INFN - LNL - 233 (2011)

UNIVERSITÀ DEGLI STUDI DI PADOVA

I.N.F.N. BIBLIOTECA LABORATORI NAZIONALI LEGNARO

FACOLTÀ DI INGEGNERIA

CORSO DI LAUREA IN INGEGNERIA DELL'AUTOMAZIONE

TESI DI LAUREA SPECIALISTICA

Titolo:

Realizzazione di un sistema di acquisizione dati e controllo per il test in potenza di un acceleratore di particelle

Candidato:

Antoniazzi Loris

Relatore:

Prof. Vitturi Stefano

Correlatori:

Dr. Fagotti Enrico

Dr. Grespan Francesco

Padova, 6 Dicembre 2010

Anno Accademico 2010/2011

Dedica

Dedico questa tesi a tutte le persone a me care,
che purtroppo sono mancate prima del
completamento di questo mio percorso.

Sommario

La ricerca di fonti di energia alternative ai combustibili fossili è una delle problematiche più sentite a livello mondiale. Tra le molteplici possibilità, quella di produrre energia dalla fusione nucleare è una delle prospettive più interessanti, nonostante le difficoltà tecnologiche nel realizzarla. A livello internazionale vi è un forte impegno in questo senso, in particolare il progetto più avanzato è ITER (International Thermonuclear Experimental Reactor), che mira alla costruzione di un reattore a fusione nucleare in grado di avere un bilancio energetico positivo, ovvero dimostrare che è possibile produrre energia dalla fusione nucleare in modo economicamente vantaggioso. Un altro progetto internazionale DEMO(DEMOnstration Power Plant) ha invece la prospettiva più ambiziosa di realizzare la reazione di fusione in modo stabile per un tempo indeterminato, per permettere la produzione di energia elettrica. Tali progetti costituiscono una sfida tecnologica e per la loro realizzazione è necessario portare avanti ulteriori ricerche.

Questo lavoro di tesi, svolto durante il tirocinio ai LNL (Laboratori Nazionali di Legnaro) dell'INFN (Istituto Nazionale di Fisica Nucleare), si colloca all'interno del progetto IFMIF (International Fusion Material Irradiation Facility) che ha come obbiettivo quello di testare i materiali da utilizzare nella costruzione di reattori a fusione nucleare. Nell'ambito di questo progetto, il compito assegnato ai LNL è quello di progettare, realizzare, testare e mettere in funzione un acceleratore RFQ (Radio Frequency Quadrupole). Una delle fasi costruttive è quella del test in potenza di tale acceleratore, per il quale è necessario predisporre un sistema di controllo dedicato. Al fine di favorire questa fase è stato predisposto di effettuare un test analogo, su un altro acceleratore, già realizzato dai LNL per il progetto denominato TRASCO. Questo acceleratore e le apparecchiature ad esso collegate presentano infatti una serie di analogie con quello che sarà il sistema del RFQ di IFMIF. Tali analogie permettono di sviluppare un apparato di test ed un sistema di controllo, oltre ad acquisire una serie di nozioni ed affrontare preventivamente alcune problematiche, in gran parte riutilizzabili per il sistema di controllo e per il test in potenza del RFQ di IFMIF.

Il candidato, nel corso del tirocinio, si è occupato di sviluppare ed ampliare il sistema di monitoraggio, acquisizione dati e controllo, necessario per effettuare il test in potenza sull' RFQ di TRASCO. Il cuore di tale sistema è costituito da un PLC *Siemens*® $S7-300$, mentre l'interfaccia grafica è stata sviluppata con il software, di tipo SCADA (Supervisory Control And Data Acquisition), *WinCC*. Il lavoro svolto si può suddividere in tre parti relative ai diversi livelli della struttura di controllo.

1. Un livello hardware, in cui è stata effettuata una progettazione di massima dell'impianto elettrico del sistema, la definizione dei collegamenti tra i vari dispositivi, oltre che verificare la corretta interazione tra questi in relazione alle caratteristiche dell'informazione da trasferire.
2. Un livello software, legato al programma di interfaccia grafica $WinCC$, attraverso il quale è possibile monitorare il sistema ed interagire con lo stesso.
3. Un secondo livello software, legato alla programmazione del PLC al fine di realizzare i compiti di acquisizione dati, controllo ed automazione richiesti.

I compiti e le funzionalità gestiti dal sistema di controllo riguardano molteplici aspetti, riassumibili nelle azioni di:

- acquisizione dati, salvataggio e monitoraggio degli stessi;

- verifica di superamento di soglie impostabili da remoto;
- lancio di allarmi ed azioni conseguenti a questi;
- esecuzione di procedure automatizzate e remotizzazione di comandi per alcuni dei sistemi in test.

Si noti che nello sviluppo del sistema di controllo ci si occuperà prima dell'interfaccia grafica e poi del software relativo al PLC, in considerazione del fatto che è in questo livello che si fondono le informazioni provenienti dagli altri due, al fine di eseguire le funzioni controllo previste per il sistema complessivo.

La disposizione seguita nell'esposizione degli argomenti prevede:

Primo capitolo in cui si descrivere in linea generale il progetto IFMIF, allo scopo di contestualizzare il test in potenza dell'RFQ di TRASCO.

Secondo capitolo in cui sono descritte le tre fasi del test dell'RFQ di TRASCO. Oltre alla descrizione dello scopo, per ogni fase verranno elencate le componenti costitutive del sistema, le funzioni richieste al sistema di controllo ed i compiti da svolgere per realizzare tali funzioni. Infine viene descritta la struttura del sistema di controllo, ed in particolare la sua organizzazione su tre livelli.

Terzo capitolo in cui ci si occupa dello sviluppo del livello hardware del sistema. In questa parte vengono elencate tutte le apparecchiature collegate al sistema di controllo, se ne definiscono i collegamenti elettrici sia di potenza che ausiliari, le modalità di funzionamento e di impiego.

Quarto capitolo dedicato al trattamento dei dati ed in particolare all'acquisizione dei segnali dal sistema. Lo scopo principale di questo capitolo è quello di verificare che l'acquisizione dei segnali avvenga con determinate caratteristiche di precisione e frequenza di aggiornamento. Saranno inoltre presentate alcune soluzioni elaborate ad hoc per alcune tipologie di segnali veloci con caratteristiche difficilmente compatibili con quelle del PLC.

Quinto capitolo in cui si espone il programma d'interfaccia grafica elaborato con il software *WinCC*. Si illustrerà in particolare la struttura del programma, presentando le pagine che lo compongono e descrivendo le funzionalità ed i compiti collegati agli oggetti di grafica contenuti in queste.

Sesto capitolo nel quale si descrive il programma sviluppato per il PLC. Di questo programma saranno analizzate la struttura e le caratteristiche di funzionamento in relazione ad alcune particolari funzionalità.

Settimo capitolo in cui si riportano risultati e considerazioni su alcuni test. Il principale argomento è legato ai test sull'utilizzo della scheda analogica *high speed* e della funzione di *interrupt*, necessari per determinare i parametri dell'acquisizione di alcuni segnali veloci.

Ottavo capitolo in cui si valutera lo stato del lavoro svolto e le attività necessarie al suo completamento in previsione dei test. Si riporteranno inoltre proposte di possibili miglioramenti e prossimi sviluppi.

Indice

Sommario 5

Indice 7

1 Il progetto IFMIF 9

1.1 La fusione nucleare e il progetto IFMIF 9

1.2 Il contributo italiano e il ruolo dei LNL 11

1.3 L'RFQ di IFMIF 12

1.4 Test in potenza di IFMIF 13

2 Il test in potenza dell'RFQ di TRASCO 16

2.1 Il Baking 17

2.1.1 Le componenti del sistema 18

2.1.2 Le funzioni del sistema di controllo 18

2.2 Il test dei Couplers 19

2.2.1 Le componenti del sistema 22

2.2.2 Le funzioni del sistema di controllo 23

2.3 Test di potenza dell'RFQ 24

2.3.1 Le componenti del sistema 28

2.3.2 Le funzioni del sistema di controllo 28

2.4 Organizzazione del sistema di controllo 30

3 Dimensionamento e cablaggi dell'hardware 32

3.1 Caratteristiche di utilizzo delle apparecchiature 35

4 Tematiche di trattamento dati: 40

4.1 L'acquisizione dei segnali con il PLC 41

4.1.1 L'acquisizione degli ingressi analogici 41

4.1.2 I segnali d'ingresso digitali 47

4.2 Analisi dei parametri dell'acquisizione 48

4.2.1 Acquisizione dei segnali di temperatura 49

4.2.2 Acquisizione dei segnali di pressione 51

4.2.3 Acquisizione dei segnali di portata 53

4.2.4 Acquisizione dei segnali dell'*ARC detector* 54

4.2.5 Acquisizione dei segnali RF 57

4.3 Gestione dei segnali in uscita 71

5 Funzionalità dell'interfaccia grafica **72**
5.1 Interfaccia per il baking 73
5.2 Interfaccia per il couplers test 75
5.3 Interfaccia per il test dell'RFQ 78
5.4 Note implementative 82

6 Struttura del programma per il PLC **84**
6.1 Struttura generale del programma 84
6.2 Il ciclo principale OB1 86
6.3 L'acquisizione dei dati nell'OB35 90
6.4 Gestione dell'interrupt di processo 92

7 Test e verifiche **94**
7.1 Test sull'utilizzo della scheda high speed 94
7.1.1 Prestazioni della scheda analogica high speed 96
7.1.2 Reattività della funzione di interrupt 98
7.1.3 Sincronizzazione dell'acquisizione con la funzione di interrupt 102

8 Conclusioni e sviluppi **106**
8.1 Lo stato attuale 106
8.2 Prossime attività 107
8.3 Miglioramenti e sviluppi del lavoro svolto 108

Elenco dei simboli **109**

Bibliografia **113**

A Appendici **115**
A.1 Alternative per l'acquisizione del segnale dall'*ARC detector* 115
A.2 Alternative per l'acquisizione dei segnali di potenza 116
A.3 Dettagli riguardo il completamento e lo sviluppo 117

Ringraziamenti **122**

1 Il progetto IFMIF

1.1 La fusione nucleare e il progetto IFMIF

IFMIF, al quale collaborano Giappone, Unione europea, Stati Uniti e Russia, è un progetto gestito dall'IEA (International Energy Agency), che ha come obbiettivo la realizzazione di una sorgente neutronica per il test di materiali idonei ad essere utilizzati in un reattore a fusione. Lo sviluppo di questo impianto è un problema estremamente complesso e costoso. La sua realizzazione porterà un approfondimento ed uno sviluppo di conoscenze teoriche e di soluzioni tecnologiche per i LINAC (LINear ACcelerator) ad alta intensità. L'importanza ed il valore di tale progetto sono legate al fatto che la scelta dei materiali per i componenti da utilizzare nelle zone critiche è uno dei principali problemi della progettazione di macchine per lo sfruttamento dell'energia da fusione. Questo impianto fornirà dunque preziose risposte per lo sviluppo di altri progetti internazionali (DEMO) per la costruzione di reattori a fusione. In particolare, ha interesse osservare il comportamento a lungo termine di tali materiali, in condizioni di irraggiamento neutronico simili a quelle attese all'interno delle pareti di un reattore a fusione. Infatti, la radiazione emessa dal plasma sui materiali dei componenti che lo circondano avrà effetti notevoli sulle prorietà meccaniche, termiche ed elettriche di questi, alterandone le caratterische ed accelerandone l'usura.

La macchina acceleratrice del progetto IFMIF si propone dunque di generare un flusso neutronico ad alta intensità, in modo da poter sperimentare, su dei campioni, il danno subito dai materiali dei componenti che si affacciano al plasma nelle condizioni tipiche di funzionamento di una centrale a fusione.

In Fig.1.1 è riportato uno schema di principio della sorgente per l'irraggiamento neutronico. Nello schema sono individuabili: la sorgente, i due stadi di accelerazione costituiti da un RFQ ed un LINAC superconduttivo, il bersaglio di conversione ed il materiale irradiato.

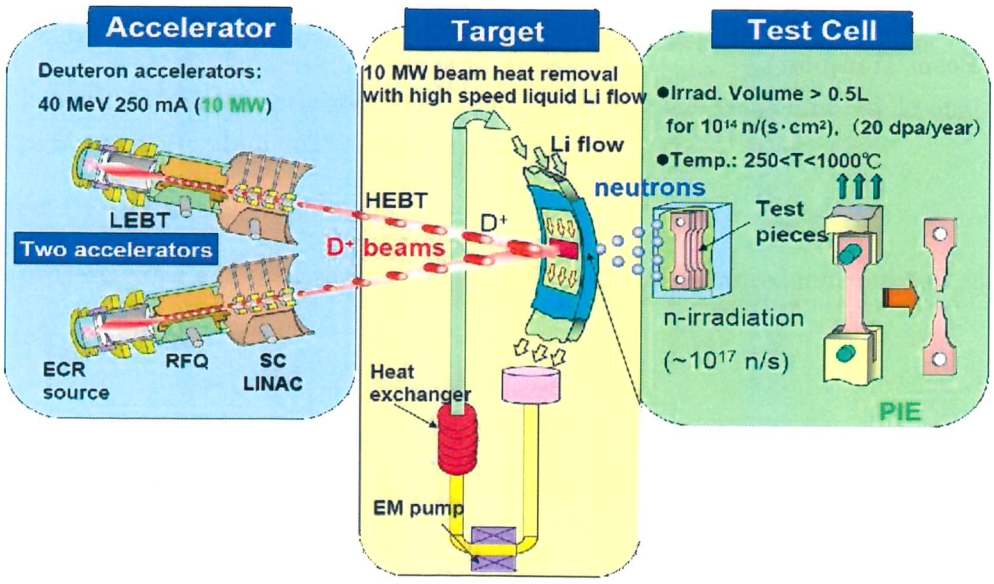


Fig. 1.1: Schema di principio della sorgente per irraggiamento neutronico a due acceleratori, [4]

Al fine di ottenere il fascio neutronico previsto, la macchina sarà composta da due acceleratori paralleli, ciascuno dei quali misurerà circa $50m$ di lunghezza. Da questi usciranno i fasci di deuteroni[1], che convergendo in un unico fascio su di un bersaglio di litio liquido, produrranno neutroni ad alta energia, utilizzati per irradiare i campioni di materiali ed i componenti in prova. La Fig.1.2 mostra un disegno complessivo dell'impianto IFMIF.

