

# Rapporti tecnici

# INGV

**Generatore di segnali di  
sincronizzazione per misure RES**

# 217



## **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

## GENERATORE DI SEGNALI DI SINCRONIZZAZIONE PER MISURE RES

Paolo Bagiacchi, Achille Zirizzotti

INGV (Istituto Nazionale di Geofisica e Vulcanologia, Sezione Geomagnetismo, Aeronomia e Geofisica Ambientale)

# 217



## Indice

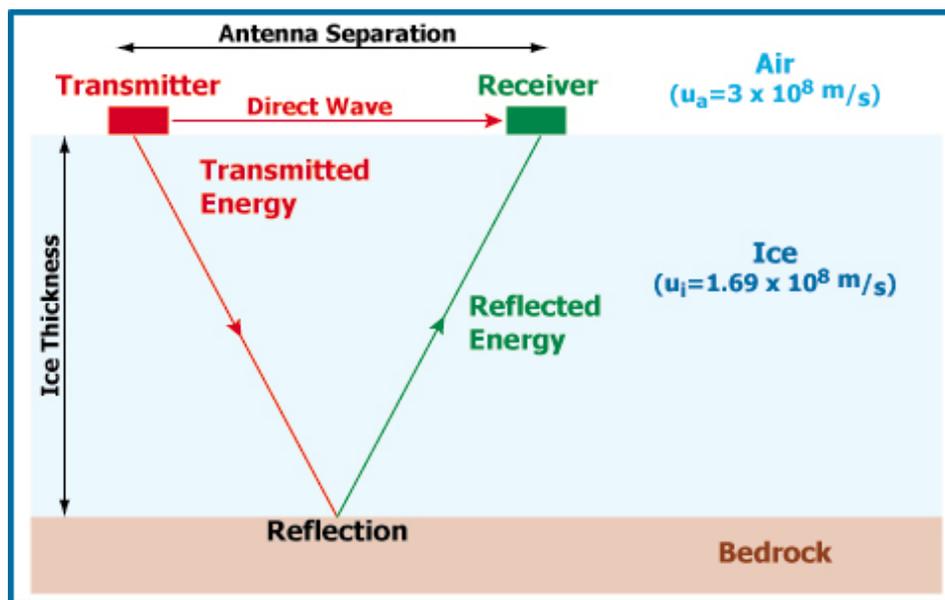
Introduzione	5
1. Radar per ghiacciai temperati	6
2. La scheda di sincronizzazione, Timing Unit	10
3. Macchina a stati finiti (FSM)	11
4. Schema elettrico	12
5. Realizzazione e test	14
Appendice 1	16
Bibliografia	19



## Introduzione

In glaciologia, per effettuare lo studio dei ghiacciai e delle proprietà del ghiaccio, viene utilizzata la strumentazione di Radio Echo Sounding (RES) [Bogorodsky, 1985]. La strumentazione RES si basa sull'utilizzo di tecniche radar per ottenere informazioni relative allo spessore dei ghiacciai e delle calotte polari, lo studio delle stratificazioni interglaciali e all'identificazione di zone di disomogeneità del ghiaccio, questa strumentazione permette inoltre l'esplorazione dei laghi subglaciali e la caratterizzazione fisica dell'interfaccia ghiaccio - fondo roccioso [Bianchi, 2001; Bianchi, 2003; Cafarella, 2006; Frezzotti, 2000; Forieri, 2003; Mancini, 2003; Tabacco, 2000; Tabacco, 2003; Zirizzotti, 2010].

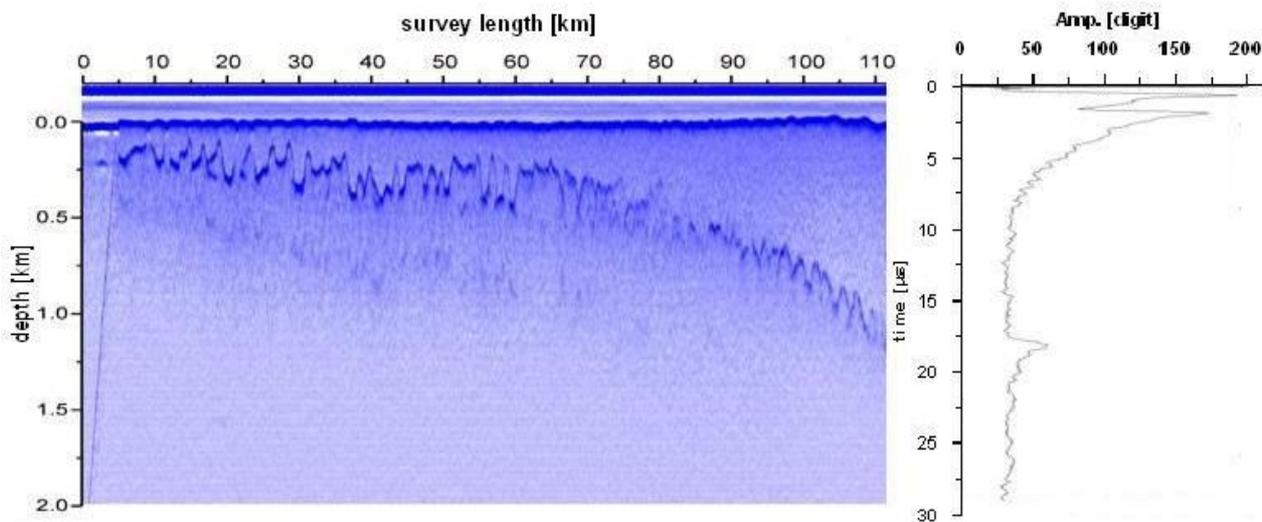
Un sistema RES è costituito da due componenti principali: un trasmettitore ed un ricevitore a radiofrequenza [Plewes, 2001] (fig. 1). Il trasmettitore invia un breve impulso di onde elettromagnetiche, il ricevitore rileva le onde del trasmettitore e le onde riflesse dalle superfici di discontinuità delle caratteristiche elettromagnetiche del mezzo (echi dalle stratificazioni del ghiaccio e fondo roccioso). Dalla misure dei tempi di ritardo dei segnali ricevuti, conoscendo la velocità di propagazione delle onde elettromagnetiche nel ghiaccio, è possibile determinare la distanza di queste superfici. Le onde radio hanno velocità diverse a seconda del materiale in cui si propagano: nell'aria è la velocità della luce ( $300 \text{ m}/\mu\text{s}$ ), mentre nel ghiaccio è di circa  $168 \text{ m}/\mu\text{s}$ . Inoltre dall'intensità (ampiezza) degli echi rilevati, è possibile ottenere informazioni per lo studio delle caratteristiche elettromagnetiche del mezzo riflettente permettendoci di determinare ad esempio se è presente dell'acqua sul fondo [Zirizzotti, 2011].



