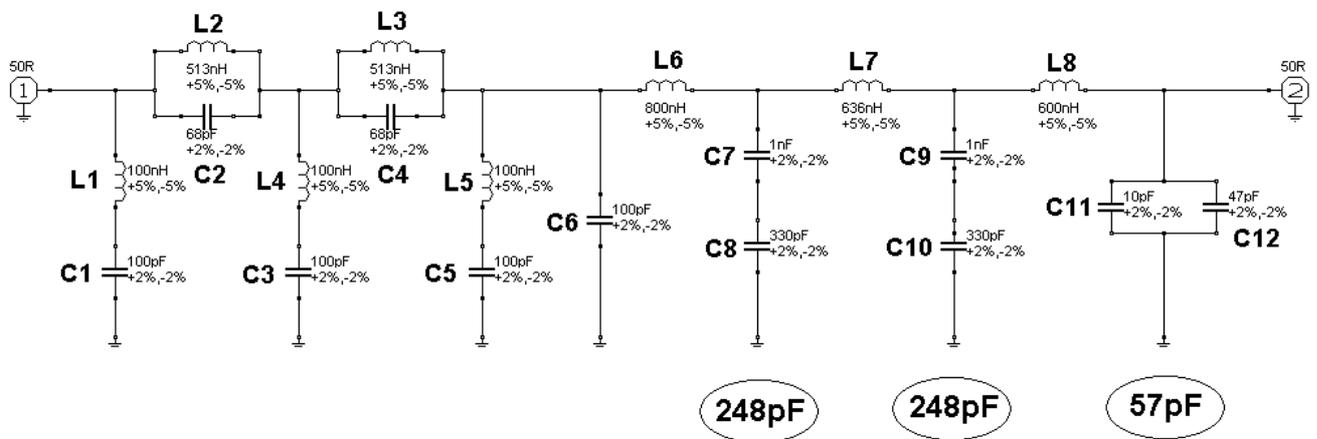


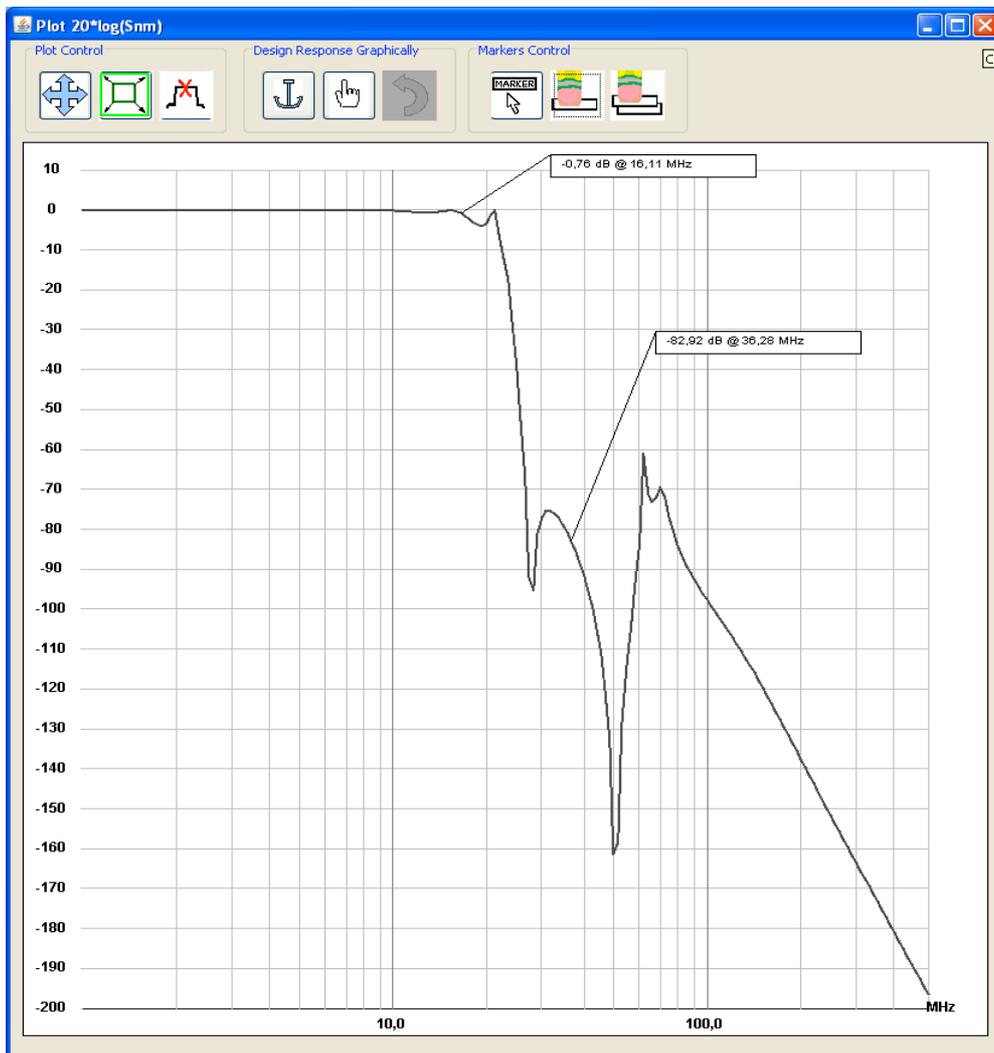
Figura 10. Lo schema elettrico del filtro.