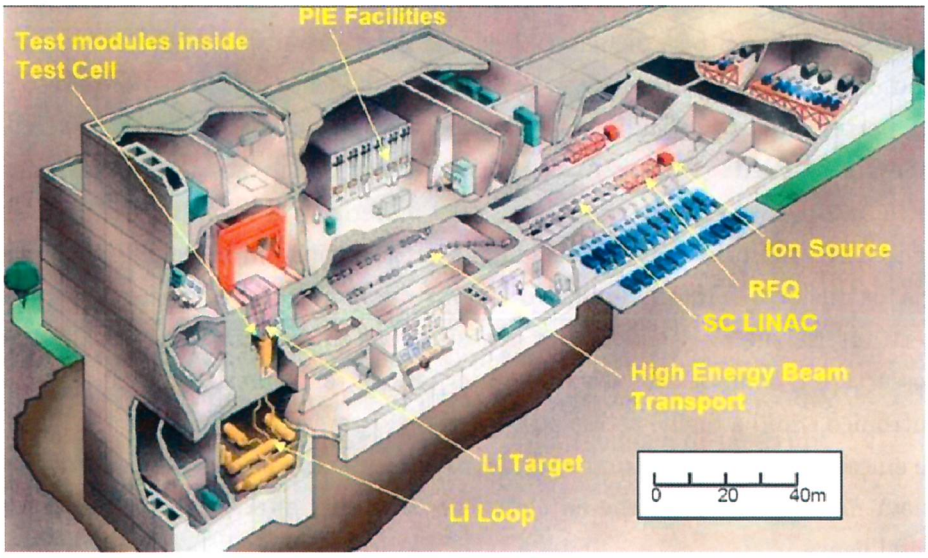


Fig. 1.2: Schema complessivo dell'impianto IFMIF, [2]

Le specifiche ed i dati di progetto di IFMIF prevedono un flusso neutronico di $2MW/m^2$ su $1000cm^3$. Tale flusso è ottenuto iniettando in parallelo due fasci di deutoni da $125\,mA$ e $40\,MeV$ di energia su un bersaglio di Litio liquido. Ogni fascio è generato da un acceleratore indipendente. Ogni acceleratore è composto da una sorgente di $140\,mA$ di deutoni a $100\,KeV$, una linea di trasporto a bassa energia (LEBT: Low Energy Beam Transport), una cavità RFQ in grado di accelerare il fascio fino a $5\,MeV$, un LINAC superconduttivo composto da cavità indipendenti di tipo Half Wave Resonator e una linea di trasporto ad alta energia (HEBT: High Energy Beam Transport).

[1]Il deuterio (simbolo ^2H) è un isotopo stabile dell'idrogeno, il cui nucleo (chiamato deutone o deuterone) è composto da un protone e un neutrone.

1.2 Il contributo italiano e il ruolo dei LNL

La prima fase del progetto IFMIF, denominata IFMIF-EVEDA (Engineering Validation and Engineering Design Activities), prevede tre linee di attività, che riguardano:

- la programmazione del progetto complessivo di IFMIF, la valutazione dei costi di costruzione, la definizione delle caratteristiche del sito, l'analisi della sicurezza e dell'impatto ambientale e di tutte le specifiche tecniche necessarie per la costruzione di IFMIF;
- il progetto finale dell'acceleratore, del bersaglio e dell'impianto di test;
- il progetto, lo sviluppo, la costruzione e il test di un prototipo di acceleratore a energia ridotta, da costruire in Europa e installare in Giappone.

Tali attività sono ripartite tra il gruppo di progetto situato a Rokkasho (Giappone) ed altri gruppi distribuiti tra Europa e Giappone.

Il contributo Italiano in IFMIF-EVEDA consiste in due aspetti principali. Il primo riguarda l'acceleratore di deutoni, in particolare il modulo RFQ, a carico dell' INFN. Il secondo riguarda il bersaglio per la produzione di neutroni, a carico dell'ENEA (Agenzia Nazionale per le nuove tecnologie, l'Energia e lo sviluppo Economico sostenibile).

L'Italia si è impegnata a progettare e costruire il primo dei due RFQ per fasci di alta intensità necessari al progetto ed a partecipare alla progettazione generale dell'acceleratore complessivo. Le competenze e gran parte dell'attività sono localizzate presso i Laboratori Nazionali di Legnaro dell'INFN. Il compito di realizzare l'acceleratore RFQ comporta:

1. la progettazione dal punto di vista fisico (ovvero la dinamica del fascio);
2. la progettazione della cavità RF;
3. la costruzione meccanica;
4. la realizzazione dei trattamenti chimici e termici sui materiali di costruzione;
5. la brasatura, ovvero il processo termico attraverso il quale vengono unite le quattro parti di ogni singolo modulo dell'acceleratore;
6. i test RF sull'assemblaggio finale;
7. la progettazione e la realizzazione dei sistemi da vuoto, di raffreddamento e di controllo;
8. il test in potenza.

1.3 L'RFQ di IFMIF

L'acceleratore RFQ di IFMIF (Fig.1.3) sarà composto da 18 moduli di lunghezza circa $55cm$. Ogni modulo (Fig.1.4) presenta delle aperture laterali. Quelle più grandi sono necessarie per il collegamento di pompe da vuoto, mentre le più piccole servono per l'inserimento dei pistoni di accordatura (*tuners*) e degli accoppiatori di RF (*couplers*). Ciascun modulo è raffreddato da venti canali, quattro riservati agli elettrodi e sedici riservati al corpo esterno della cavità. Il controllo della temperatura dell'acqua di raffreddamento è utilizzato anche per l'accordatura (*tuning*) in frequenza delle cavità.

La Tab.1.1 riporta le principali caratteristiche tecniche dell'RFQ di IFMIF.

Frequenza	175	$[MHz]$
Particelle	Deutoni	
Corrente	130	$[mA]$
Energia in ingresso in uscita	0.1 1	$[MeV]$ $[MeV]$
Perdite fascio	1.07 522	$[\%]$ $[W]$
lunghezza d'onda λ	1.71	$[m]$
lunghezza	9.81 (5.7λ)	$[m]$
Tensione Min Max	79.29 132	$[kV]$ $[kV]$
Potenza sul rame sul fascio totale amplificatore (compresi i margini ingegneristici)	450 637 1614	$[kW]$ $[kW]$ $[kW]$

Tab. 1.1: Specifiche tecniche RFQ di IFMIF

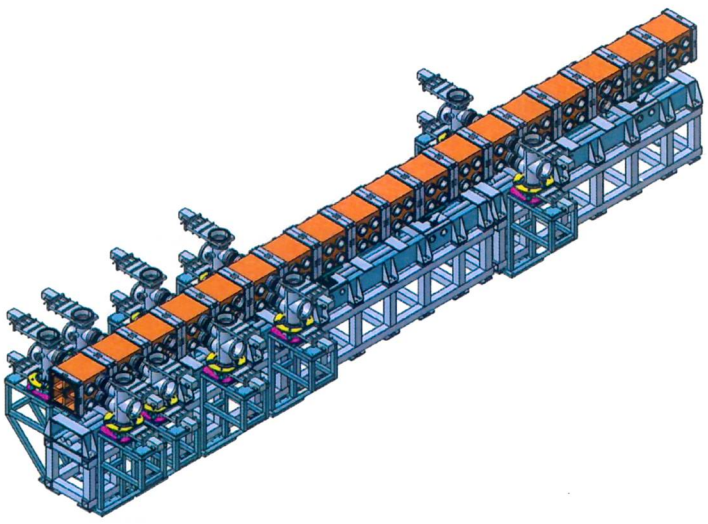


Fig. 1.3: Disegno dell'RFQ di IFMIF

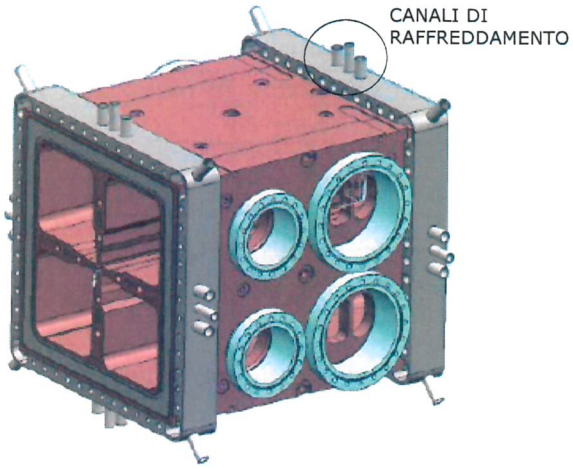


Fig. 1.4: Disegno di un modulo dell'RFQ di IFMIF

Oltre alla progettazione fisica, meccanica e RF, anche la progettazione dei sistemi collegati all'RFQ è di notevole importanza. In particolare, per gli argomenti trattati in questa tesi, sono d'interesse il sistema da vuoto ed il sistema di raffreddamento/*tuning*, perchè il sistema di controllo da sviluppare ha come compito principale proprio la gestione dei sistemi da vuoto, di raffreddamento e di *tuning* dell'RFQ.

Il progetto del sistema di controllo di IFMIF è articolato su quattro livelli generali:

1. Livello 1: hardware di interazione ed interfaccia tra RFQ e le apparecchiature ad esso collegate. Le apparecchiature possono essere sia attive come sistema da vuoto e sistema di raffreddamento, sia passive come sensori e controller dedicati.

2. Livello 2: PLC (Controllore Logico Programmabile) che oltre a gestire le funzioni di controllo ed allarme, si interfaccia da un lato con l'RFQ, passando per le apparecchiature sopra citate, e dall'altro con il server EPICS[2]®.

3. Livello 3: server EPICS® e rete ad accesso controllato. Tale server avrà il compito di archiviare i dati di processo, oltre che di gestirne il flusso tra PLC e la rete ad accesso controllato, alla quale sono collegati i terminali degli operatori, sui quali è implementato il sistema di interfaccia grafica.

4. Livello 4: interfaccia grafica che permette all'operatore di visualizzare lo stato del sistema, di accedere ai dati archiviati, oltre che di avere disponibili diversi comandi remotizzati per agire direttamente sul sistema, impostando valori di soglia per i parametri, oppure comandando direttamente degli attuatori.

1.4 Test in potenza di IFMIF

Nel gennaio 2012 è programmato un test ad alta potenza, da effettuarsi presso l'ente francese CEA (Commissariat à l' Énergie Atomique). Tale test sarà effettuato sugli ultimi 4 moduli

[2]EPICS® è un insieme di strumenti software open source; librerie ed applicazioni sviluppate collaborativamente e utilizzate in tutto il mondo per creare sistemi distribuiti di controllo in tempo reale per gli strumenti scientifici, quali acceleratori di particelle, telescopi ed altri esperimenti scientifici di grandi dimensioni.

dell'RFQ di IFMIF con l'obbiettivo di verificare la tenuta ed il funzionamento complessivo della macchina e dei sistemi ad essa collegati, in condizioni del tutto simili a quelle operative, ma in assenza del fascio di particelle da accelerare. In particolare, nel corso del test si vogliono monitorare e verificare:

- i livelli di potenza;
- i valori di temperatura in diversi punti dell'RFQ;
- il vuoto all'interno della cavità;
- il funzionamento del circuito di raffreddamento/*tuning*;
- il funzionamento del sistema di controllo e di allarme.

Il sistema di controllo utilizzato nei test avrà il compito di monitorare tutte le grandezze sopra citate, oltre che di verificare che queste rimangano entro limiti prestabiliti.

In attesa del completamento dell'RFQ di IFMIF, tutte le apparecchiature di diagnostica ed il sistema di controllo saranno validati su un altro RFQ ad alta intensità, già presente ai LNL, l'RFQ di TRASCO. Il test ad alta potenza sui primi 2 moduli dell'RFQ di TRASCO (Fig.1.5) si svolgerà presso i laboratori del CEA di Saclay. La collaborazione con l'ente francese è determinata dal fatto che questo è già in possesso di un amplificatore *Klystron* adatto a fornire la potenza RF all'acceleratore. I compiti del CEA sono legati alla fornitura della potenza RF all'acceleratore, mentre sono di competenza dei LNL tutti gli altri elementi necessari allo svolgimento del test. Una verifica del funzionamento dell'intero sistema, sarà comunque precedentemente effettuata presso i laboratori di Legnaro, tramite un test dell'RFQ a media potenza ($10kW$). Per quanto riguarda il contenuto della tesi la trattazione è del tutto analoga per i casi di media ed alta potenza.

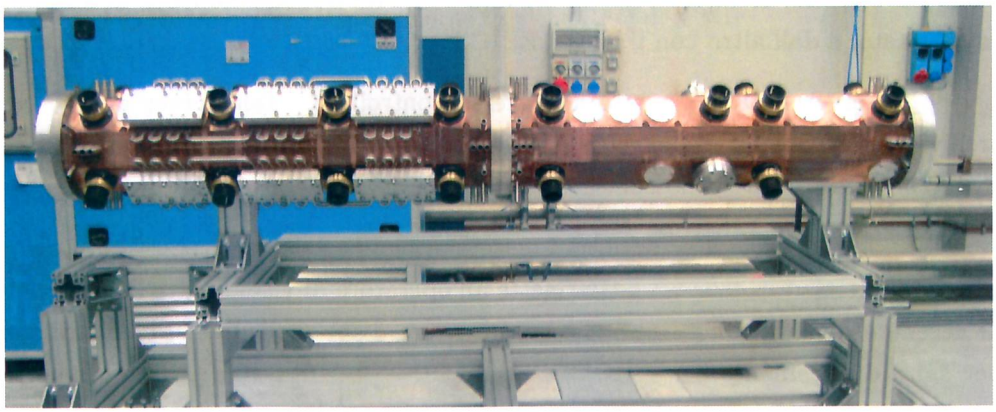


Fig. 1.5: Primi 2 moduli RFQ di TRASCO

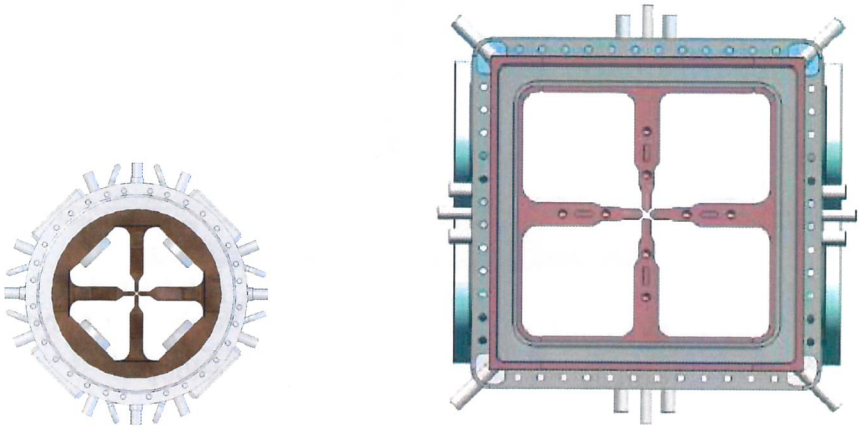
Il test ad alta potenza sull'RFQ di TRASCO ha un'importanza strategica: per mezzo di questo si prevede che sarà possibile validare la tecnologia costruttiva di TRASCO, molto simile a quella di IFMIF, oltrechè testare le procedure di accordo in frequenza della struttura. In Tab.1.2 sono riassunte differenze ed analogie tra gli RFQ di IFMIF e TRASCO in relazione al test in potenza.