**Figura 1.** Schema di funzionamento di un sistema RES.

Il trasmettitore genera l'impulso elettromagnetico (fig. 1), questo viene direttamente rivelato dal ricevitore e rappresenta l'accoppiamento diretto tra trasmettitore e ricevitore, continuando la sua propagazione l'impulso attraversa lo spessore di ghiaccio in esame e viene riflesso dalla superficie del fondo roccioso (bedrock) e in parte dalle discontinuità del mezzo. Un esempio di traccia radar ricevuta è visibile sulla destra della figura 2. Questi impulsi vengono generati continuamente con un PRR (Pulse Repetition Rate) che varia a seconda del veicolo utilizzato per muoversi sul ghiaccio (aereo, gatto delle nevi) e della risoluzione orizzontale che si vuole ottenere. Tutte queste tracce acquisite vengono graficate fondamentalmente in due modi (figura 2). Nel modo "oscope" la traccia viene graficata nel tempo così come viene ricevuta dallo strumento, mentre nel modo "color" le tracce sono rappresentate una affianco all'altra con una linea con punti di colore diverso a seconda dell'ampiezza della traccia. Nella figura 2 a destra si può

notare un traccia radar (le ordinate corrispondono ai “digit” della conversione AD) della lingua del ghiacciaio Drygalsky in Antartide prese con il sistema RES montato su di un aereo [Tabacco, 2000; Bianchi, 2001]. Si possono notare il primo impulso trasmesso, la riflessione in aria della superficie del ghiacciaio e sul fondo l’interfaccia ghiaccio mare della lingua del ghiacciaio. Nella parte di sinistra della stessa figura tutte le tracce acquisite graficate in modo color permettono di seguire in modo semplice l’andamento del fondo della lingua del ghiacciaio che si approfondisce avvicinandosi alla linea di terra.



**Figura 2.** Dati RES da aereo della lingua del ghiacciaio Drygalsky in Antartide.

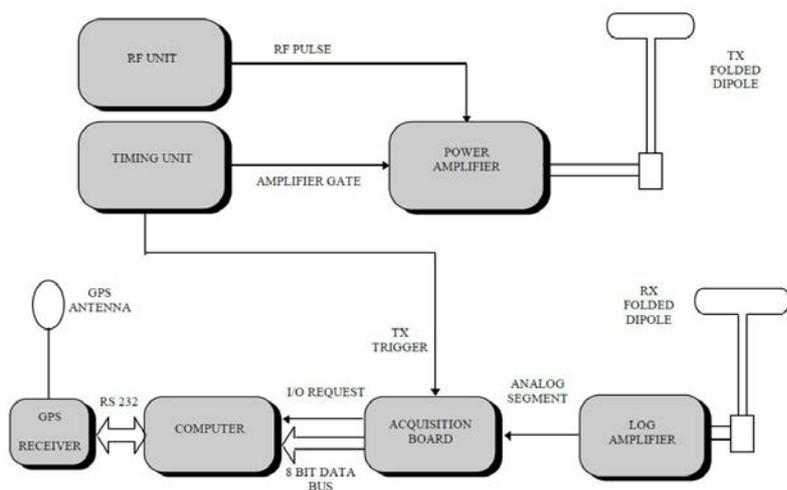
Dal 1997 l’Istituto Nazionale di Geofisica e Vulcanologia (INGV) è coinvolto, nell’ambito del Programma Nazionale di Ricerca in Antartide (PNRA) [Tabacco, 1999], nello sviluppo di un sistema RES aerotrasportato denominato “Glacio RADAR” [Zirizzotti, 2008]; questo strumento è stato costantemente aggiornato e migliorato attraverso le numerose missioni esplorative [Bianchi, 2003]. Questo radar è stato utilizzato nelle spedizioni antartiche italiane del Programma Nazionale di Ricerche in Antartide ed in particolare nelle campagne di misura del 1995, 1997, 1999, 2001 e 2003. Tutti i dati sono stati raccolti in un database attraverso una interfaccia WebGis che ne permette una facile individuazione geografica. L’interfaccia è raggiungibile all’indirizzo <http://labetl2.rm.ingv.it/antarctica/>.

Dal 2010 sono iniziate le ricerche per la progettazione di un nuovo radar nell’ambito del PROGETTO PAPRIKA-SHARE del CNR per effettuare le misure dello spessore del ghiacciaio Baltoro in Pakistan. In questo rapporto viene illustrata la progettazione e realizzazione del circuito di Trigger (scheda di sincronizzazione) di questo nuovo radar.

## 1. RADAR per ghiacciai temperati

Alle nostre latitudini i ghiacciai alpini (44° - 47° Nord) e himalayani (28° - 34° Nord) presentano due differenze fondamentali rispetto ai ghiacciai antartici: minore spessore e minore temperatura del ghiaccio; essi vengono denominati ghiacciai temperati. In Antartide la temperatura media annuale nell’interno è molto bassa ad esempio a Dome C è di -54.5°C ([www.polarnet.cnr.it](http://www.polarnet.cnr.it)). Il punto di massimo spessore del ghiaccio mai misurato è 4755 m [Cafarella, 2006]. Sul ghiacciaio Baltoro, ghiacciaio temperato, le temperature medie superficiali sono più alte e lo spessore aspettato è minore di 1000 m. Queste diversità implicano diverse modalità di misura: le temperature del ghiaccio più alte comportano un maggiore assorbimento delle onde elettromagnetiche alle alte frequenze ed i ridotti spessori da analizzare limitano la lunghezza dell’impulso da trasmettere e quindi la sua potenza. Queste due condizioni rendono paradossalmente più difficili le misure radar sui ghiacciai temperati rispetto ai ghiacciai polari.

Il Glacio RADAR aerotrasportato per misure in Antartide utilizza un sistema di antenne costituito da 8 dipoli ripiegati ed opera in modalità bi-statica (4 antenne trasmettenti e 4 riceventi), la frequenza portante è pari a 150 MHz e la lunghezza dell' impulso può variare da 50 ns a 1  $\mu$ s. La finestra di registrazione dei segnali rilevati è impostata a 64  $\mu$ s a partire dall'invio dell'impulso, questo intervallo corrisponde ad una profondità massima di penetrazione dell'onda radio nel ghiaccio di circa 5 km (considerando una velocità di propagazione nel ghiaccio pari 168 m/ $\mu$ s [Glen, 1975] ad una quota dell'aereo di circa 300 m). Inoltre la velocità di campionamento orizzontale è pari a 10 tracce/s (corrispondente ad un Pulse Repetition Rate PRR di 10 Hz), la quale, considerando una velocità di crociera dell'aereo di circa 70 m/s (250 km/h), porta ad ottenere un totale di circa 143 tracce per chilometro con una risoluzione orizzontale equivalente ad una scansione ogni 7 m. Ogni traccia acquisita contiene 1680 punti (dati a 16 bit) acquisiti alla frequenza di campionamento di 100MHz, con una produzione totale di 480 byte/m.



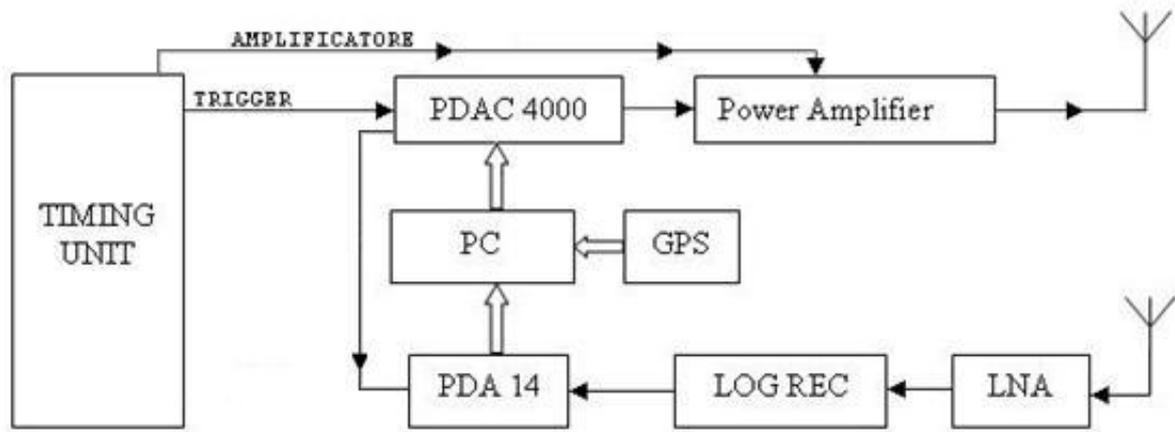
**Figura 3.** Sulla sinistra è rappresentato lo schema a blocchi del GLACIO radar, sulla destra, una immagine della strumentazione utilizzata in Antartide montata all'interno dell'aereo.