Come è possibile vedere, il filtro totale è costituito da due sezioni filtranti (di ordine differente) principali, calcolate sull'impedenza nota di  $50 \Omega$ , e precisamente abbiamo in input (1) un *notch Butterworth* del 5° ordine calcolato per la reiezione ai 36 MHz, mentre la seconda sezione filtrante in serie è costituita da 3 *Ladder a  $\pi$*  che formano un filtro *passa-basso Butterworth* del 7° ordine.

Di seguito sono riportati: foto della realizzazione "in aria" (fig. 11); il risultato della simulazione (S21) del circuito (fig. 12); la schermata dell'analizzatore di rete (*Magnitude transmission*) a progetto ultimato (fig. 13). Osservando il grafico della simulazione (fig. 12) si può notare uno spostamento della frequenza centrale del filtro *notch* da 36 MHz a 50 MHz, ciò si è reso necessario per ottenere una reiezione a 36 MHz minore di -50 dB.



**Figura 11.** Il filtro ultimato.



**Figura 12.** Risultato della simulazione del filtro.



Figura 13. Schermata strumentale a 3 dB.

#### 4. Forme d'onda in uscita

Se si caricano nei registri delle frequenze degli otto DDS i valori  $2 \cdot n$  MHz ( $n = 1 \dots 8$ ), ciò che si ottiene in uscita è il pettine di frequenze mostrato in fig. 14, misurato tramite analizzatore di spettro. Si evince la soppressione delle armoniche ad alta frequenza operata dalla cella filtrante *passa-basso* con frequenza di taglio pari a 21 MHz. Mentre nella fig. 15 si può apprezzare la bontà della seconda cella filtrante di tipo *notch* con frequenza di taglio pari a 36 MHz.