	IFMIF	TRASCO
Differenze		
Cavità	quadrata	ottagonale
Frequenza $[MHz]$	175	352.2
Finestre ceramiche	piatte	cilindriche
Analogie		
Coupler di potenza	coassiale	coassiale
Potenza $[kW]$	360	300
Sistema di controllo basato su	PLC $S7-300$	PLC $S7-300$

Tab. 1.2: Caratteristiche dei test in potenza di IFMIF e di TRASCO

Tali caratteristiche, permettono di poter dedurre informazioni significative, sfruttabili per IFMIF. In particolare gli aspetti soggetti a verifica saranno:

- il sistema di raffreddamento/*tuning*, per valutare i tempi di ritardo con cui agisce il sistema di *tuning* ed il funzionamento di una funzione di *self-tuning*;
- l'affidabilità delle simulazioni termiche $2D$, attraverso il confronto con i dati sperimentali;
- il funzionamento del sistema di controllo locale;
- il funzionamento del sistema di diagnostica previsto per il test ad alta potenza;
- la procedura di condizionamento per l'alta potenza.



(a) (b)

Fig. 1.6: Immagini in scala $1:10$ delle sezioni degli RFQ di TRASCO ed IFMIF

2 Il test in potenza dell'RFQ di TRASCO

Nel test in potenza di un RFQ la configurazione dell'impianto in prova è del tutto analoga a quella che sarà la configurazione operativa dell'acceleratore, l'unica differenza è l'assenza del fascio. In questo modo è possibile testare oltre all'acceleratore, tutte le parti e gli apparati che compongono il sistema (Sez.2.3.1). L'esperienza scientifica ha delineato negli anni procedure e linee guida per lo svolgimento di questo tipo di prove, in particolare l'elemento che deve essere preparato con maggiore cura ed attenzione è il *coupler*.

Il *coupler* (o accoppiatore RF) è fondamentalmente un assemblaggio di più componenti, necessario per iniettare/estrarre l'energia RF in/da una cavità risonante, realizzando l'accoppiamento (da cui il nome *coupler*) con i sistemi di trasporto di tale energia, costituiti in questo caso da guide d'onda. Altro compito fondamentale del *coupler* è quello di separare il vuoto presente nella cavità dell'acceleratore dalla pressione atmosferica. Inoltre il *coupler*, durante il funzionamento dell'RFQ subisce un certo stress termico, perciò è necessario mantenere raffreddate alcune sue parti.

Esistono varie tipologie di *coupler*. Quello utilizzato per l'RFQ di TRASCO è di tipo coassiale con finestra ceramica cilindrica ed accoppiamento di tipo *doorknob* (Fig.2.1). Il raffreddamento è ad acqua per il corpo del *coupler* ed il coassiale interno e ad aria per quanto riguarda la finestra ceramica. Proprio la finestra ceramica assolve il compito di mantenere il vuoto, poichè è trasparente per la potenza RF.

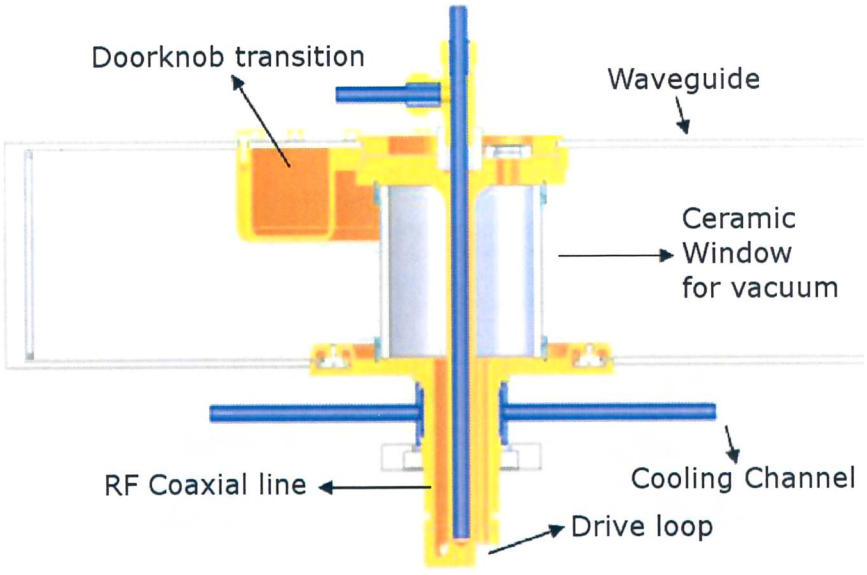


Fig. 2.1: Disegno del *coupler* utilizzato per TRASCO montato su una guida d'onda

Per un buon funzionamento dei *couplers*, durante il test in potenza della cavità RFQ, sono necessarie una fase di trattamento delle superfici denominata *Baking*, ed una fase di condizionamento e verifica dei soli *couplers* quando sottoposti ad alta potenza RF. Gli obbiettivi e le particolarità di tali fasi, oltre a quella del test in potenza, sono oggetto delle Sez.2.1, 2.2, 2.3, nelle quali vengono inoltre definite le strutture dell'apparato di test, le specifiche ed i compiti del sistema di controllo.

2.1 Il Baking

Il *Baking* è la fase di trattamento delle superfici dei due *couplers* che saranno impiegati nel test in potenza. Uno dei compiti del *coupler* è quello della tenuta del vuoto. Per un efficiente pompaggio del vuoto è necessario che le pareti del sistema siano pulite e non rilascino gas. Il lavaggio delle superfici e le porosità della finestra ceramica, rendono molto utile la procedura di *baking* al fine di migliorare i livelli di vuoto raggiungibili, oltre ai tempi per il raggiungimento di questi. Tale processo, il cui schema di principio è presentato in Fig.2.2, prevede il montaggio dei due coupler su di una *bridge cavity* (cavità ponte), nella quale verrà creato il vuoto per mezzo di due pompe, una rotativa ed una turbomolecolare. Nel frattempo la temperatura dei *couplers*, avvolti con delle apposite fasce riscaldanti, sarà incrementata in modo controllato, fino ad un valore massimo, al fine di favorire il rilascio dei gas imprigionati nelle porosità.

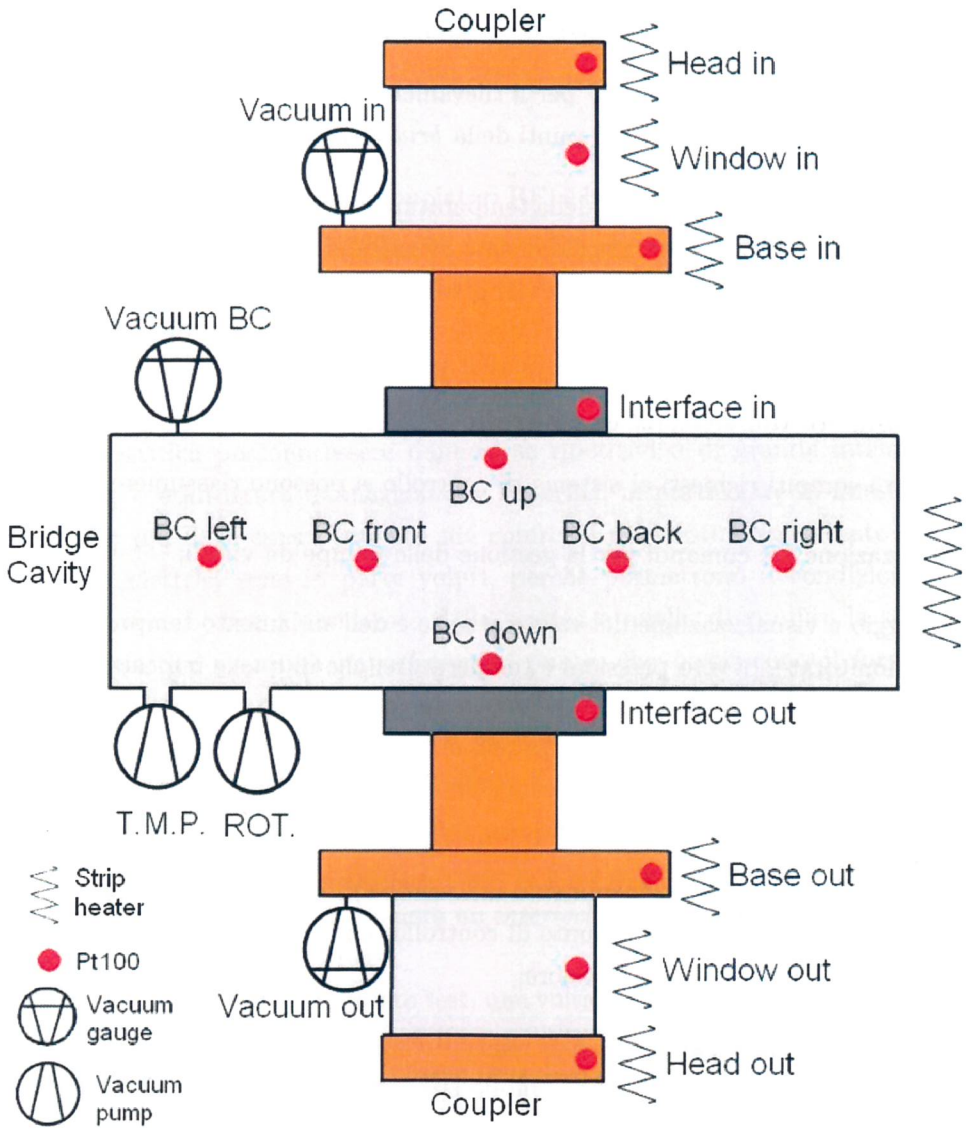


Fig. 2.2: Schema di principio del sistema nella fase di *Baking*

2.1.1 Le componenti del sistema

Come riportato nello schema di principio (Fig.2.2), nella fase di *baking* il sistema da controllare è composto da:

- 1 *bridge cavity*;
- 2 pompe da vuoto: una rotativa (ROT.) ed una turbomolecolare (T.M.P.);
- 2 *loop power couplers*;
- 7 fasce riscaldanti: 6 da $400\,W$, che avvolgeranno le diverse parti dei coupler ed una da $900\,W$, che avvolgerà la *bridge cavity*;
- 3 *vacuum gauge* (misuratori da vuoto) che misureranno la pressione nei due coupler e nella *bridge cavity*;
- 14 termoresistenze di tipo *Pt100* per il rilevamento della temperatura in 4 differenti punti di ciascun *coupler* oltre che in 6 punti della *bridge cavity.*

La scelta di molteplici punti di misura della temperatura, oltre alla simmetria del posizionamento dei sensori, serve a verificare che il riscaldamento avvenga in maniera uniforme su tutta la struttura, al fine di evitare discontinuita ed elevati gradienti termici in particolare in corrispondenza delle giunture di diversi tipi di materiale.

2.1.2 Le funzioni del sistema di controllo

In questa fase i compiti richiesti al sistema di controllo si possono riassumere nelle azioni di:

- remotizzazione dei comandi per la gestione delle pompe da vuoto;
- salvataggio e visualizzazione del valore attuale e dell'andamento temporale sia delle grandezze monitorate, ovvero pressioni e temperature, che di quelle impostate;
- gestione di una procedura automatizzata per l'incremento del *set point* di temperatura voluta, con possibilità di impostare il gradiente di incremento termico $\Delta T/\Delta t$ $[°C/min]$ e la temperatura massima consentita;
- gestione dell'accensione e spegnimento automatico di ciascuna fascia riscaldante, in modo che la temperatura in ciascun punto di controllo non superi mai il *set point* attuale e non sia mai inferiore al 95% di tale valore;
- gestione di *interlock* (interblocchi), relativi a malfunzionamenti nel sistema da vuoto o impostati manualmente, che provocano lo spegnimento delle fasce riscaldanti e rimovibili in modo remotizzato.

Nella struttura di controllo prevista per il sistema, lo svolgimento di tali compiti comporta:

1. Livello hardware: la definizione dei collegamenti per l'alimentazione delle varie utenze del sistema, oltre che per gli input/output del PLC. In particolare, il collegamento dei sensori ai controller e da questi al PLC per quanto riguarda le vacuum gauge, o direttamente al PLC per le sonde *Pt100*. La calibrazione di tali sensori e la verifica di corretta acquisizione del dato.

2. Interfaccia grafica: la creazione di una pagina dedicata al *baking* nell'interfaccia grafica *WinCC*, oltre agli elementi necessari per assolvere a tutti i compiti di visualizzazione, salvataggio e remotizzazione voluti, definendo chiaramente le variabili di scambio tra calcolatore e PLC.

3. Programmazione PLC: per l'acquisizione ed il salvataggio dei dati di misura in un'apposita area di memoria raggiungibile da *WinCC*, la gestione automatica della procedura di riscaldamento, degli *interlock* e dei comandi remotizzati.

2.2 Il test dei Couplers

Il *Coupler test* (o test in potenza degli accoppiatori RF) è la seconda delle fasi di condizionamento dei due *couplers*. Questa prova prevede che i *couplers*, sempre installati sulla *bridge cavity*, siano impiegati fino ad una potenza massima di $150\,kW$. Gli obbiettivi sono quelli di verificare il funzionamento in potenza dei *couplers* e dei sistemi di raffreddamento di questi. Inoltre l'incremento graduale della potenza permette il condizionamento dei *couplers* nei confronti dei fenomeni di scarica.