	<b>Radar Antartico</b>	<b>Radar Baltoro</b>
<b>Frequenza</b>	150, 300 MHz	40 MHz
<b>Lunghezza impulso</b>	50 ns a 1 $\mu$ s	25 ns (1 ciclo) - 1 $\mu$ s
<b>Potenza</b>	2 kW	4 kW
<b>Pulse Repetition Rate</b>	10 Hz	100 Hz -100 kHz
<b>Punti per traccia</b>	1680	2048

**Tabella 1.** Caratteristiche dei due radar.

Il nuovo sistema radar per ghiacciai temperati lavora con una frequenza portante di 40 MHz e con impulso variabile da 25 ns fino ad un massimo di 2  $\mu$ s, permettendo di trasmettere impulsi di lunghezza

variabile partendo dal singolo ciclo. Il sistema di antenne è costituito da due antenne della Radarteam Subecho - 40 a 40 MHz utilizzate nei radar commerciali per misure geofisiche GPR (Ground Penetrating Radar); esse sono di ridotte dimensioni, compatte e semplici da trasportare. Le antenne sono state modificate con la costruzione di un balun adattatore di impedenza a 50  $\Omega$ .



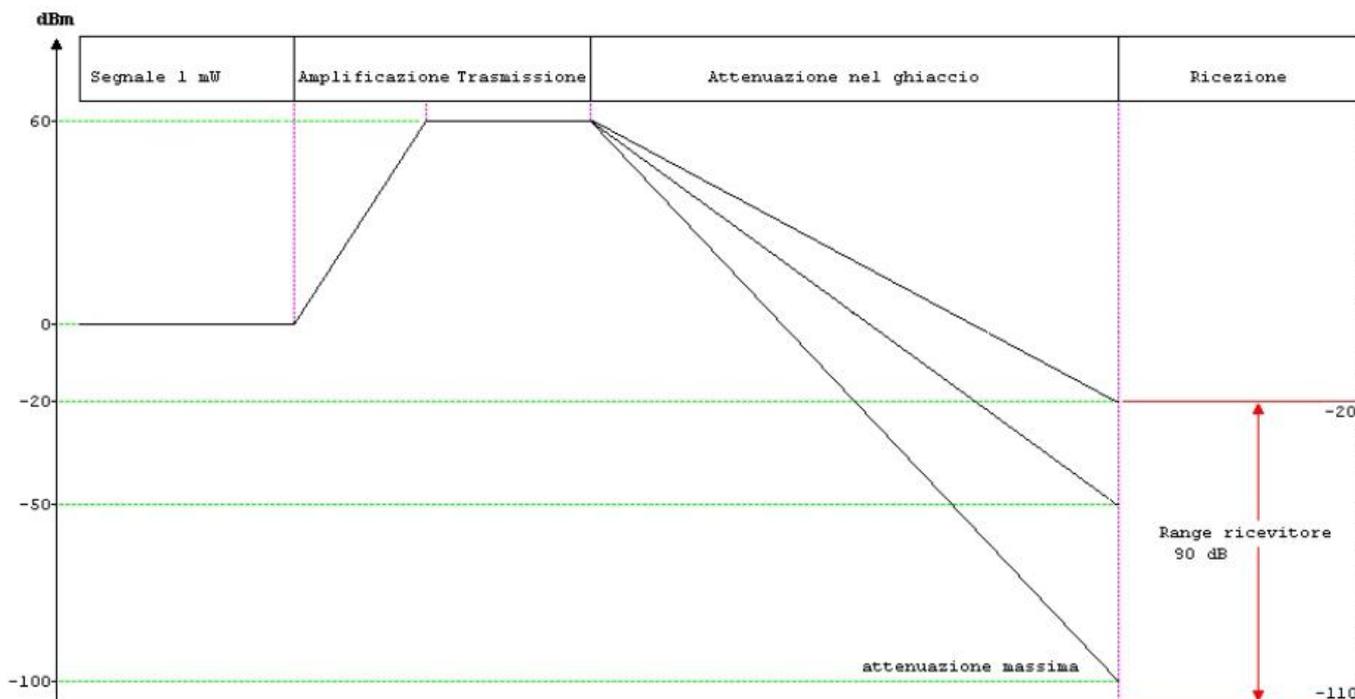
**Figura 4.** Schema a blocchi del nuovo strumento, sono visibili l'unità di sincronizzazione, il computer con GPS, nella parte superiore i componenti dedicati alla generazione e trasmissione del segnale, nella parte inferiore i componenti relativi alla ricezione degli echi ed al salvataggio dei dati.

Analizziamo in dettaglio il funzionamento del nuovo strumento il cui diagramma a blocchi è visibile in figura 4. Esso è fondamentalmente costituito di due parti: una è dedicata alla trasmissione del segnale e l'altra alla ricezione degli echi. Il sistema di trasmissione è costituito da una scheda Signatec PDAC 4000, un amplificatore di potenza ed una antenna; il sistema di ricezione è costituito da una antenna, un amplificatore a basso rumore (LNA), un detector logaritmico (LOG REC), una scheda Signatec PDA 14 ed un computer collegato ad un ricevitore GPS.

La PDAC 4000 della Signatec è una scheda ad alta velocità con quattro canali a 16 bit per la conversione Digitale – Analogico, viene utilizzata come generatore di forma d'onda con ampiezza 0 – 5 V (su 50  $\Omega$ ) e con frequenza massima di 400 MHz. Essa può essere programmata per generare una forma d'onda impulsiva o continua e permette di generare fino a 1000 Msps (Mega samples per second) a canale. La nuova scheda realizzata è l'unità di Timing della figura 4, essa genera i segnali di sincronismo (Trigger) necessari al funzionamento del radar; questa scheda è molto versatile in quanto programmabile e può essere utilizzata in altri sistemi radar anche con architetture differenti. In particolare la scheda invia il segnale di Trigger ( $T_{DA}$ ) alla PDAC 4000, costituito da onde quadre con frequenza fissata (PRR), che determina in quale istante viene generata l'onda e la durata dell'impulso (treno di onde sinusoidali). La scheda PDAC 4000 è programmata attraverso un software scritto in linguaggio Visual C che permette di generare successioni di varie sinusoidi con frequenza di 40 MHz ed ampiezza variabile fino ad un massimo di  $V_{pp}=0.632$  V (0 dBm).

L'amplificatore di potenza è un Tomco da 4 kW di potenza di picco; esso ha una amplificazione di 66 dB con un segnale massimo in ingresso di 0dBm. L'amplificatore riceve dalla scheda di conversione A/D degli impulsi sinusoidali (40 MHz) alla frequenza di PRR, mentre dall'unità di Timing riceve il segnale pilota ( $T_{AMP}$  trigger dell'amplificatore) che gestisce l'accensione e lo spegnimento anticipato dell'amplificatore stesso. Gli amplificatori di potenza hanno dei tempi di accensione e spegnimento (rise and fall times) differenti da modello a modello.

Il segnale viene a questo punto trasmesso verso il ghiacciaio dall'antenna.