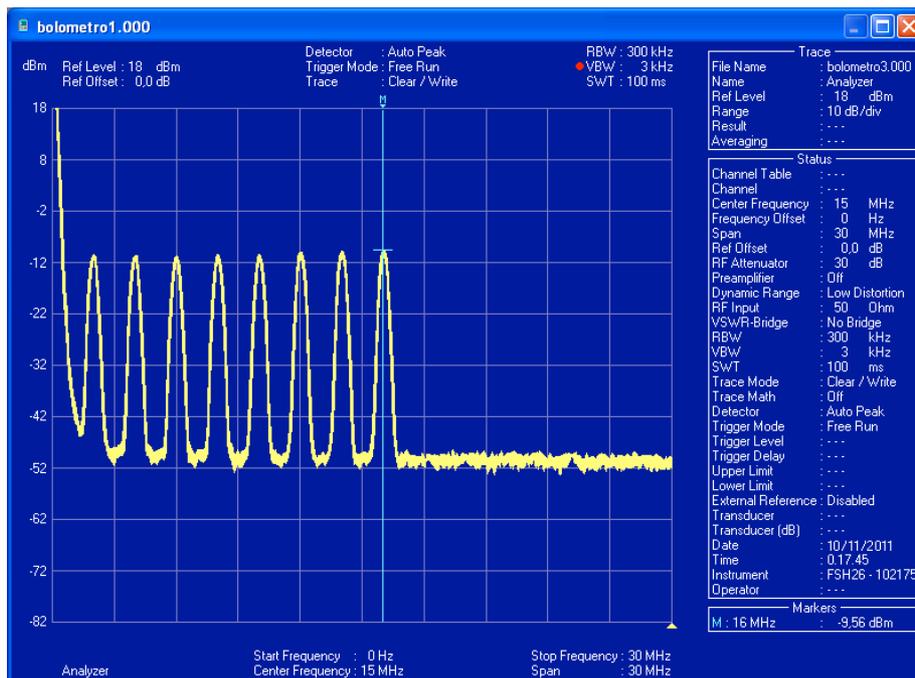
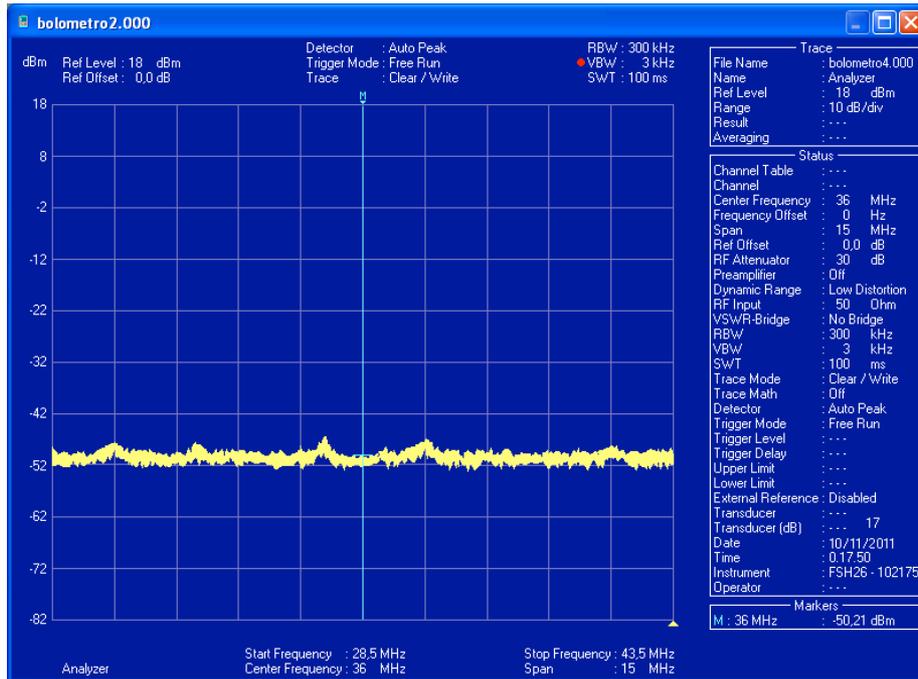
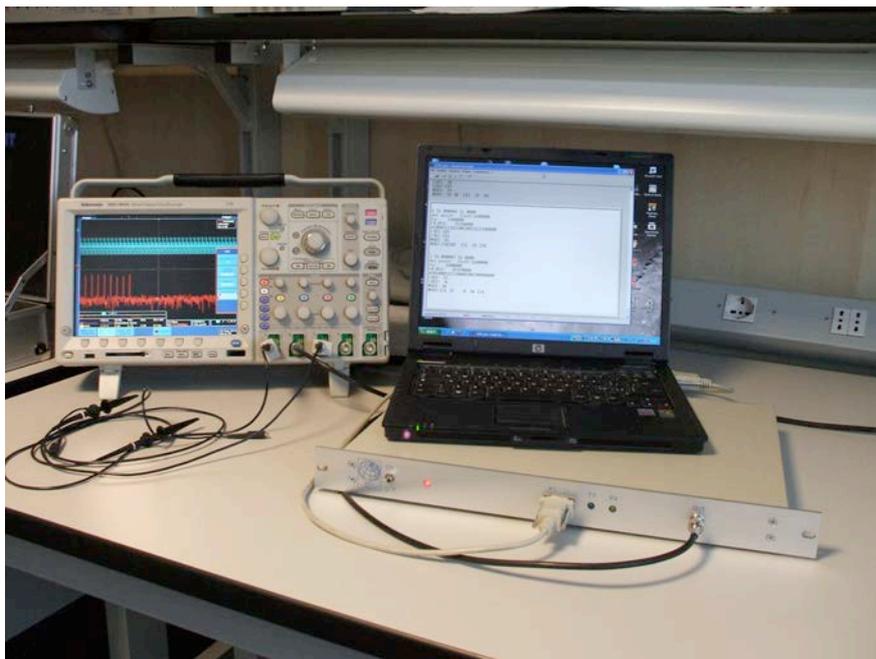


Figura 14. Spettro del segnale in uscita a valle del filtro, nella banda 0-30MHz.



**Figura 15.** Spettro del segnale in uscita nella banda 28.5 – 43.5 MHz.

Per poter apprezzare la variazione della frequenza, in uscita dal singolo DDS, alla quarta cifra decimale del valore in MHz (sensibilità 100 Hz), è stato sfruttato il battimento tra frequenze vicine. In fig. 16 è mostrato il set-up di misura utilizzato durante il test. In fig. 17 è mostrata l'uscita nel tempo dello strumento dove sono state attivate soltanto due uscite, una con frequenza 4.0000 MHz l'altra con frequenza 4.0001 MHz. La forma d'onda risultante dalla loro sovrapposizione presenta un'oscillazione, che modula l'ampiezza, con una frequenza di battimento pari alla differenza delle due frequenze considerate, ossia 100 Hz.