I fenomeni di scarica possono essere dannosi se ripetitivi o di grande intensità e durata, perchè deteriorano o addirittura danneggiano le superfici, in particolare la finestra ceramica è il componente che più deve essere tutelato nei confronti di questi. Nonostante ciò, nel corso del test, gli archi elettrici sono in parte voluti, perchè permettono il condizionamento delle superfici dei *couplers*. L'effetto desiderato della scarica è quello di ripulire la superficie dalle impurità e di appiattire eventuali imperfezioni e punte, che favoriscono il formarsi di archi elettrici. Ovviamente, per far questo, oltre ad incrementare gradualmente la potenza e mantenere il più possibile livelli di alto vuoto, è necessario distinguere scariche di differente intensità, al fine di intervenire nel caso in cui queste siano potenzialmente dannose e allo stesso tempo permettere le microscariche utili al condizionamento. Tale compito è affidato all'*ARC detector* (rilevatore di scariche), uno strumento che attraverso 4 sonde in fibra ottica rileva l'intensità luminosa delle scariche in diversi punti dei *couplers* e genera un *interlock* per il sistema di potenza RF, nel caso in cui queste superino la soglia di $2\,lux$.

Come già accennato, nel corso di questo test, una volta raggiunto il livello di vuoto desiderato, sarà incrementata gradualmente la potenza RF fino al livello massimo di $150\,kW$. La procedura di condizionamento prevede che la potenza RF sia fornita in modo impulsato, con l'impiego di un impulsatore ed un generatore di segnali di tipo Rhode & Schwartz® che pilotano l'amplificatore *Klystron* da $500\,kW$. Il segnale impulsato (di periodo τ_P e durata dell'impulso t_P) sarà utilizzato per la modulazione in ampiezza della sinusoide alla frequenza caratteristica $f_0 = 352.2\,MHz$,

mentre il segnale modulato comanderà l'amplificatore *Klystron*. La potenza RF estratta dalla *bridge cavity* è invece dissipata su di un carico raffreddato ad acqua (Fig. 2.3).

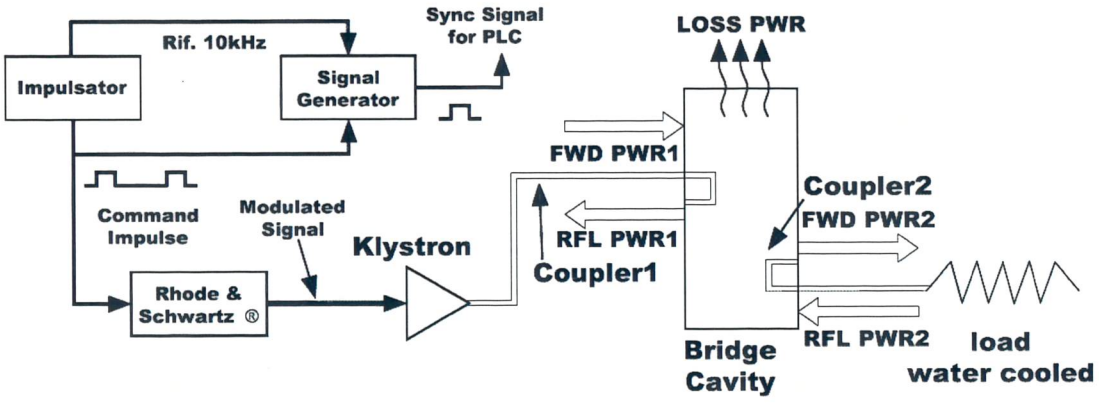


Fig. 2.3: Schema di principio per il comando dell'amplificatore ed il flusso della potenza RF

In questo test il *coupler 1* immette potenza in cavità, mentre il *coupler 2* la preleva. La potenza RF istantanea immessa nella *bridge cavity* è data dalla differenza tra le componenti di potenza diretta e riflessa, secondo il simbolismo usato in Fig.2.3:

$$FWD_{PWR1} - RFL_{PWR1}[kW] \quad \textit{ovvero} \quad \textit{forward power coupler1 - reflected power coupler1.} \tag{2.1}$$

Con analoghi significati la potenza estratta dalla cavità è data da:

$$FWD_{PWR2} - RFL_{PWR2}[kW] \quad \textit{ovvero} \quad \textit{forward power coupler2 - reflected power coupler2;} \tag{2.2}$$

quella dissipata nella *bridge cavity* (*loss power*) si ricava come:

$$LOSS_{PWR}[kW] = (FWD_{PWR1} - RFL_{PWR1}) - (FWD_{PWR2} - RFL_{PWR2}). \tag{2.3}$$

La potenza media in cavità si ottiene moltiplicano la (2.3) per il *duty cycle* dell'impulso di comando:

$$AVERAGE_{PWR}[kW] = LOSS_{PWR} \cdot duty\ cycle = LOSS_{PWR} \cdot \frac{t_P}{\tau_P}. \tag{2.4}$$

Oltre ai valori di vuoto e di potenza RF, durante il test, saranno monitorati diversi parametri relativi al raffreddamento dei *couplers* e della *bridge cavity*. Saranno anche in questo caso rilevati i valori di temperatura negli stessi 14 punti usati per il *baking*, oltre che in altri 4 punti relativi ai circuiti dell'acqua di raffreddamento.

Il raffreddamento dei *couplers*, della *bridge cavity* e del carico è ad acqua, per i primi due questo è affidato ad un impianto denominato *cooling Skid* (Fig.2.5). Lo *Skid* gestisce 3 circuiti

d'acqua, 1 di ingresso e 2 di uscita: uno freddo (*cold circuit*) ed uno caldo *(warm circuit)*. Attraverso dei controller, che comandano valvole a tre vie è possibile regolare la temperatura di ciascuno di questi circuiti. In questo test i *couplers* saranno raffreddati tramite il circuito caldo, mentre la *bridge cavity* tramite il circuito freddo (Fig.2.4).

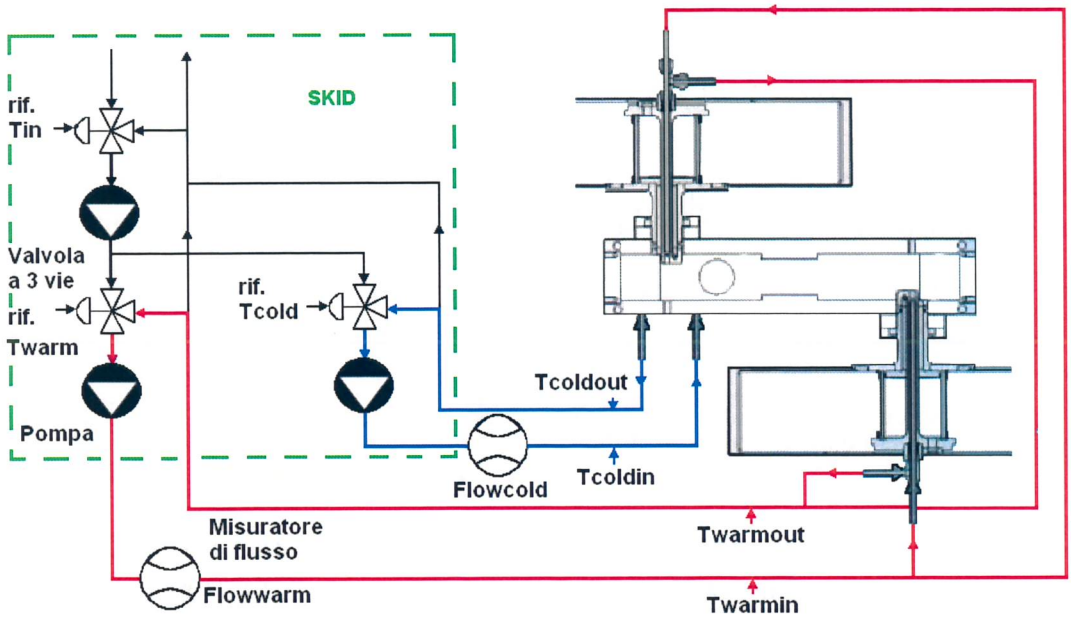


Fig. 2.4: Schema di principio dei circuiti di raffreddamento del sistema durante il *Coupler Test*

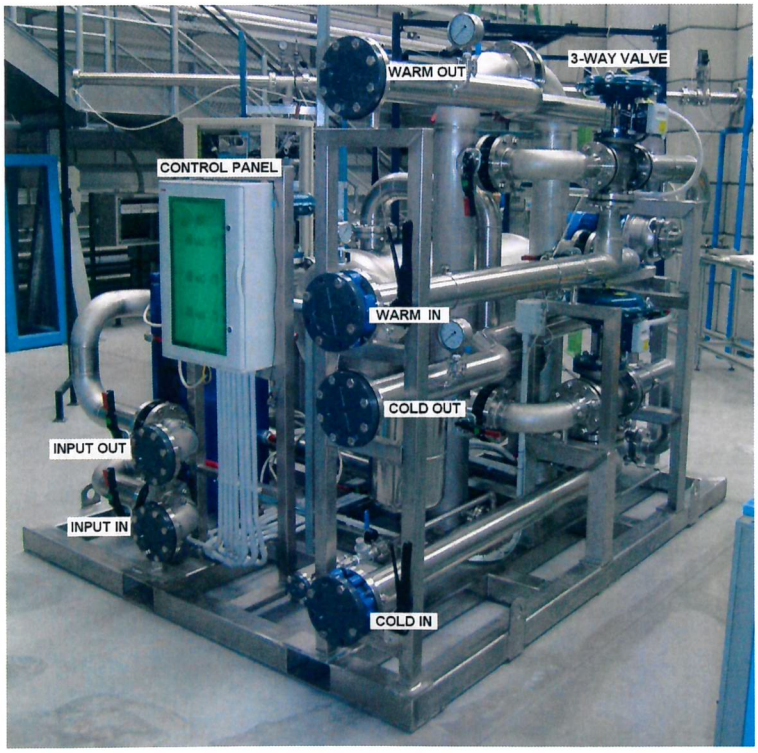


Fig. 2.5: Lo *Skid* per il controllo dei circuiti di raffreddamento

L'interfaccia grafica consente di impostare soglie e valori di riferimento per le grandezze caratteristiche di tali circuiti e monitorarne le temperature sia in entrata che in uscita ($Tcold_{in}$, $Tcold_{out}$, $Twarm_{in}$, $Twarm_{out}$). Anche le portate dei circuiti di raffreddamento ($Flow_{cold}$ e $Flow_{warm}$) sono monitorate dall'interfaccia e controllate con soglie impostabili, in modo che siano sempre superiori ai valori fissati. Dalle informazioni su flussi e temperature si ricavano le espressioni della potenza dissipata da ciascun circuito di raffreddamento come:

$$Power_{cold}[kW] = \frac{4.18[J/cal]}{3600[s/h]} \cdot (Flow_{cold})[m^3/h] \cdot (Tcold_{out} - Tcold_{in})[^\circ C]; \quad (2.5)$$

$$Power_{warm}[kW] = \frac{4.18[J/cal]}{3600[s/h]} \cdot (Flow_{warm})[m^3/h] \cdot (Twarm_{out} - Twarm_{in})[^\circ C]. \quad (2.6)$$

Con 4.18/3600 fattore di conversione da $[cal/h]$ a $[J/s] = [W]$.

Si noti che $Power_{cold}$ (2.5) e $AVERAGE_{PWR}$ (2.4) sono modi diversi per esprimere la potenza dissipata in cavità ed i valori ottenuti dalle due espressioni dovrebbero coincidere.

Il raffreddamento delle finestre ceramiche è invece affidato a delle ventole soffiatrici gestibili da remoto.

2.2.1 Le componenti del sistema

Rispetto alla fase di *baking*, il sistema si arricchisce di componenti per la potenza e per il raffreddamento (Fig.2.3 e Fig.2.4). In particolare le componenti del sistema sono:

- 1 *bridge cavity* raffreddata;
- 2 pompe da vuoto: una rotativa ed una turbomolecolare;
- 2 *loop power couplers*;
- 2 ventole soffiatrici per il raffreddamento delle finestre ceramiche dei *couplers*;
- 4 *directional couplers* e relative schede per la misura di potenza RF diretta e riflessa;
- 1 amplificatore di potenza RF *Klystron*, comandato dal segnale modulato d'ingresso, che è generato da un generatore di segnali di tipo Rhode & Schwartz®, annesse guide d'onda per il trasporto dell'energia;
- 2 generatori di segnale Agilent®: il primo per l'impulsamento della potenza RF ed il secondo per la generazione del segnale di sincronismo che comanda l'acquisizione dati del PLC;
- 1 *Skid* di raffreddamento, per la gestione dei circuiti di raffreddamento ad acqua;
- 3 *vacuum gauge* che rileveranno la pressione nei due *coupler* e nella *bridge cavity*;
- 18 termoresistenze di tipo *Pt100* per il rilevamento della temperatura nei 14 punti già utilizzati durante il *baking*, oltre che in altri 4 punti del circuito di raffreddamento, per i

quali le sonde *Pt100* saranno lette in corrente ($4 \div 20\,mA$), utilizzando un apposito modulo di conversione;

- 2 misuratori di flusso KROHNE$_{®}$ per la misura della portata nei circuiti di raffreddamento;
- 1 *ARC detector* per il rilevamento di scariche potenzialmente dannose per i *couplers*.

2.2.2 Le funzioni del sistema di controllo

Il controllo del test è manuale e sarà affidato ad un operatore che attraverso un'opportuna interfaccia grafica, potrà visualizzare tutte le grandezze d'interesse e fissare i valori di soglia per gran parte di queste. In questa fase i compiti richiesti al sistema di controllo si possono riassumere nelle azioni di:

- remotizzazione dei comandi per la gestione delle pompe da vuoto e delle ventole soffiatrici;
- salvataggio e visualizzazione del valore attuale e dell'andamento temporale delle grandezze monitorate, ovvero: pressione, temperatura, potenza, flusso d'acqua e numero di scariche in $500ms$;
- gestione di *interlock* relativi a: malfunzionamenti nel sistema da vuoto o delle ventole soffiatrici, archi elettrici, superamento di soglie impostate, oppure lanciati manualmente, e rimovibili in modo remotizzato o temporizzato. Tutti gli *interlock*, se assunto il valore logico alto, andranno ad agire sul segnale di comando del generatore *Klystron*, interrompendo quindi la potenza RF.

Nella struttura di controllo prevista per il sistema, lo svolgimento di tali compiti comporta:

1. Livello hardware: la definizione dei collegamenti per l'alimentazione delle varie utenze del sistema, oltre che per gli input/output del PLC. La connessione dei sensori ai controller o a schede dedicate, poi da queste al PLC per quanto riguarda le vacuum gauge, 4 delle *Pt100* impiegate ed i *pick-up* di potenza; o direttamente al PLC per le rimanenti sonde *Pt100*, i misuratori di flusso, lo *Skid* e l'*ARC detector*. La calibrazione di tali sensori e la verifica di corretta acquisizione del dato.