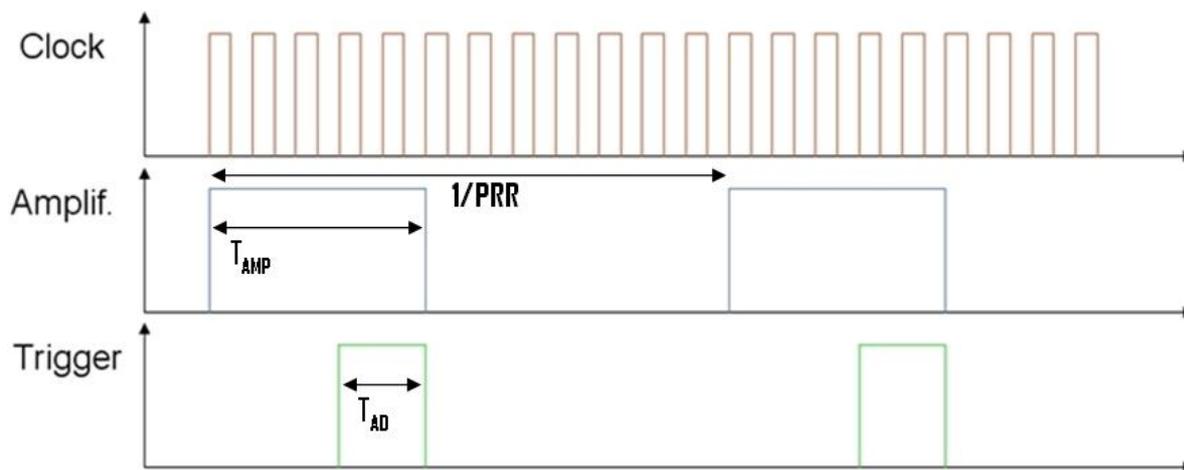


**Figura 5.** Schema della ampiezza in dBm del segnale generato, inviato e ricevuto.

L'onda radio generata dalle antenne attraversa tutto lo spessore del ghiaccio e viene riflessa dal fondo roccioso invertendo la direzione di propagazione fino ad arrivare alla antenna ricevente. La sensibilità del ricevitore è adeguata a rilevare i segnali del fondo roccioso, che subiscono una attenuazione a causa principalmente dello "scattering" superficiale delle differenti interfacce attraversate, delle disomogeneità di volume del ghiaccio, dall'attenuazione geometrica e dell'assorbimento dell'onda nel ghiaccio. Possiamo stimare le ampiezze dei segnali ricevuti attraverso il diagramma di figura 5. Durante il percorso l'intensità dell'onda verrà attenuata dal ghiaccio (80 - 160 dB), in questo modo, inviando un segnale di 60 dBm viene ricevuto con una ampiezza variabile da -20 a -100 dBm circa. Il ricevitore consiste di un rivelatore di involuppo logaritmico ed un amplificatore a basso rumore, esso ha sensibilità minima di -110 dBm e range dinamico di 90 dB; è sensibile quindi a segnali di intensità tra -110 dBm e -20 dBm. Tutti i segnali in questo intervallo vengono inviati all'amplificatore a basso rumore (LNA) il quale li amplifica di 20 dB. I segnali amplificati vengono indirizzati al "detector" logaritmico, il quale crea un involuppo dell'impulso ricevuto che viene successivamente compresso in modo logaritmico così da ridurre la dinamica.

I segnali vengono digitalizzati a 14 bit dalla scheda Signatec PDA 14 con una frequenza di campionamento di 100 MHz. Viene effettuata una media tra le varie tracce ricevute (5 - 10 - 20) in modo da massimizzare il rapporto segnale rumore. Infatti la media delle tracce aumenta il rapporto segnale rumore in proporzione con la radice del numero delle tracce mediate. Il numero delle tracce da mediare viene stabilito anche in base alla velocità del veicolo che trasporta lo strumento (GLACIO radar, essendo aerotrasportato, effettuava la media tra dieci tracce con una frequenza di impulsi trasmessi di 100 Hz). Maggiore sarà il PRR degli impulsi trasmessi e maggiore sarà il numero di integrazioni possibili, aumentando di conseguenza il rapporto S/N, con successiva eliminazione di parte del rumore ambientale; il PRR viene limitato superiormente dalla finestra di registrazione degli echi: con una finestra di 64 μs il PRR non potrebbe avere un periodo superiore a tale intervallo, risultando così limitato superiormente a 15 kHz, mentre per uno spessore di circa 840 m si potrebbe utilizzare al massimo un PRR di 100 kHz. D'altro canto il numero di medie viene limitato dalla velocità del veicolo infatti non è sensato mediare tracce troppo lontane tra di loro (coerenza delle tracce).

A questo punto le tracce acquisite vengono memorizzate nel PC e correlate da una marcatura del tempo (ore, minuti, secondi e centesimi) presa dal sistema GPS; parallelamente il GPS crea un archivio del percorso effettuato registrando la posizione geografica, quota ore, minuti e secondi; successivamente i dati radar vengono correlati con i dati di posizione geografica corrispondenti allo stesso orario (ore, minuti, secondi) per un preciso posizionamento della traccia sulla mappa della zona investigata.



**Figura 6.** Segnale di Input (Clock), e segnali di Output (Amplificatore e Trigger).

## 2. La scheda di sincronizzazione, Timing Unit

L'unità di Timing del nuovo strumento è stata progettata per essere la più generica possibile, in modo da potersi interfacciare con differenti amplificatori di potenza e avere la possibilità di impostare PRR e durata dell'impulso trasmesso.

La scheda di Timing (fig. 4) servirà per sincronizzare il funzionamento dell'elettronica dello strumento: nello specifico dovrà generare i segnali atti a pilotare la trasmissione (scheda PDAC 4000 (D/A), amplificatore di potenza) e la ricezione (scheda PDA 14 (A/D)) dei segnali a radiofrequenza. I segnali (fig. 6) vengono generati tutti con la stessa frequenza (PRR), sincroni al fronte di salita del segnale di Clock e sincroni al loro fronte di discesa.

Il segnale di Trigger pilota la generazione dell'impulso da trasmettere e l'inizio della finestra di registrazione dei dati provenienti dal ricevitore. Il segnale pilota dell'amplificatore verrà generato in anticipo rispetto a quello del Trigger, per permettere all'amplificatore di portarsi a regime massimo, e terminerà sincrono al Trigger (termine del segnale trasmesso).

I requisiti del progetto sono:

- generazione di due onde quadre sincronizzate sul fronte di discesa (segnali Trigger e Amplificatore);
- ampiezza di ogni segnale impostabile tra due valori possibili: 5 V (Amplificatore) e 3.3 V (Trigger);
- PRR programmabile (lo stesso per tutte le onde quadre generate);
- durata impulso programmabile in maniera indipendente per ognuno dei segnali generati (parametro che caratterizza l'intervallo temporale in cui un segnale è al valore logico '1')

Nella seguente tabella vengono riportati i valori scelti ed impostabili sulla scheda realizzata attraverso i piedini di configurazione (DIP switch).

PRR (Pulse Repetition Rate)	T <sub>AMP</sub>	T <sub>DA</sub>
100 Hz	1 μs	50 ns
1 kHz	2 μs	500 ns
10kHz	5 μs	1 μs
100 kHz	10 μs	

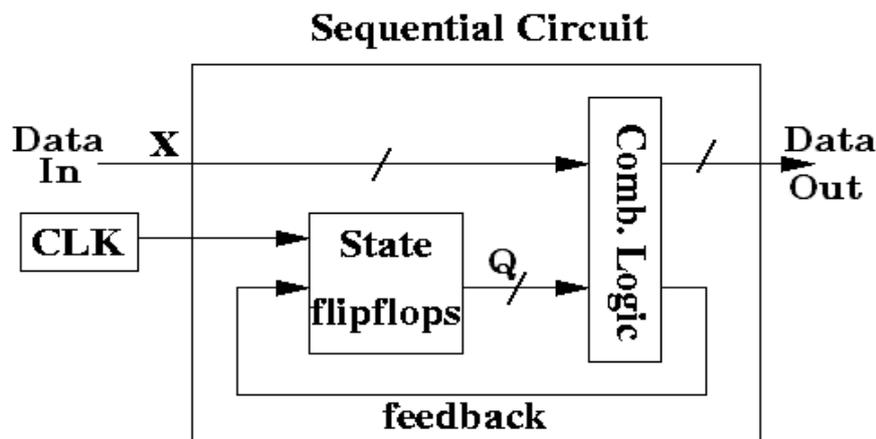
**Tabella 1.** Impostazioni configurabili sulla scheda.