**Figura 16.** Set-up di misura per l'acquisizione delle forme d'onda.

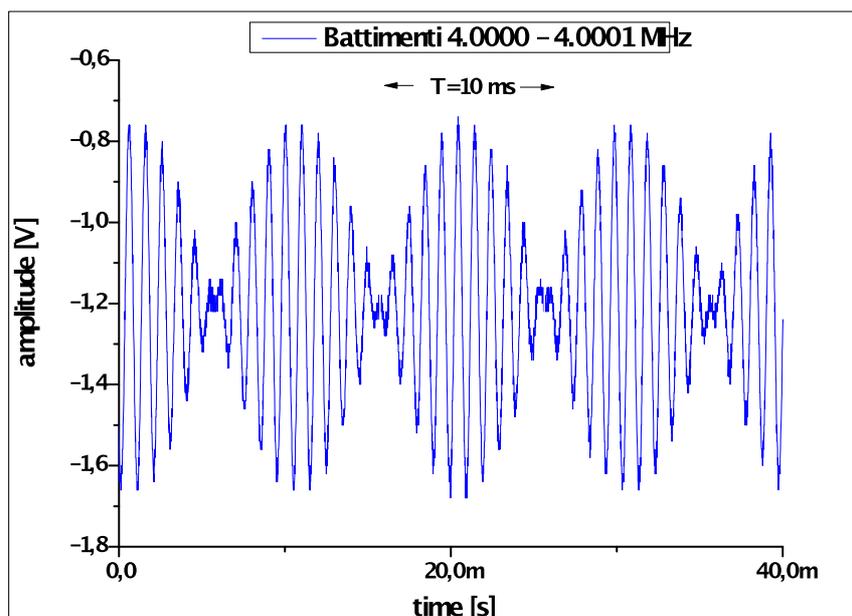


Figura 17. Battimenti relativi a due sinusoidi di frequenza 4.0000 e 4.0001 MHz rispettivamente.

## 5. Conclusioni

La soluzione qui illustrata prevede il calcolo off-line del pettine di frequenze generato dai DDS che andrà ad eccitare i KIDs e l'acquisizione e l'analisi del segnale d'uscita proveniente dai KIDs tramite DSP o calcolatori. Tale soluzione, benché molto diffusa e valida, presenta diversi inconvenienti, il principale dei quali è l'eccessivo tempo necessario per un ciclo di acquisizione ed analisi, soprattutto tenendo conto che il numero di KIDs impiegati può variare da diverse centinaia ad alcune migliaia. Un sistema più efficiente e veloce consiste nell'utilizzare potenti FPGA sia per la generazione del pettine di frequenze in *real-time* che per l'acquisizione dei dati [Bourrion et al., 2011]. Una soluzione di questo secondo tipo è in fase di sviluppo.

## Bibliografia

Biondo G., Sacchi, E., (2002). *Manuale di elettronica e telecomunicazioni*. Hoepli.

Bourrion, O., Bideaud, A., Benoit, A., Cruciani, A., Macias-Perez, J.F., Monfardini, A., Roesch, M., Swenson, L. and Vescovi, C., (2011). *Electronics and data acquisition demonstrator for a kinetic inductance camera*. arXiv: 1102.1314v1 [astro-ph.IM].

Calvo, M., Giordano, C., Battiston, R., de Bernardis, P., Margesin, B., Masi, S. and Monfardini, A., (2010). *Development of Kinetic Inductance Detectors for Cosmic Microwave Background experiments*. Exp Astron 28:185-194, DOI 10.1007/s10686-010-9197-y.

Hollister, M., Czakon, N.G., Day, P.K., Duan, R., Gao, J., Glenn, J., Golwala, S., LeDuc, H., Maloney, P.R., Mazin, B., Nguyen, H.T., Noroozian, O., Sayers, J., Schlaerth, J., Siegel, S., Vaillancourt, J.E., Vayonakis, A., Wilson, P. and Zmuidzinas, J., (2010). *An Update on MUSIC: A Kinetic Inductance Detector Camera for Sub/Millimeter Astrophysics at the Caltech Submillimeter Observatory*. 21<sup>st</sup> International Symposium On Space Terahertz Technology, Oxford.

Yates, S.J.C., Baryshev, A.M., Baselmans, J.J.A., Klein, B. and Gusten, R.,(2009). *Fast Fourier transform spectrometer for large arrays of microwave kinetic inductance detectors*. Applied Physics Letters95, 042504.

**Coordinamento editoriale e impaginazione**

Centro Editoriale Nazionale | INGV

**Progetto grafico e redazionale**

Daniela Riposati | Laboratorio Grafica e Immagini | INGV

© 2012 INGV Istituto Nazionale di Geofisica e Vulcanologia

Via di Vigna Murata, 605

00143 Roma

Tel. +39 06518601 Fax +39 065041181

**<http://www.ingv.it>**



**Istituto Nazionale di Geofisica e Vulcanologia**