2. Interfaccia grafica: la creazione di due pagine dedicate al *coupler* test nell'interfaccia grafica *WinCC*. Una che assolva tutti i compiti di visualizzazione, salvataggio e remotizzazione voluti. Ed una seconda, ad accesso controllato da password, che permette di impostare le soglie relative ai valori di vuoto, potenza RF, temperatura e portata, oltre che l'abilitazione o meno degli *interlock* a rimozione temporizzata (relativi alla potenza RF ed al vuoto), con intervallo di interblocco definibile dall'utente. Definire in modo chiaro le variabili di scambio tra calcolatore e PLC, che oltre ai valori misurati comprendono le relative soglie.

3. Programmazione PLC: per l'acquisizione ed il salvataggio dei dati di misura in un'apposita area di memoria raggiungibile da *WinCC*, la gestione automatica dei comandi remotizzati, dei controlli sulle soglie e degli *interlock*, sia a rimozione manuale che temporizzata.

2.3 Test di potenza dell'RFQ

Nel test in potenza dell'RFQ la configurazione dell'impianto in prova è del tutto analoga a quella che sarà la configurazione operativa dell'acceleratore, l'unica differenza è l'assenza del fascio. L'RFQ sarà quindi collegato al sistema di potenza, a quello da vuoto ed a quello di raffreddamento/*tuning*, oltre che a tutta la sensoristica necessaria.

Il sistema di potenza

Prima di poter essere impiegata a piena potenza, la cavità necessità di una fase di condizionamento. Per prima cosa, questa viene messa in vuoto, dopo di che il livello di potenza viene incrementato gradualmente. Il tasso di incremento della potenza RF è limitato dai fenomeni di scarica e dal livello del vuoto. Infatti, l'incremento di potenza in cavità fa aumentare il numero di elettroni e ioni liberi, il che comporta un aumento della pressione e dei fenomeni di scarica. Le scintille servono a pulire le superfici e ad eliminare irregolarità superficiali. Il precedente condizionamento (effettuato nel *couplers* test) e l'impiego dell'*ARC detector*, garantiscono la protezione dei *couplers* da tali fenomeni.

Al fine di evitare l'innesco di fenomeni di scarica ripetitivi, la procedura di condizionamento prevede che la potenza RF sia fornita in una prima fase in modo impulsato, con l'impiego di un impulsatore per la modulazione del segnale di comando per l'amplificatore *Klystron*. In Fig.2.6 sono riportati il flusso della potenza RF ed i collegamenti tra i generatori di segnale che comandano l'amplificatore e generano il segnale di sincronismo per l'acquisizione dati del PLC.

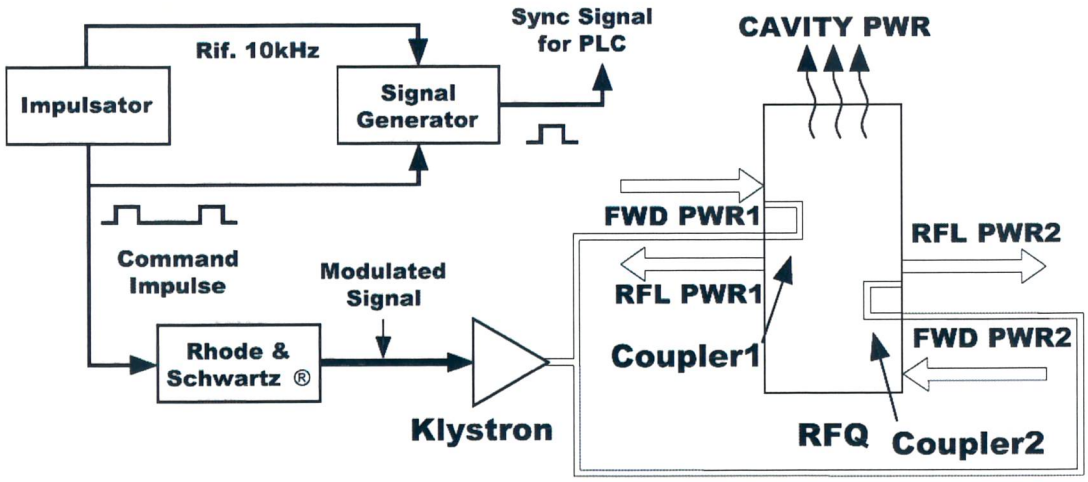


Fig. 2.6: Schema di principio per il comando dell'amplificatore ed il flusso della potenza RF

In corrispondenza ad ogni impulso, la potenza istantanea in cavità è data da:

$$CAVITY_{PWR}[kW] = (FWD_{PWR1} + FWD_{PWR2}) - (RFL_{PWR1} + RFL_{PWR2}), \qquad (2.7)$$

che esprime la differenza tra la potenza in ingresso (somma delle potenze dirette) e la potenza in uscita (somma delle potenze riflesse).
Mentre la potenza media (o continua) è determinata moltiplicando la (2.7) per il *duty cycle* del

segnale modulante:

$$AVERAGE_{PWR}[kW] = CAVITY_{PWR} \cdot \frac{t_P}{\tau_P}. \tag{2.8}$$

I parametri per incrementare la potenza nell'RFQ sono quindi due: il valore massimo ed il *duty cycle*. Raggiunto un certo livello di *duty cycle*, si inizierà un'ulteriore procedura di condizionamento, in cui la potenza è fornita in modo continuo. Ancora una volta il livello di potenza sarà incrementato gradualmente, fino ad arrivare alla potenza massima prevista per il test di $300kW$.

La potenza in cavità è ottenuta non solo come differenza (2.7), ma anche attraverso la misura diretta di un *pick-up* di riferimento, tra i 16 installati sull'RFQ (Sez.4.2.5). Il *pick-up* di riferimento misura inoltre lo sfasamento della potenza RF in relazione ad uno dei due segnali FWD_{PWR} dei *directional couplers*, da questo dato si ricava lo scostamento rispetto alla frequenza di risonanza di $f_0 = 352.2MHz$. Elaborando i segnali di potenza dei 16 *pick-up*, si ricavano inoltre importanti informazioni sul campo elettrico in cavità (Sez.4.2.5).

Il sistema di raffreddamento/tuning

In questo test il sistema di raffreddamento ad acqua ha come obbiettivi di:

- rimuovere la potenza termica dall'RFQ;
- regolare la frequenza di risonanza
- garantire la piattezza di campo durante il cambiamento del livello di potenza.

Anche in questo caso i circuiti di raffreddamento ad acqua sono gestiti dallo *Skid*. In particolare: gli elettrodi (*vanes*), i *couplers* e le *termination cells* sono raffreddati dal circuito freddo, mentre la temperatura delle pareti (*walls*) e dei *tuners* è regolata dal circuito caldo (Fig.2.7).

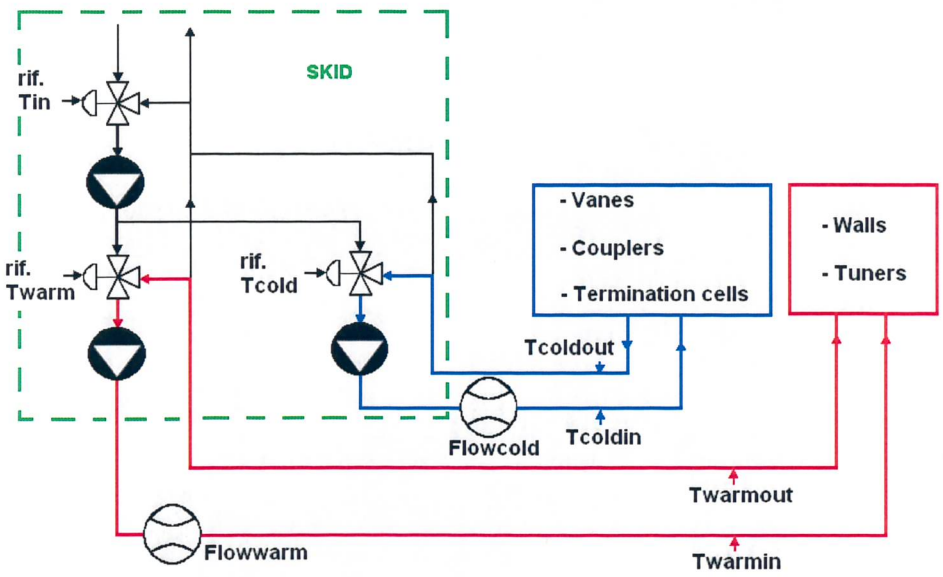


Fig. 2.7: Schema di principio dei circuiti di raffreddamento del sistema durante il Test dell'RFQ

Il controllo della temperatura nelle diverse parti dell'RFQ è fondamentale per il *tuning* in frequenza della cavità, ovvero per mantenere l'RFQ alla frequenza caratteristica f_0. La frequenza

di risonanza dell'acceleratore deriva dalle caratteristiche geometriche di questo, è quindi sensibile ad ogni minima deformazione. Questa risente pertanto della differenza di temperatura $\Delta T = T_2 - T_1$, con T_2 temperatura del circuito caldo e T_1 temperatura del circuito freddo (Fig.2.9). Risente inoltre della variazione della temperatura globale T_g (variazione intesa come scostamento della temperatura del circuito d'ingresso dalla temperatura minima di $15°C$). In particolare, dai dati ricavati dalle simulazioni termodinamiche si ha che:

$$\frac{\partial f_0}{\partial \Delta T} = +35[kHz/°C] \qquad e \qquad \frac{\partial f_0}{\partial T_g} = -5.2[kHz/°C]. \tag{2.9}$$

Quindi l'acceleratore è più sensibile alle variazioni della temperatura tra i due circuiti di raffreddamento $d\,\Delta T = \Delta T_2 - \Delta T_1$, piuttosto che alle variazione della temperatura globale $\Delta T_g = T_{g2} - T_{g1}$, tipica per esempio del cambio di potenza. Per il *tuning* in frequenza si hanno quindi due possibilità di intervento.

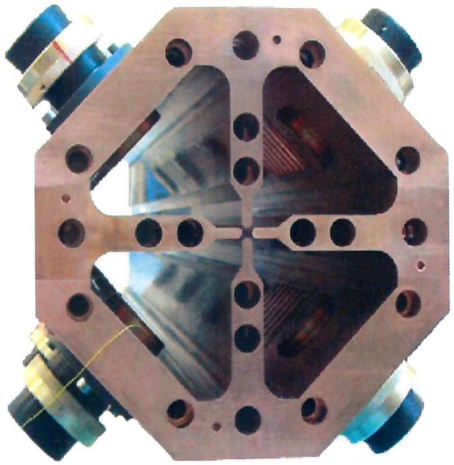


Fig. 2.8: Vista frontale di un modulo dell'RFQ di TRASCO

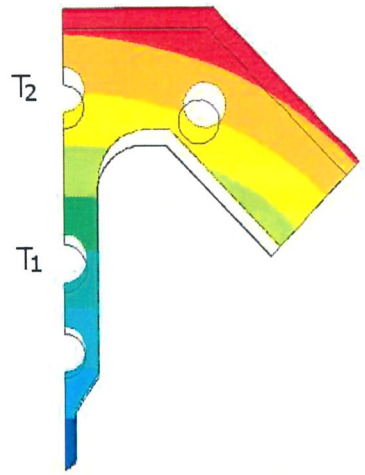


Fig. 2.9: Immagine di una simulazione termica su un ottavo della sezione

I dati di progetto della cavità, prevedono un $\Delta T_{iniziale} \simeq 4°C$, con $T_1 = 19°C$ e $T_2 = 23.6°C$. Precisando inoltre che $T_g = 15°C$ è la minima temperatura ottenibile per il circuito d'ingresso e che $T_{2max} = 30°C$ per scelta di progetto; si ricava che l'intervallo di regolazione é $-140 \div 385 kHz$, nelle condizioni:

$$\begin{aligned} T_1 = T_2 = 15[°C] \quad &\rightarrow \quad \Delta f_0 = -140[kHz]; \\ T_1 = 15[°C]\,,\, T_2 = 30[°C] \quad &\rightarrow \quad \Delta f_0 = +385[kHz]. \end{aligned} \tag{2.10}$$

Lo *Skid* stesso sarà oggetto di verifica. In questo test se ne proveranno le funzionalità operative, in particolare la prontezza ed il grado di precisione nella regolazione della temperatura dei diversi circuiti. I dati di progetto di questo elemento prevedono che sia in grado di regolare in modo indipendente la temperatura di ciascuno dei tre circuiti, con una accuratezza di $0.1°C$. Se tale valore coincidesse con la precisione massima con cui è regolata la temperatura nelle diverse parti della cavità, allora l'incertezza della regolazione in frequenza sarebbe di $\pm 520 Hz$.

Ad ogni modo, grazie a questo test si potranno valutare le risposte ottenute in relazione al livello di potenza ed ai riferimenti impostati da remoto. Da queste informazioni sarà possibile

studiare strategie ed algoritmi di controllo per la determinazione dei riferimenti di temperatura.

Il sistema da vuoto

Il sistema da vuoto collegato all'RFQ (Fig.2.10) ha il compito di mantenere il vuoto all'interno della cavità dell'acceleratore e nei *couplers*. Il progetto di tale sistema per l'intera struttura dell'acceleratore formato da 6 moduli, garantisce un livello di vuoto di $0.3 \cdot 10^{-6} mbar$. Nei test preliminari dell'impianto collegato ai primi 2 moduli, i livelli di vuoto raggiunti in cavità sono dell'ordine di $10^{-7} mbar$. Il sistema è composto di quattro pompe:

- una rotativa ed una turbomolecolare, per il pre-vuoto (fino a $10^{-5} mbar$) nella cavità e nel collettore, oltre che per quando è in corso la rigenerazione delle pompe criogeniche;
- due pompe criogeniche per il funzionamento " normale " .

Le sette valvole presenti (3 *gate valves* e 4 *angle valves*) danno la possibilità di gestire l'impianto il ogni condizione, in pompaggio, in rigenerazione, in sfiato (*venting*), o in spegnimento.