Per soddisfare tali requisiti e minimizzare la complessità del circuito si è pensato di dotare la scheda di sincronizzazione di una logica programmabile, di tipo Complex Programmable Logic Device (CPLD), sulla quale realizzare una macchina a stati finiti che riproduca il funzionamento richiesto.

### 3. Macchina a stati finiti (FSM)

Una macchina a stati finiti “Finite State Machine” (FSM) è un dispositivo digitale sequenziale che evolve attraverso una determinata sequenza di stati. Essa viene comunemente usata in vari tipi di applicazioni: monitoraggio di eventi, generazione di segnali di controllo etc..

Una FSM è realizzata in due sezioni (fig. 7) di cui una realizza la logica combinatoria e l'altra la logica sequenziale, la quale è costituita a sua volta da registri di stato ed eventualmente da registri di uscita.



**Figura 7.** Diagramma di una macchina a stati, sono visibili i blocchi per la parte combinatoria e per quella sequenziale (state flipflops).

Lo stato in cui la macchina può trovarsi è identificato dai valori memorizzati nei registri di stato ed in certi casi anche nei registri di uscita. Il primo blocco determina il successivo stato in cui deve evolvere la macchina a stati, mentre il secondo genera le uscite opportune. Queste due operazioni si basano sul valore degli ingressi e dello stato presente; la transizione da uno stato ad un altro è chiamata sequenza di controllo e se le uscite sono funzioni solo dello stato presente la macchina a stati viene detta di Moore, come nel nostro caso. La rappresentazione del modello evolutivo di una FSM può avvenire in vari modi (diagramma di stato, tabella delle transizioni di stato, etc.), ma nella descrizione attraverso il linguaggio VHDL (VHSIC Hardware Description Language dove VHSIC sta per Very-High-Speed Integrated Circuits) non occorre realizzare tali metodi ed il progetto può essere diviso in due processi: uno di tipo combinatorio, che calcola lo stato successivo e l'altro che funge da elemento di memoria per quello che sarà considerato lo stato presente; le uscite saranno incluse nella parte combinatoria.

Il processo preposto al calcolo dello stato successivo è basato su un costrutto di tipo “Case - When”, mentre la transizione da uno stato ed il successivo è basata sul costrutto “If - then - else”.

Nel progetto è opportuno prendere delle precauzioni al fine di evitare un funzionamento improprio: sia esplicitare il comportamento della macchina per tutti i possibili stati che il sintetizzatore VHDL potrebbe produrre ed evidenziare l'esistenza di stati raggiungibili da cui non è possibile uscire (metastabilità), sia avere uno stato definito al power-up.

La struttura basata sui due processi, combinatoria e gestione registri, è ben sfruttata da una Complex Programmable Logic Device, la cui architettura ha pochi registri (in confronto ad una FPGA), ma dispone di numerose sezioni di logica combinatoria (Product Term).

Nel nostro caso gli stati della macchina sono definiti dalle configurazioni possibili elencate di seguito. Il PRR è configurabile in quattro modi: 100 Hz, 1 kHz, 10 kHz e 100 kHz, esso costituisce la frequenza con la quale viene trasmesso il segnale radio; la durata dell'impulso è programmabile in maniera indipendente per i due segnali: mentre per l'amplificatore il tempo di durata del gradino (intervallo temporale durante il quale il segnale è al livello logico '1') può essere di 1, 2, 5, 10, 15  $\mu$ s, invece per il Trigger può essere di 50, 500 ns o 1  $\mu$ s; in questo modo l'amplificatore, acceso in anticipo rispetto al Trigger, ha il tempo di portare a regime il suo funzionamento.

La parte combinatoria è costituita da un contatore di colpi di clock incrementato ad ogni fronte di salita di questo ultimo; il valore del contatore stabilisce il passaggio ad uno stato successivo ed anche il valore delle uscite (due segnali indipendenti). Il contatore viene azzerato ogni qualvolta raggiunge il valore corrispondente al PRR impostato, per esempio con un clock a 40 MHz e se il PRR fosse impostato a 40 kHz, il contatore si azzererebbe ogni 1000 conteggi.

La FSM, il cui programma scritto in VHDL è visibile in Appendice 1, è stata simulata sul software della Xilinx ISE 10.1 ed il comportamento si è rivelato come da progetto fig. 6. Da notare che utilizzando le logiche programmabili è sempre possibile ridefinire completamente il comportamento del circuito semplicemente riprogrammando la CPLD. Questo rende la scheda realizzata e questi dispositivi molto versatili permettendo di ridefinire tutti i tempi di sincronizzazione.

#### 4. Schema elettrico

Il progetto della scheda di Timing prevede la realizzazione del circuito elettrico necessario al funzionamento di tutti i componenti elettrici, della CPLD e alla determinazione degli stati della FSM.

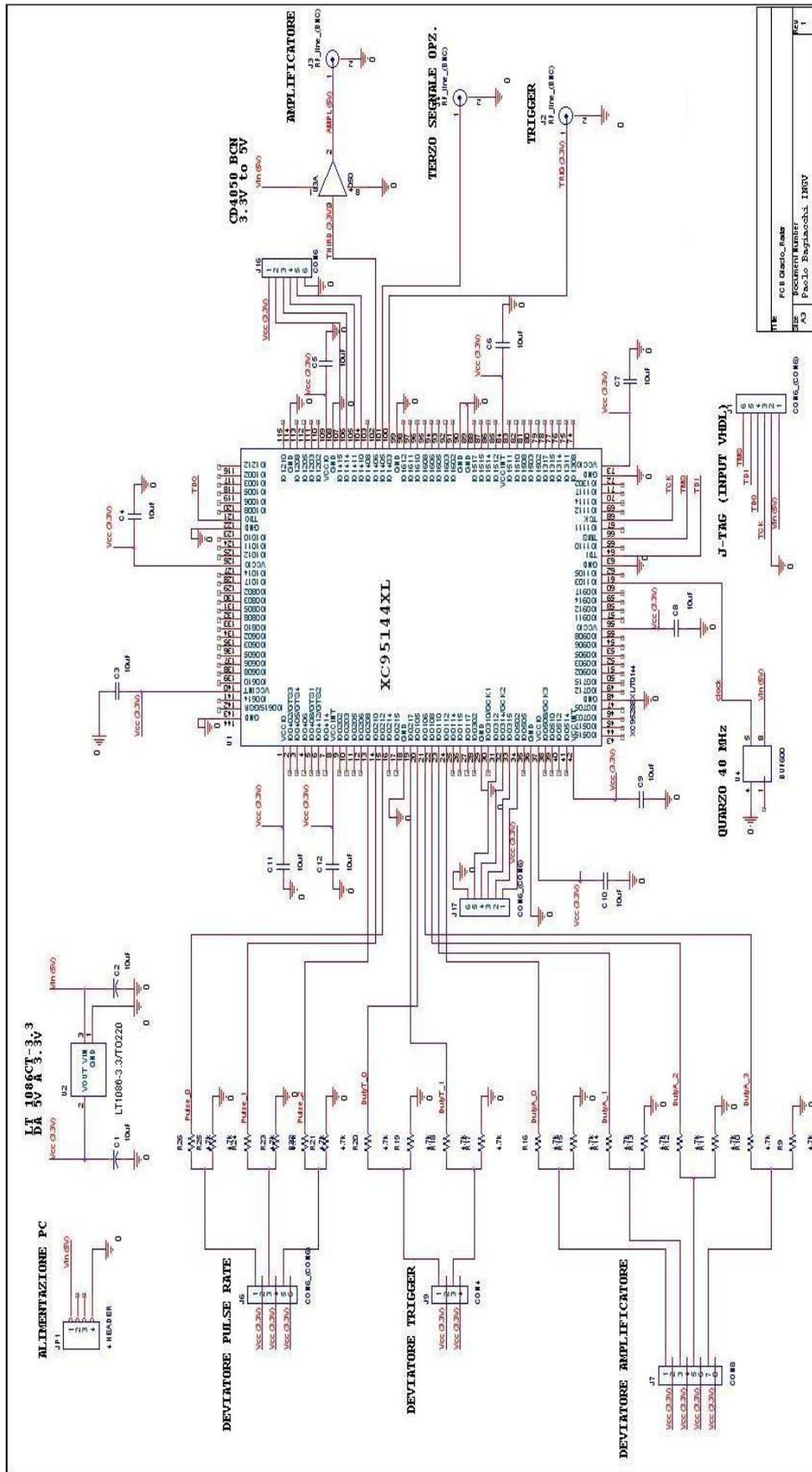
Dalla simulazione della FSM è risultato che la logica programmabile avesse bisogno di almeno 34 Macro Celle, 243 Pterms e 94 Function Blocks Inputs. La CPLD scelta è stata la XC95144XL della Xilinx, essa ha a disposizione 144 pin (117 utili), 144 Macro Celle, 720 Pterms e 432 Function Blocks; essa accetta in input segnali da 5 V, 3.3 V (raccomandato) o 2.5 V e produce in uscita segnali da 3.3 V o 2.5 V. La CPLD ha bisogno di una alimentazione (Vcc) a 3.3 V DC, di un clock esterno e di un connettore per la connessione al PC (JTAG). Per riuscire ad avere una precisione adeguata ai requisiti (50 ns minimo impulso), è stata scelta una frequenza di clock di 40 MHz (periodo 25 ns), in particolare è stato scelto un AEL1210CS a 40 MHz alimentato a 5 V DC (Vpc).

La scheda di Timing verrà installata all'interno dell'alloggiamento del computer dello strumento e disporrà dell'alimentazione interna al PC  $V_{pc} = 5$  V DC. Si è scelto di utilizzare l'integrato LT1086-3.3/TO220 per trasformare i 5 V in 3.3 V (Vcc).

Gli stati della FSM sono stati realizzati con deviatori: interruttori che collegano determinati piedini della CPLD o alla alimentazione Vcc, così da creare un ingresso con valore logico ad '1', oppure a massa, valore logico '0'. Sono stati realizzati tre deviatori binari: uno a 2 bit (4 scelte programmabili) per il Trigger, uno a 4 bit (16 scelte) per l'amplificatore ed uno a 3 bit (8 scelte) per il PRR.

I segnali di output prodotti dalla CPLD sono collegati tramite piste ai connettori RF: il segnale di Trigger direttamente, mentre il segnale relativo all'amplificatore tramite l'utilizzo di un dispositivo logico CMOS HCF4050BE viene riportato da 3.3 V al valore di 5 V DC (utile per pilotare l'amplificatore).

Lo schema elettrico di fig. 8 è stato disegnato su ORCAD Capture CIS e successivamente con il programma Layout Plus si è realizzato lo sbroglio della scheda. Con il software ORCAD è stato possibile simulare il funzionamento del circuito e la disposizione dei componenti elettrici sulla scheda.



FILE	PCB Quadro_Italer
SIZE	Document Number
A3	Paolo Baglioni, 180V
DATE	Friday, June 17, 2011
SHEET	1 of 1

Figura 8. Schema elettrico dell'unità di sincronizzazione.

## 5. Realizzazione e test

La realizzazione del prototipo è stata effettuata in laboratorio tramite la foto impressione del circuito. Lo schema di fig. 8 è stato realizzato su un progetto di basetta a due facce; per mantenere costante in ogni zona il valore della massa, si è creato un piano di massa a cui collegarsi tramite fori passanti (collegamento elettrico tra le due facce della basetta).

Durante il progetto si è cercato di evitare la disposizione di piste troppo vicine per limitare l'accoppiamento capacitivo ed il crosstalk; inoltre le piste sono state modellate per evitare angoli di 90° o minori.

La CPLD è stata dotata di due deviatori binari a 4 bit aggiuntivi ed è stata predisposta per un terzo segnale di uscita per eventuali usi futuri.

I componenti sono stati disposti in modo da occupare la minore superficie possibile (55 mm x 120 mm) ed inoltre è stata foto impressa una legenda relativa alle connessioni dei deviatori per facilitarne l'utilizzo (figura 9).

La scheda è stata irrigidita con una barretta di alluminio di sezione quadrata così da evitare le vibrazioni dovute dalle condizioni estreme di lavoro (lo strumento viene trasportato da un aeroplano o da un gatto delle nevi).

Sono stati effettuati vari test per determinare il miglior dispositivo per portare il livello del segnale di trigger dell'amplificatore da 3.3 V a 5 V. Sulla scheda, il trigger dell'amplificatore e il trigger della scheda D/A, sono sincronizzati al loro fronte di discesa. Questi segnali sono stati visualizzati con un oscilloscopio e riportati in figura 10. L'immagine superiore si riferisce alle uscite della CPLD a 3.3 V con tempi di salita e di discesa entrambi di 3 ns; mentre l'immagine inferiore è stata ottenuta mediante l'utilizzo dell'integrato CMOS HCF4050BE, qui il segnale per l'Amplificatore ha una ampiezza di 5 V con un tempo di salita e di discesa rispettivamente di circa 100 ns e 26 ns, mentre il segnale di Trigger è lo stesso. L'integrato inizialmente scelto, 74HCT365N, era caratterizzato da un tempo di salita di circa 7 ns e da un tempo di discesa di 140 ns: con questo componente l'amplificatore sarebbe rimasto acceso per un lasso di tempo eccessivo, successivo all'invio dell'impulso (tempo di discesa troppo grande), producendo rumore nella finestra temporale di lettura degli echi. Tale componente è stato sostituito con un HCF4050BE, il quale ha caratteristiche più appropriate al progetto: tempo di salita e di discesa rispettivamente di circa 100 ns e 26 ns, che ben si combinano con le caratteristiche del segnale prodotto dalla CPLD, il cui segnale ha tempo di salita e di discesa entrambi uguali a circa 3 ns.