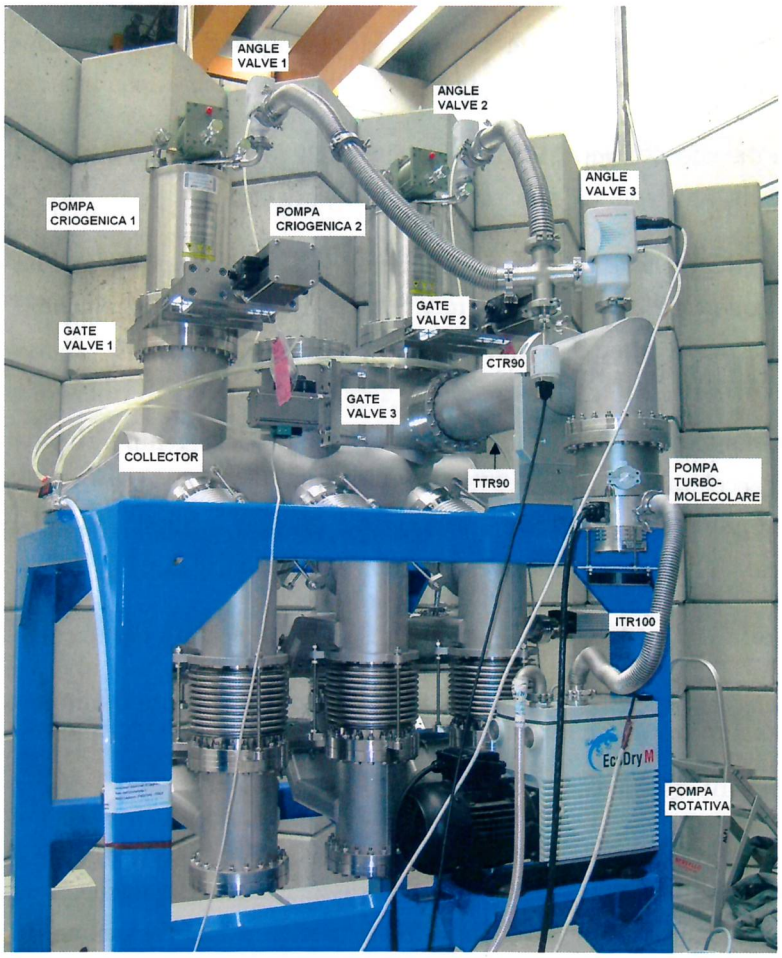


Fig. 2.10: Il sistema da vuoto per il test dell'RFQ di TRASCO

2.3.1 Le componenti del sistema

A partire dagli schemi presentati (Fig.2.6, Fig.2.7, Fig.2.10) si può ricavare la struttura globale dell'apparato di test. In particolare le componenti del sistema sono:

- i primi due moduli dell'RFQ di TRASCO;
- 1 amplificatore di potenza RF *Klystron*, comandato dal segnale modulato d'ingresso, che è generato da un generatore di segnali di tipo Rhode & Schwartz®, annesse guide d'onda per il trasporto dell'energia;
- 2 generatori di segnale Agilent®: il primo per l'impulsamento della potenza RF ed il secondo per la generazione del segnale di sincronismo che comanda l'acquisizione dati del PLC;
- 2 *loop power couplers*;
- 2 ventole soffiatrici per il raffreddamento delle finestre ceramiche dei *couplers*;
- 4 *directional couplers* e relative schede per la misura di potenza RF diretta e riflessa;
- 16 *Pick-up* e relative schede per la misura di potenza RF in cavità, 15 per la sola ampiezza ed 1 per la misura di fase ed ampiezza;
- 1 sistema da vuoto composto da 4 pompe (una rotativa, una turbomolecolare, due criogeniche) e da 7 valvole (3 *gate valves* e 4 *angle valves*);
- 6 *vacuum gauge* che rileveranno la pressione nei due *couplers*, nell'RFQ, in due diversi punti del collettore da vuoto ed a monte delle due pompe criogeniche;
- 1 *Skid* di raffreddamento, per la gestione dei circuiti di raffreddamento ad acqua;
- 18 termoresistenze di tipo *Pt100* per il rilevamento della temperatura sui 2 coupler, in 12 punti dell'acceleratore, oltre che in altri 4 punti del circuito di raffreddamento. Per questi ultimi le sonde saranno lette in corrente ($4 \div 20\,mA$), utilizzando un apposito modulo di conversione, al fine di migliorare l'accuratezza della misura;
- 2 misuratori di flusso KROHNE® per la misura della portata nei circuiti di raffreddamento;
- 1 *ARC detector* per il rilevamento di scariche potenzialmente dannose per i couplers.

2.3.2 Le funzioni del sistema di controllo

Il controllo del test è manuale e sarà affidato all'operatore che attraverso un'opportuna interfaccia grafica, potrà oltre che visualizzare tutte le grandezze d'interesse, anche fissare i valori di soglia e di comando per alcune di queste. L'interfaccia grafica permette inoltre la completa gestione del sistema da vuoto dedicato all'acceleratore, attraverso remotizzazione dei comandi manuali. In questa fase i compiti richiesti al sistema di controllo si possono riassumere nelle azioni di:

- remotizzazione dei comandi per la gestione del sistema da vuoto e delle ventole soffiatrici dei *couplers*;
- salvataggio e visualizzazione del valore attuale e dell'andamento temporale delle grandezze monitorate, ovvero pressione, temperatura, potenza, flusso d'acqua, numero di scariche in $500ms$ ed informazioni relative al campo elettrico in cavità;
- gestione di *interlock* relativi a: malfunzionamenti nel sistema da vuoto o delle ventole soffiatrici, archi elettrici, superamento di soglie impostate, oppure lanciati manualmente e rimovibili in modo remotizzato o temporizzato. Tutti gli *interlock*, se assunto il valore logico alto, andranno ad agire sul comando del generatore *Klystron*, interrompendo quindi la potenza RF.

Nella struttura di controllo prevista per il sistema, lo svolgimento di tali compiti comporta:

1. Livello hardware: la definizione dei collegamenti per l'alimentazione delle varie utenze del sistema, oltre che per gli input/output del PLC. La connessione dei sensori ai controller o a schede dedicate, poi da queste al PLC per quanto riguarda le vacuum gauge, 4 delle *Pt100* impiegate ed i *pick-up* di potenza; o direttamente al PLC per le rimanenti sonde *Pt100*, i misuratori di flusso, lo *Skid* e l'*ARC detector*. La calibrazione di tali sensori e la verifica di corretta acquisizione del dato.
2. Interfaccia grafica: la creazione di quattro pagine dedicate al test dell'RFQ nell'interfaccia grafica *WinCC*.
   - Una pagina generale per la visualizzazione ed il salvataggio delle principali grandezze di interesse, oltre che per la remotizzazione di alcuni comandi.
   - Una seconda, ad accesso controllato da password, che permette di impostare le soglie relative ai valori di vuoto, potenza RF, temperatura e portata, oltre che l'abilitazione o meno degli *interlock* a rimozione temporizzata (relativi alla potenza RF ed al vuoto), con intervallo di interblocco definibile dall'utente.
   - La terza pagina relativa alla visualizzazione e salvataggio delle informazioni ricavate dai *pick-up* installati sull'RFQ.
   - La quarta pagina per la visualizzazione dello stato e la gestione remotizzata dell'impianto da vuoto.
3. Programmazione PLC: per l'acquisizione dei dati di misura, l'elaborazione di questi per ricavare ulteriori grandezze caratteristiche, il salvataggio in un'apposita area di memoria raggiungibile da *WinCC* delle grandezze e delle relative soglie, la gestione automatica dei comandi remotizzati e degli *interlock*, sia a rimozione manuale che temporizzata.

2.4 Organizzazione del sistema di controllo

La struttura del sistema in test non cambia mai in modo sostanziale passando da una fase alla successiva: in generale il sistema tende ad espandersi, arricchendosi di componenti. Alla luce di questo fatto, si è scelto di sviluppare un sistema di controllo comune per ciascuna fase di test, che si adegui alle necessità di queste, minimizzando gli interventi sui collegamenti e sui cablaggi.

Per far questo, nella struttura logica già più volte accennata, si è inserito un quadro elettrico di controllo (o *Rack*), che raccoglie tutti i collegamenti verso i sensori ed apparecchiature che interagiscono con il sistema in test. Anche nella composizione del PLC si è scelto di definire i canali di ingressi ed uscite in modo univoco per ciascun segnale, assegnando ad ogni dispositivo le proprie linee di ingresso o uscita. Operando in questo modo, le schede d'interfaccia utilizzate sono qualcuna in più del necessario, ma a guadagnarne sono la chiarezza in fase di programmazione e soprattutto il cablaggio, che diventa univoco e non richiede interventi, per passare da una fase di test all'altra.

L'interfaccia grafica è strutturata in modo da poter agevolmente selezionare la fase di test corrente, mettendo a disposizione dell'utente tutte e sole le informazioni ed i comandi relativi. In Fig.2.11 è riportato lo schema di principio del sistema di controllo complessivo, indipendentemente dalla fase del test.

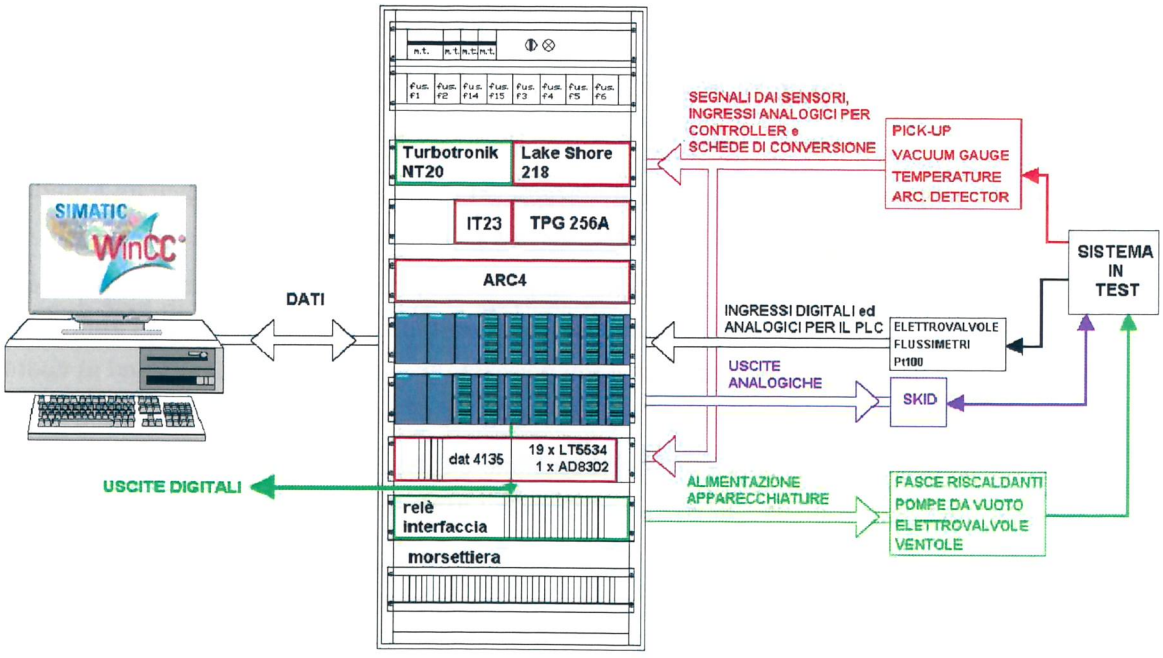


Fig. 2.11: Schema di principio del sistema di controllo per la generica fase di test

Si evidenziano i tre livelli su cui è costituita la struttura del sistema di controllo ovvero:

1. Livello 1: di interazione con il sistema, composto dai sensori e da quanto necessario per elaborare l'informazione acquisita da questi, oltre alle apparecchiature che intervengono direttamente sul sistema in test

2. Livello 2: il PLC che raccoglie le informazioni dal campo rendendole disponibili per il calcolatore, esegue le funzioni di controllo ed automazione definite per ciascuna fase, secondo i parametri specificati dall'utente.

3. Livello 3: l'interfaccia grafica *WinCC*, che permette di monitorare il sistema, impostare i parametri caratteristici per ciascuna fase di test, comandare direttamente o tramite procedure automatizzate le apparecchiature che agiscono sul sistema.

L'inserimento del rack permette una migliore organizzazione delle apparecchiature, situate direttamente dentro a questo. In particolare, al suo interno, sono raccolti tutti i controller e schede di conversione per i diversi sensori, ed anche i relè d'interfaccia ed i contattori per il comando delle apparecchiature esterne. Il quadro di controllo svolge allo stesso tempo la funzione di distribuzione dell'energia elettrica per le varie utenze; consente di velocizzare il passaggio da una fase di test alla successiva, in quanto è possibile collegare fin da subito tutte le apparecchiature esterne. L'inserimento di questo componente risulta molto utile anche nell'ottica del trasferimento di tutto il materiale presso i laboratori del CEA di Saclay, una volta effettuato il test a $10\,kW$ a Legnaro.

Il cuore del sistema di controllo è costituito da un PLC *Siemens*® $S7-300$; la scelta di questo tipo di componente per la realizzazione delle funzioni precedentemente descritte è determinata dai seguenti fattori:

- affidabilità del componente: questo componente, utilizzato per applicazioni prevalentemente industriali, garantisce elevati standard di robustezza, affidabilità, e di reiezione verso i disturbi di tipo elettromagnetico;

- versatilità ed espandibilità: visto l'ambito sperimentale dell'applicazione, in cui ci si possono attendere modifiche in corso d'opera, le caratteristiche di modularità e di espandibilità del PLC, oltre alla facilità di interfacciarsi con una vasta gamma di standard per i segnali di ingresso ed uscita, rendono questo componente particolarmente comodo e flessibile nei confronti delle molteplici esigenze delle apparecchiature ad esso collegate e delle possibilità di modifica ed espansione del sistema;

- funzionalità: il linguaggio di programmazione permette la realizzazione in modo piuttosto semplice di tutte le funzioni richieste, permette la gestione dettagliata di ogni operazione, consente di verificare comodamente i blocchi di codice e di aggiornare ed ampliare velocemente, se necessario, le funzioni del sistema di controllo.

Per quanto riguarda l'interfaccia grafica la scelta del software *WinCC* (sempre di produzione *Siemens*®) è stata determinata da motivi di compatibilità ed integrazione con il resto del sistema di controllo; oltre che per motivi di praticità, visto che il lavoro relativo all'interfaccia grafica era già stato iniziato proprio sulla piattaforma *WinCC* [29]. Tale programma permette uno sviluppo abbastanza semplice ed intuitivo dell'interfaccia grafica necessaria all'applicazione.