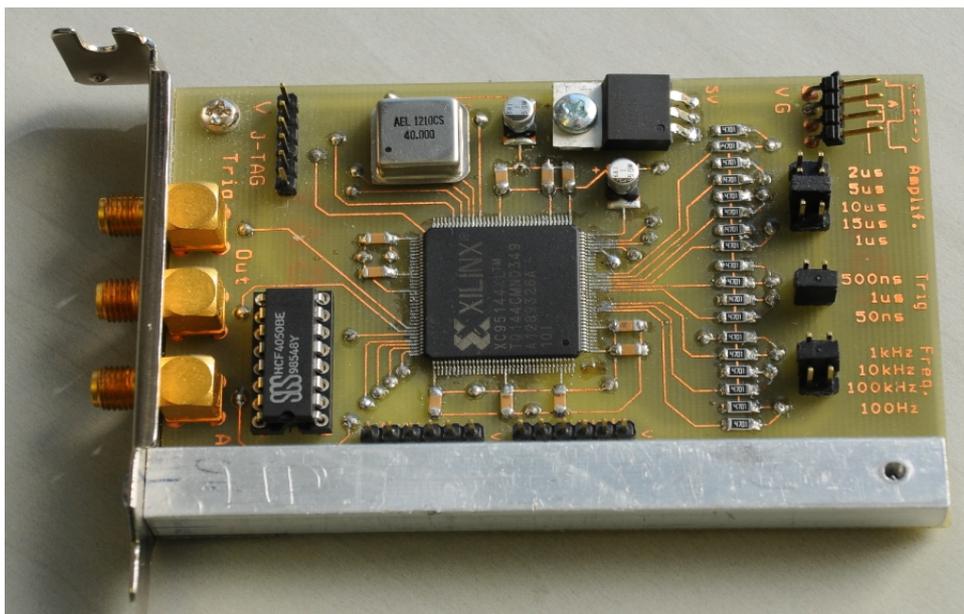
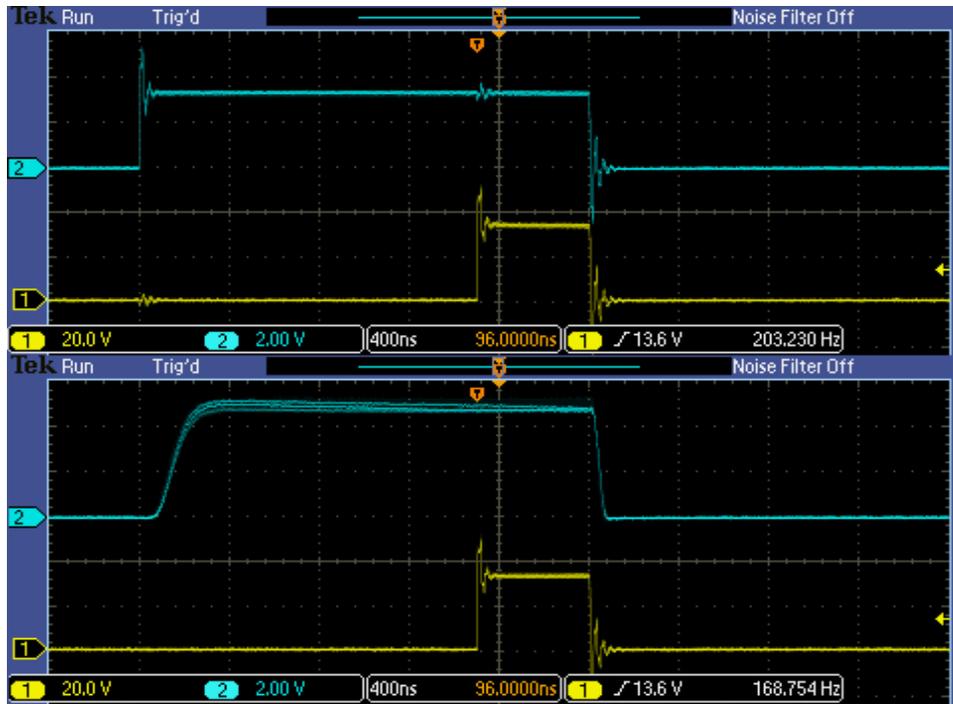


Figura 9. Prototipo della scheda ultimato.

Il buffer HCF4050BE adattatore di livello è necessario per aumentare il livello del segnale a 5V e renderlo adatto a pilotare l'amplificatore di potenza, ma degrada la velocità di salita e di discesa del segnale ad un livello comunque accettabile.



**Figura 10.** Segnali per l'Amplificatore (in blu) e per il Trigger (in giallo) all'uscita della CPLD in alto e all'uscita dell'integrato HCF4050BE in basso.

## Appendice 1

In questa appendice viene riportato il codice in VHDL commentato nel paragrafo 5.

```
library IEEE;
use IEEE.STD_LOGIC_1164.ALL;
use IEEE.STD_LOGIC_ARITH.ALL;
use IEEE.STD_LOGIC_UNSIGNED.ALL;

entity cpld_glacio is
-----Definizione porte START
  Port ( clockin : in std_logic;           --ingresso clock a 40 MHz
        Amp_Gate : out std_logic;         --uscita segnale pilota amplificatore
        Trig_Gate : out std_logic;        --uscita segnale pilota trigger
        Third_Gate : out std_logic;       --uscita terzo segnale pilota opzionale
        Pulse_Gate : in std_logic_vector (2 downto 0); --ingresso switch frequenza di lavoro
        Opz1_Gate : in std_logic_vector (3 downto 0); --ingresso switch opzionale1
        Opz2_Gate : in std_logic_vector (3 downto 0); --ingresso switch opzionale2
        DutyT_Gate : in std_logic_vector (1 downto 0); --ingresso switch durata segnale pilota
trigger
        DutyA_Gate : in std_logic_vector (3 downto 0)); --ingresso switch durata segnale pilota
amplificatore
-----Definizione porte END
end cpld_glacio;

architecture Behavioral of cpld_glacio is
-----Definizione segnali START
  signal Amp_Buffer : std_logic:= '0';
  signal Trig_Buffer: std_logic:= '0';
  signal Pulse_Buffer : std_logic_vector(18 downto 0) := "00000000000000000000"; --
frequenza di lavoro
  signal DutyT_Buffer : std_logic_vector(9 downto 0) := "0000000000"; -- dutyT di
lavoro
  signal DutyA_Buffer : std_logic_vector(9 downto 0) := "0000000000"; -- dutyA di
lavoro
  signal DutyD_Buffer : std_logic_vector(9 downto 0) := "0000000000"; -- dutyD di
lavoro
  signal Opz1_Buffer : std_logic_vector(3 downto 0) := "0000"; --
opzionale1
  signal Opz2_Buffer : std_logic_vector(3 downto 0) := "0000"; --
opzionale2
  signal Pulse_Cont : std_logic_vector(18 downto 0) := "00000000000000000000"; --
contatore da 400 a 400'000
  signal Opz1_Cont : std_logic_vector(3 downto 0) := "0000"; --
contatore opzionale1
  signal Opz2_Cont : std_logic_vector(3 downto 0) := "0000"; --
contatore opzionale2
  constant Zero : std_logic_vector(18 downto 0) := "00000000000000000000";
-----Frequenze PRR
```

```

constant Pulse_100Hz : std_logic_vector(18 downto 0):=
CONV_STD_LOGIC_VECTOR(400000,19);
constant Pulse_1kHz : std_logic_vector(18 downto 0):=
CONV_STD_LOGIC_VECTOR(40000,19);
constant Pulse_10kHz : std_logic_vector(18 downto 0):=
CONV_STD_LOGIC_VECTOR(4000,19);
constant Pulse_100kHz : std_logic_vector(18 downto 0):=
CONV_STD_LOGIC_VECTOR(400,19);

```

-----Frequenze Pulse for test

```

constant DutyT_25ns : std_logic_vector(9 downto 0):= CONV_STD_LOGIC_VECTOR(1,10);
constant DutyT_50ns : std_logic_vector(9 downto 0):= CONV_STD_LOGIC_VECTOR(2,10);
constant DutyT_500ns : std_logic_vector(9 downto 0):= CONV_STD_LOGIC_VECTOR(20,10);
constant DutyT_1us : std_logic_vector(9 downto 0):= CONV_STD_LOGIC_VECTOR(40,10);