3 Dimensionamento e cablaggi dell'hardware

In questa sezione ci si occuperà dello sviluppo di quello che è stato definito come il livello hardware del sistema. In particolare, ci si concentrerà sul quadro di comando e sulla determinazione dei collegamenti realizzati al suo interno. Il lavoro svolto riguarda un dimensionamento di massima, completo di scelta indicativa dei componenti da utilizzare e del progetto dello schema elettrico per la distribuzione di potenza, per collegamenti ausiliari e per tutte le connessioni tra i dispositivi, sia interni che esterni al rack. Tale fase è di grande importanza ai fini della completezza del compito svolto ed il candidato si è impegnato nei limiti delle proprie competenze a svolgere un lavoro quanto più accurato possibile. Tuttavia, vista la particolarità dell'applicazione, ed essendo i criteri di dimensionamento e di collegamento delle apparecchiature quelli tipici per un'applicazione di tipo industriale, si è scelto di evitare l'inserimento di una descrizione dettagliata, limitandosi a fornire le informazioni fondamentali.

Si è proceduto per prima cosa ad elencare le apparecchiature definendone le caratteristiche di alimentazione ed interfaccia con altri dispositivi (Tab.3.1). Si noti che in Tab.3.1 vengono elencate esclusivamente le utenze alimentate dal quadro di controllo. Non compaiono quindi esplicitamente componenti passivi ($Pt100$), altre apparecchiature alimentate da controller (*vacuum gauge*) o che ricevono alimentazione in modo indipendente (*Skid*). Da questi dati si sono scelti i componenti di protezione e di comando, le modalità di distribuzione dell'energia elettrica fino alle singole apparecchiature, oltre che definite le caratteristiche delle schede di interfaccia del PLC.

Le scelte indicative della componentistica da utilizzare (Tab.3.2), assieme ai disegni della loro disposizione nel rack e dei relativi collegamenti [15] costituiscono le indicazioni e le specifiche fornite per la realizzazione del quadro di controllo, la cui costruzione è stata affidata a terzi. Al costruttore è stata comunque lasciata libertà di modifica delle scelte effettuate, al fine di eseguire il lavoro a regola d'arte e nel rispetto delle norme vigenti, scegliendo la componentistica più adeguata e conforme alle offerte del mercato. Si deve pertanto considerare quanto riportato come una scelta indicativa. Si è invece richiesto di mantenere la nomenclatura utilizzata per garantire leggibilità e corrispondenza tra gli schemi forniti [15] e quelli definitivi realizzati dal costruttore stesso.

Successivamente è stata definita la collocazione dei componenti all'interno del rack e la disposizione delle schede del PLC, che è installato su due telai sovrapposti (Fig.3.1). Si è esaminato poi ogni singolo componente, al fine di stabilirne i collegamenti e descriverne nel dettaglio le modalità di funzionamento e di utilizzo. L'interfaccia con cui interagiscono la quasi totalità dei componenti sono le schede di *input/output* del PLC. La maggior parte degli schemi di collegamento riguardano i cablaggi relativi a tali schede. Questi disegni riportano esclusivamente indicazioni sui punti terminali del collegamento, lasciando piena libertà decisionale per quel che riguarda le scelte di cablaggio, come i passaggi per morsettiera. Per i vari controller si riportano gli stessi schemi, ma focalizzati sull'interfaccia del dispositivo da collegare e sui cablaggi effettuati, al fine di fornire la documentazione necessaria per la verifica dei collegamenti e la ricerca di eventuali guasti.

In Sez.3.1 si riportano infine le caratteristiche di impiego dei dispositivi utilizzati.

ELENCO UTENZE QUADRO DI CONTROLLO							
N.	DESCRIZIONE	Q.tà	TENSIONE ALIM.	POTENZA / CORRENTE	SEGNALI		NOTE
					INPUT	OUTPUT	
1	Compressore e pompa criogenica	2	$220\,V$ 3 $\sim$	max $2kW$, $cos\phi = 0.8$, $I_{max} = 8.5A$, full load/lock rotor: $12/30A$	—	-alimentazione pompa criogenica	Alimentato da trasf. 3 $\sim$ TR_1, TR_2 $380/220\,V$ $3000\,VA$
2	Pompa rotativa ECODRY	1	$380\,V$ 3 $\sim$	$0.75kW$, $cos\phi = 0.69$, $I_{nom} = 1.7A$, $I_{max} = 2.6A$	—	—	
3	Controller turbotronik $NT20$, più pompa T.M.P. e ventola	1	$230\,V$ AC	max $1000\,VA$ $I_{max} = 6A$	-on/off (NA) -remote (NA)	-Accel (NA) -Normal (NA) -Failure (NC)	
4	Combivac $IT23$, sensori: 2 $TTR90$ (S_4), (S_5) e $ITR100$ (S_3)	1	$230\,V$ AC	$60\,VA$ $I_{max} = 0.3A$	-2 TTR90 -$ITR100$	-controller ready -analog $0 \div 10\,V$ S_3, S_4, S_5	
5	Pfeiffer $TPG256A$, sensori: 2 IKR261 (S_6), (S_8) e 2 PKR261 (S_1), (S_7)	1	$230\,V$ AC	$60\,VA$ $I_{max} = 0.3A$	-2 IKR261 -2 PKR261	-analog $0 \div 10\,V$ S_1, S_6, S_7 S_8	
6	LakeShore $218S$ Misuratore temperatura criogeniche (S_9), (S_{10})	1	$230\,V$ AC	$18\,VA$ $I_{max} = 0.13A$	-temp $Crio_1$ -temp $Crio_2$	-analog $0 \div 10\,V$ S_9, S_{10}	
7	Flussimetro KROHNE®	2	$230\,V$ AC	$10\,VA$ $I_{max} = 0.05A$	—	-analog $4 \div 20mA$	
8	*ARC detector* $ARC4$	1	$230\,V$ AC	$80\,VA$ $I_{max} = 0.05A$	-4 canali per sensori luminosità in fibra ottica	-Global ARC TTL	
9	Alimentatore PLC $24\,V$ DC	2	$230\,V$ AC	$I_{nom} = 1A$ $I_{max} = 1.5A$	—	-alimentazione PLC, ausiliari, relè e valvole da vuoto	uscita $24\,V$ DC
10	Fasce riscaldanti Vaqtec	6 1	$230\,V$ AC $230\,V$ AC	$400W/I = 1.8A$ $900W/I = 4.1A$	— —	— —	
11	Ventola soffiatrice	2	$230V$ AC	$30W/0.125A$	—	—	
12	Alimentatore Phoenix $5\,V$ DC	1	$230\,V$ AC	$70W/0.3A$	—	-alimentazione schede di conversione per *pick-up* -ausiliario per *interlock*	uscita $5\,V$ DC
13	*Angle valve* $EVB025$ PX	4	$24\,V$ DC	$1W$	—	—	utenze alimentate a $24\,V$ DC, o $5\,V$ DC da non sommare nel computo delle potenze
14	*Gate valve* $DN200CF$ VAT	3	$24\,V$ DC	$5.4W$	—	—	
15	Lampada spia	1	$24V$ DC	—	—	-Remote turbotronik	
16	Contattori	3	$24\,V$ DC	—	—	—	
17	Relè di interfaccia	19	$24\,V$ DC	—	—	—	
18	Modulo DAT 4135	4	$24\,V$ DC	—	-RTD $Pt100$	-analog $4 \div 20mA$	
19	RF *power detector* $LT5534$®	19	$5\,V$ DC	—	—	-analog $0 \div 2.4\,V$	
20	RF *gain and phase detector* $AD8302$®	1	$5\,V$ DC	—	—	-analog $0 \div 1.8\,V$	
Potenza massima calcolata nel caso più oneroso (RFQ test): circa $9000\,VA$, (Và aggiunta quella di eventuali apparecchiature collegate alle prese ausiliarie e tenuto conto di un fattore di sovradimensionamento).							

Tab. 3.1: Descrizione delle utenze alimentate dal quadro di controllo ai fini del dimensionamento in potenza.

ELENCO COMPONENTI DEL QUADRO DI CONTROLLO				
N.	DESCRIZIONE	COMMENTI	SIGLA DI RIFERIMENTO	Q.tà
1	Armadio schermato	-Dimensioni:___ -Ventilazione:___ -Pannelli di apertura frontale e sul retro, con blocco a chiave		1
2	Allestimento armadio	Per sostenere ripiani per strumentazione e guide profilate		1
3	Guide e barre profilate	-Barra DIN: lunghezza:___		1
4	**Interruttore magnetotermico** generale	4 poli $40A$, $I_{cc} = 16KA$ con regolazione dei campi di intervento	M_{gen}	1
5	**Interruttore magnetotermico** linea PLC, linea controller, linea pompa turbo	2 poli $10A$, $I_{cc} = 10KA$	M_{plc}, M_{cont}, M_{turb}	3
6	**Fusibili sezionatori** protezione trasformatore pompa criogenica 1, 2	$8A$, Tipo gG, dimensioni: $10.3 \times 38mm$	F_1, F_2	6
7	**Supporto porta fusibili sezionatori**	3 poli, per fusibili $10.3 \times 38mm$		2
8	**Interruttori magnetotermico salvamotore** compressore $crio_1$, $crio_2$	3 poli $16A$, $I_{cc} = 10KA$	M_{compl}, M_{comp2}	2
9	**Interruttori magnetotermico** pompa rotativa Ecodry	3 poli $6A$, $I_{cc} = 10KA$	M_{eco}	1
10	**Contattore** compressore $crio_1$, $crio_2$	3 poli $12A$ in $AC-3$, alim. $24V$ DC, contatti aux: $1NA$	K_{compl}, K_{compl}	2
11	**Contattore** pompa rotativa Ecodry	3 poli $6A$ in $AC-3$, alim. $24V$ DC, contatti aux: $1NA$	K_{eco}	1
12	**Modulo intervento termico** per contattore pompa rotativa Ecodry	3 poli, campo di intervento regolabile tra $(1.6 - 2.6A)$, contatti aux: $1NA$, $1NC$	K_{teco}	1
13	**Fusibili** protezione per fasce riscaldanti $n.1, 2, 3, 5, 6, 7$, ventole soffiatrici	$2A$ Tipo gG, dimensioni: $10.3 \times 38mm$	F_7, F_8, F_9, F_{11}, F_{12}, F_{13}, F_{14}, F_{15}	16
14	**Fusibili** protezione per fascia riscaldante $n.4$	$6A$ Tipo gG, dimensioni: $10.3 \times 38mm$	F_{10}	2
15	**Supporto porta fusibili**	2 poli, per fusibili $10.3 \times 38mm$		9
16	**Fusibili** protezione uscite alimentatori PLC	$6A$ Tipo gG, dimensioni: $10.3 \times 38mm$	F_3, F_4, F_5, F_6,	8
17	**Supporto porta fusibili**	2 poli, per fusibili $10.3 \times 38mm$		4
18	**Relè di interfaccia** fasce riscaldanti $n.1, 2, 3, 5, 6, 7$, ventole soffiatrici	2 poli, $3A$, alim. $24V$ DC	R_{ch1}, R_{ch2}, R_{ch3}, R_{ch5}, R_{ch6}, R_{ch7}, R_{sv1}, R_{sv2},	8
19	**Relè di interfaccia** fascia riscaldante $n.4$	2 poli, $5A$, alim. $24V$ DC	R_{ch4}	1
20	**Relè di interfaccia** pompe ed elettrovalvole, *interlock Klystron*	1 polo, $2A$, alim. $24V$ DC	R_{compl}, R_{comp2}, R_{eco}, R_{turb}, R_{gt1}, R_{gt2}, R_{gt3}, R_{an1}, R_{an2}, R_{an3}, R_{an4}, R_{ilk}	12
21	**Relè di interfaccia IT23** (per emissione ITR100)	1 polo, $0.1A$, alim. $24V$ DC	R_{itr}	1
22	**Selettore** remote control pompa turbo	contatti: $2NA$	S_{rem}	1
23	**Lampada spia** remote control pompa turbo	alim. $24V$ DC	H_{rem}	1
24	**Pulsante di emergenza** a fungo con blocco a rimozione manuale	contatti: $2NC$	EM_1	1
25	**Presa monofase** schuko, con supporto per barra DIN	$10/16A$		6
26	**Morsettiera** per connessioni, montaggio su barra DIN	-numero connessioni:___		1
27	**Barra** collegamento nodo di terra	-lunghezza:___		1

Tab. 3.2: Elenco indicativo dei componenti per l'assemblaggio del rack.

3.1 Caratteristiche di utilizzo delle apparecchiature

Si procede ora ad elencare sinteticamente le caratteristiche e le modalità di impiego delle singole utenze ed apparecchiature contenute nel quadro di controllo o collegate a questo, soffermandosi su eventuali particolarità. Verranno inoltre definite le caratteristiche dei segnali di *interlock Klystron*, che costituiscono l'interfaccia del sistema verso l'impianto di potenza a cura del CEA.

Pompa criogenica:

- la sua attivazione è comandata tramite la sequenza: uscita digitale del PLC → relè d'interfaccia → contattore, con interblocco costituito dal contatto NC del flussimetro che controlla la portata dell'acqua di raffreddamento del compressore;
- non sono presenti contatti fisici che identifichino l'intervento di una protezione termica o magnetica, sia interna, che esterna al compressore;
- l'effettiva chiusura o apertura del contattore non è verificata da alcun contatto;
- lo stato di malfunzionamento è determinato via software, valutando se la temperatura del dito freddo è maggiore di $15K$ con la pompa in funzione (uscita digitale alta) da almeno $12h$.

Pompa rotativa:

- la sua attivazione è comandata tramite la sequenza: uscita digitale del PLC → relè d'interfaccia → contattore, con interblocco costituito dal contatto NC della protezione termica K_{teco};
- vi sono due contatti NA: uno per identificare l'effettiva chiusura o apertura del contattore e l'altro l'intervento della protezione termica;
- il suo malfunzionamento (individuato dal contatto della protezione termica) costituisce un *interlock* a rimozione manuale nelle fasi di *baking* e *couplers* test.

Pompa turbomolecolare:

- il suo funzionamento è comandato tramite il controller $NT20$ gestibile sia da remoto che dal pannello frontale, la selezione della modalità è determinata dal selettore S_{rem};
- la sua attivazione remota è comandata tramite: uscita digitale del PLC → relè d'interfaccia → ingresso controller;
- il controller mette a disposizione segnali digitali per l'identificazione degli stati di normale funzionamento, accelerazione e guasto, l'interfaccia è a morsetti;
- il suo malfunzionamento costituisce un *interlock* a rimozione manuale nelle fasi di *baking* e *couplers* test.