```

-----Frequenze Pulse for test

```

constant DutyA_50ns : std_logic_vector(9 downto 0):= CONV_STD_LOGIC_VECTOR(2,10);
constant DutyA_1us : std_logic_vector(9 downto 0):= CONV_STD_LOGIC_VECTOR(40,10);
constant DutyA_2us : std_logic_vector(9 downto 0):= CONV_STD_LOGIC_VECTOR(80,10);
constant DutyA_5us : std_logic_vector(9 downto 0):= CONV_STD_LOGIC_VECTOR(200,10);
constant DutyA_10us : std_logic_vector(9 downto 0):=
CONV_STD_LOGIC_VECTOR(400,10);
constant DutyA_15us : std_logic_vector(9 downto 0):=
CONV_STD_LOGIC_VECTOR(600,10);

```

-----Definizione segnali END

```
begin
```

-----Processo sensibile alla variazione di ogni Input

```
START
```

```
process (clockin, Pulse_Gate, DutyT_Gate, DutyA_Gate) begin
```

-----Scelta del PRR di lavoro

```

case Pulse_Gate is
when "000" => Pulse_Buffer <= Pulse_100Hz;
when "001" => Pulse_Buffer <= Pulse_1kHz;
when "010" => Pulse_Buffer <= Pulse_10kHz;
when "100" => Pulse_Buffer <= Pulse_100kHz;
when others => Pulse_Buffer <= Pulse_100Hz;
end case;

```

-----Scelta della durata del segnale pilota del Trigger

```

case DutyT_Gate is
when "00" => DutyT_Buffer <= DutyT_50ns;
when "01" => DutyT_Buffer <= DutyT_500ns;
when "10" => DutyT_Buffer <= DutyT_1us;
when others => DutyT_Buffer <= DutyT_50ns;
end case;

```

-----Scelta della durata del segnale pilota dell'Amplificatore

```

case DutyA_Gate is
when "0000" => DutyA_Buffer <= DutyA_1us;
when "0001" => DutyA_Buffer <= DutyA_2us;
when "0010" => DutyA_Buffer <= DutyA_5us;
when "0100" => DutyA_Buffer <= DutyA_10us;
when "1000" => DutyA_Buffer <= DutyA_15us;
when others => DutyA_Buffer <= DutyA_1us;

```

```
end case;
```

-----Intervallo tra inizio segnale Ampl. e inizio segnale Trig.

```
DutyD_Buffer <= DutyA_Buffer - DutyT_Buffer;
```

```
if clockin='1' AND clockin'event then    --se arriva il clock START
```

```
    Amp_Buffer <= '0';
```

```
    Trig_Buffer <= '0';
```

```
if (Pulse_Cont < DutyD_Buffer) then
```

```
    Amp_Buffer <= '1';
```

```
    Pulse_Cont <= Pulse_Cont + '1';
```

```
elseif ((Pulse_Cont >= DutyD_Buffer) AND (Pulse_Cont < DutyA_Buffer)) then
```

```
    Trig_Buffer <='1';
```

```
    Amp_Buffer <= '1';
```

```
    Pulse_Cont <= Pulse_Cont + '1';
```

```
else
```

```
    Pulse_Cont <= Pulse_Cont + '1';
```

```
end if;
```

```
Amp_Gate <= Amp_Buffer;
```

```
Trig_Gate <= Trig_Buffer;
```

```
if (Pulse_Cont = Pulse_Buffer - '1') then
```

```
    Pulse_Cont <= Zero;
```

```
    else
```

```
    end if;
```

```
end if;
```

--se arriva il clock END

```
end process;
```

-----Processo sensibile ad ogni Input END

```
end Behavioral;
```

## **Bibliografia**

C. Bianchi, M. Chiappini, I.E. Tabacco, A. Passerini, A. Zirizzotti, E. Zuccheretti “Morphology of bottom surfaces of glaciers ice tongues in the East Antarctic region” *Annali di Geofisica* Vol. 44 N. 1 February 2001

C. Bianchi, M. Chiappini, I.E. Tabacco, A. Passerini, A. Zirizzotti, E. Zuccheretti “Quasi-parabolic reflecting bottom surfaces of the Drygalski Antarctic floating ice tongue” *Annali di Geofisica* Vol. 44 N. 3 June 2001.

C. Bianchi, U. Sciacca, E. Tabacco, A. Zirizzotti, E. Zuccheretti “ON THE SHAPE OF REFLECTING SURFACES INVESTIGATED BY 60 MHZ RADAR” *Int. J. Remote sensing*, 2003, Vol. 24, No. 15, 3049 – 3058 Aug 10 2003

Bianchi C., Sciacca U., Zirizzotti A., Zuccheretti E., Baskaradas J. A., (2003). Signal Processing techniques for phase-coded HF-VHF radars. *Annals of Geophysics*, 46, 4, 697-705.

Bogorodsky V.V., Bentley C.R., and Gudmandsen P.E., *Radioglaciology*, pp.272, Reidel Publishing Company, Dordrecht, Holland, 1985.

Cafarella L., Urbini S., Bianchi C., Zirizzotti A., Tabacco I.E., Forieri A., (2006). Five subglacial lakes and one of Antarctica’s thickest ice covers newly determined by Radio Echo Sounding over the Vostock-Dome C region. *Polar Research Letter*, 25, 1, 69-73.

Glen J.W. and Paren J.G., (1975). The electrical properties of snow ice. *Journal of Glaciology*, 151, 73, 15-37.

M.Frezzotti, I.E.Tabacco and A.Zirizzotti “Ice discharge of eastern Dome C drainage area, Antarctica, detemined from airborne radar survey and satellite image analysis” *Journal of Glaciology*, vol 46,No 153, 2000.

Forieri A., Tabacco I.E., Della Vedova A., Zirizzotti A., Bianchi C., De Michelis P., Passerini A., (2003). A new bedrock map of Dome Concordia area. *Terra Antarctica Report*, 8,169-174.

Mancini M., Frezzotti M., Smiraglia C., Gragnani R., Proposito M., Zirizzotti A., Motta M., Pavan M., (2003). Mass balance of Campbell Glacier (Northern Victoria Land, Antarctica). *Terra Antarctica Report*, 8, 11-14.

Plewes L.A., and Hubbard B., “A review of the use of radio-echo sounding in glaciology”, *Progress in Physical Geography*, 25, 2, 203-236, 2001.

Tabacco I.E., Bianchi C., Chiappini M., Passerini A., Zirizzotti A., Zuccheretti E., (1999). Latest improvements for the echo sounding system of the Italian radar glaciological group and measurements in Antartica. *Annali di Geofisica*, 42, 2, 271-276.

Tabacco I.E., Bianchi C., Chiappini M., Zirizzotti A., (2000). Analysis of bottom morphology of the David Glacier - Drygalski Ice Tongue, East Antartica. *Annals of Glaciology*, 30, 47-51.

Tabacco I.E., Forieri A., Della Vedova A., Zirizzotti A., Bianchi C., De Michelis P., Passerini A., (2003). Evidence of 14 new subglacial lakes in DomeC-Vostok area. *Terra Antarctica Report*, 8, 175-179.

Zirizzotti A., Baskaradas J.A., Bianchi C., Sciacca, U., Tabacco I.E., Zuccheretti E., (2008). Glacio RADAR system and results. In *Proc. RADAR '08, IEEE*, 26-30 May 2008 Roma, pp.1 -3.

Zirizzotti A., Cafarella L., Baskaradas J. A, Tabacco I. E., Urbini S., Mangialetti M., and Bianchi C., (2010). Dry-wet bedrock interface detection by radio echo sounding measurements. IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, 48, 2343-2348, DOI:10.1109/TGRS.2009.2038900.

Zirizzotti A., L. Cafarella, S. Urbini “Ice and bedrock characteristics underneath Dome C (Antarctica) from Radio Echo Sounding data analysis” IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, 2011 Vol. 99 pp.1-7 DOI:10.1109/TGRS.2011.2160551

**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**