Angle Valve e Gate Valve:

- sono di tipo NC, ad azionamento pneumatico, comandate in apertura tramite: uscita digitale del PLC → relè d'interfaccia → elettrovalvola;
- hanno a disposizione due contatti NA che segnalano gli stati di valvola completamente chiusa e valvola completamente aperta.

Fasce riscaldanti:

- l'accensione di ciascuna è comandata tramite la sequenza: uscita digitale del PLC → relè d'interfaccia;
- non vi sono contatti fisici che identifichino l'effettiva chiusura o apertura del relè.

Ventole soffiatrici:

- l'accensione di ciascuna è comandata tramite la sequenza: uscita digitale del PLC → relè d'interfaccia;
- non vi sono contatti fisici che ne identifichino l'effettivo stato;
- se non attivate costituiscono un *interlock* a rimozione manuale per il sistema nelle fasi di *couplers* test ed RFQ test.

Pfeiffer TPG256A:

- l'accensione del controller avviene direttamente con l'accensione del quadro generale;
- un contatto NC, disponibile attraverso porta $DB25$, individua lo stato di malfunzionamento o la mancanza di alimentazione;
- in questa applicazione gestisce 4 *vacuum gauge* : (S_6) e (S_8) di tipo $IKR261$ (sensori di alto vuoto), (S_1) e (S_7) di tipo $PKR261$ (sensori *full range*);
- l'interfaccia per i segnali analogici di uscita $(0 \div 10\,V)$ è costituita da una porta VGA a $15pin$.

Combivac IT23:

- l'accensione del controller avviene direttamente con l'accensione del quadro generale;
- in questa applicazione gestisce 3 *vacuum gauge* : (S_4) e (S_5) di tipo $TTR90$ (sensori di basso vuoto), (S_3) di tipo $ITR100$ (sensore di alto vuoto), tale sensore emette un valore analogico in uscita solo con pressioni inferiori ai $10^{-1}mbar$;
- per S_3 lo stato di emissione attiva è indicato per mezzo di un contatto NA, ed è comandabile dalla sequenza: uscita digitale del PLC → relè d'interfaccia → ingresso controller;
- un contatto NC, individua lo stato di malfunzionamento del controller;

- interfaccia $DB25$ per il valori analogici $(0 \div 10\,V)$ e lo stato di malfunzionamento, $DB15$ per il controllo ed il comando dell'emissione di (S_3).

LakeShore 218S:

- l'accensione del controller avviene direttamente con l'accensione del quadro generale;
- gestisce 2 sensori di temperatura: (S_9) e (S_{10}) costituiti da diodi al silicio, *range* di funzionamento $10 \div 320K$;
- possibilità di definire i parametri della caratteristica lineare del segnale analogico in uscità attraverso l'associazione $T_{min} \leftrightarrow 0\,V$, $T_{max} \leftrightarrow 10V$ con T_{min} e T_{max} impostabili;
- l'interfaccia per i valori analogici in uscita è a morsetti.

DAT4135:

- la sua accensione avviene direttamente con l'accensione dell'alimentatore del PLC;
- gestisce la misura e la linearizzazione del segnale della sonda $Pt100$, convertendolo in un segnale in corrente $4 \div 20mA$;
- è possibile definire i parametri di temperatura massima e minima (T_{max}, T_{min}) corrispondenti all'intervallo $4 \div 20mA$ ($T_{min} \leftrightarrow 4mA$, $T_{max} \leftrightarrow 20mA$);

Arc detector ARC4:

- rilevatore di luminosità, che gestisce 4 moduli indipendenti (uno per ogni sonda) per la rilevazione di archi elettrici, ed un modulo di interfaccia;
- ciascun modulo rileva archi di intensità minima $2lux$ e durata minima compresa nel range $2 \div 7\mu s$;
- il segnale in uscita da ogni modulo è un impulso di tipo TTL, di durata circa $100\mu s$;
- il modulo di interfaccia dà in uscita (attraverso una porta $DB15$) il segnale in logica TTL denominato *Global ARC*, funzione logica OR delle uscite dei diversi moduli;
- tale uscita è utilizzata sia come ingresso per il PLC che come segnale di *interlock* per l'amplificatore $Klystron$.

PLC S7-300:

- composto di 18 moduli disposti su 2 telai come mostrato in Fig.3.1;
- la comunicazione tra primo e secondo telaio avviene per mezzo delle unità di interfaccia collegate da un apposito cavo;
- la comunicazione tra unità dello stesso telaio è per mezzo del *bus backplane*;
- la comunicazione tra PLC e PC avviene attraverso un cavo ethernet ed è basata sul protocollo TCP/IP;

- si attiva all'accensione del quadro di comando;
- di norma la CPU è posta nella condizione di *run*, il cambiamento di stato è comunque possibile da remoto.

Misuratori di portata ad ultrasuoni KRONHE®:

- l'accensione avviene direttamente con l'accensione del quadro generale;
- interfaccia per il segnale d'uscita ($4 \div 20\,mA$) è a morsetti.

Skid:

- ha alimentazione indipendente;
- l'azionamento delle pompe è comandabile eclusivamente a pannello;
- i 3 controller delle 3 valvole a tre vie ricevono i riferimenti di temperatura dal PLC attraverso un'interfaccia a morsetti, tale segnale è di tipo $4 \div 20mA$;
- i controller sono di tipo $MPS5$, sono collegati a sonde $Pt100$ (range $-19.9 \div 99.9°C$, risoluzione $\pm 0.1°C$), la regolazione è di tipo PID con auto *tuning*.

Pulsante di emergenza a fungo:

- sarà collocato in prossimità della console di comando;
- comanda 2 contatti: uno NC utilizzato come ingresso digitale per il PLC, l'altro NA;
- in caso di azionamento si alimenta il relè di interfaccia per l'*interlock Klystron* R_{ilk}, sia attraverso l'uscita digitale del PLC, che direttamente attraverso il contatto NA;
- la sua attivazione costituisce un *interlock* a rimozione manuale per il sistema nelle fasi di *couplers* test ed RFQ test.

Signal generator (Agilent®):

- ha alimentazione indipendente e sarà collocato in prossimità della console di comando;
- riceve il segnale modulante (*command impulse*), sicronizzandosi su questo genera un segnale (impulso di ampiezza e durata predefinita) di start per l'acquisizione del PLC.

Segnali *interlock Klystron*:

- due segnali in logica TTL: $0\,V$ = *interlock* disabilitato (RF on) $5\,V$ = *interlock* abilitato (RF off);
- il primo segnale è generato direttamente dal modulo di interfaccia dell'*ARC detector*, l'altro attraverso il relè d'interfaccia R_{ilk}, che comanda un contatto a $5\,V$ DC. Il relè R_{ilk} è alimentato da un'uscita digitale del PLC e dal contatto NA del pulsante di emergenza.
- vanno ad agire (come un AND logico) esclusivamente sul segnale modulante in ingresso al generatore di segnali Rhode & Schwartz®, mentre il generatore del segnale di sincronismo per il PLC riceve il segnale modulante integro.

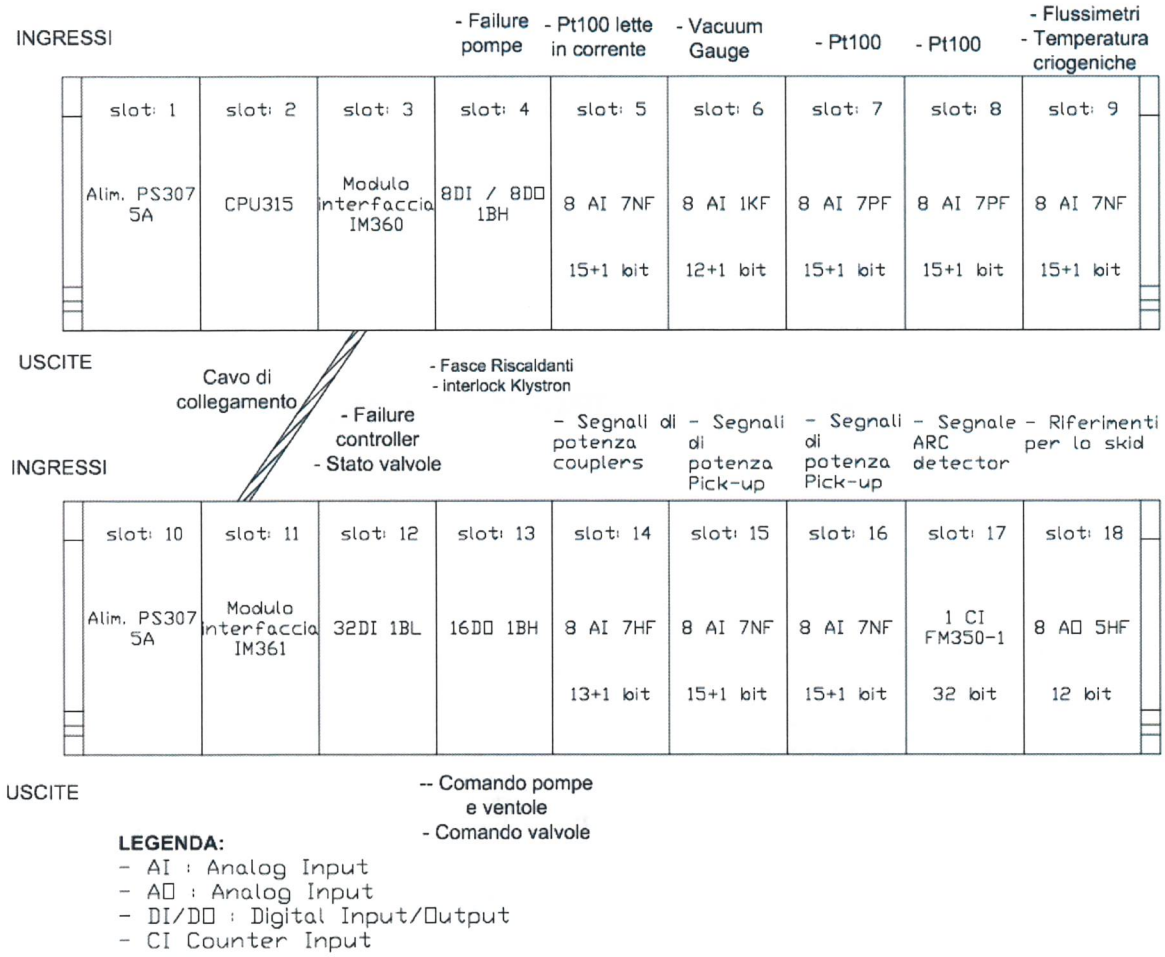


Fig. 3.1: Disposizione dei moduli del PLC e corrispondenti segnali in ingresso o in uscita

4 Tematiche di trattamento dati:

La gestione dell'acquisizione dei segnali dal sistema, fino al salvataggio dei dati elaborati a partire da questi, è una componente trasversale nella struttura di controllo, che richiede la cura di ogni livello ed una corretta interazione tra gli stessi (Fig 4.1). In questa sezione si esporranno le modalità di acquisizione dei segnali (in particolare quelli analogici) dai diversi dispositivi utilizzati, cercando di rimanere per quanto possibile vicini al livello hardware, ma saranno indispensabili considerazioni ed anticipazioni su quanto fatto negli altri livelli. In particolare ci si occuperà di:

- definire le tipologie dei segnali di interesse per ogni fase del test, caratterizzando l'informazione utile, in termini di frequenza di aggiornamento e precisione, che si vuole ricavare al fine del salvataggio dati o di funzioni di controllo;
- determinare, per le diverse tipologie di segnale ed apparecchiatura, le modalità di acquisizione e conversione, al fine di ottenere l'informazione desiderata;
- descrivere le soluzioni scelte per alcune particolari segnali, verificando sperimentalmente le potenzialità ed i limiti di tali scelte;
- analizzare limiti e possibili sviluppi del sistema realizzato.

Per far questo saranno approfondite alcune nozioni sulle modalità di funzionamento del PLC e in particolare delle sue schede di acquisizione per segnali analogici.

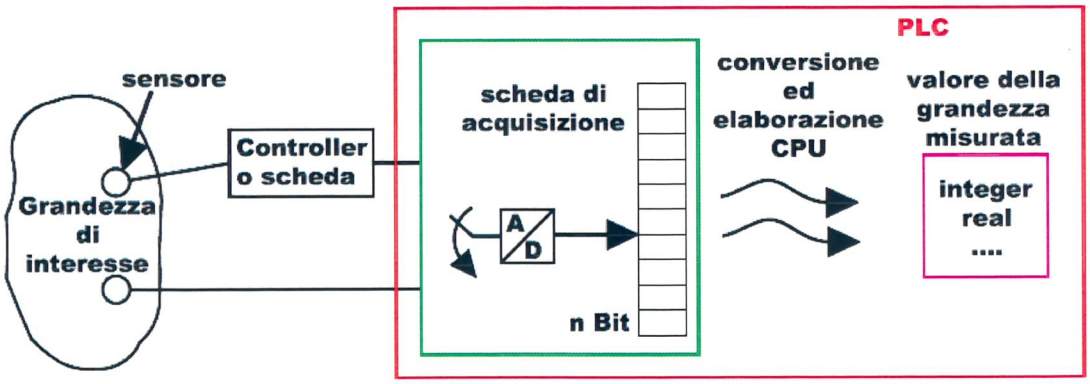


Fig. 4.1: Schema di principio per l'acquisizione dei segnali

4.1 L'acquisizione dei segnali con il PLC

4.1.1 L'acquisizione degli ingressi analogici

L'acquisizione dei segnali analogici da parte del PLC avviene per mezzo di apposite schede di interfaccia. Tali schede hanno fondamentalmente il compito di effettuare la conversione da analogico a digitale del segnale in ingresso, rendendo il valore quantizzato disponibile per la CPU. Tra i parametri caratteristici, che distinguono una scheda dall'altra, sono fondamentali:

- la tipologia di segnali analogici accettati in ingresso (es. tensione, corrente, resistenza, ecc) ed i loro campi di misura (es. $0 \div 10\,V$, $4 \div 20\,mA$, ecc);
- il tempo di aggiornamento del dato t_A;
- il numero di bit del convertitore A/D (Analogico/Digitale) n_{bit};

Le schede analogiche montate sul PLC utilizzato (*Siemens*® S7-300, Fig.3.1) hanno tutte 8 canali di ingresso, raggruppati in 4 o 8 gruppi. Per ogni gruppo, in fase di configurazione della scheda, sono definibili le caratteristiche elettriche del segnale da acquisire, oltre ad altri parametri relativi alla soppressione di disturbi o al tempo di integrazione del convertitore A/D.

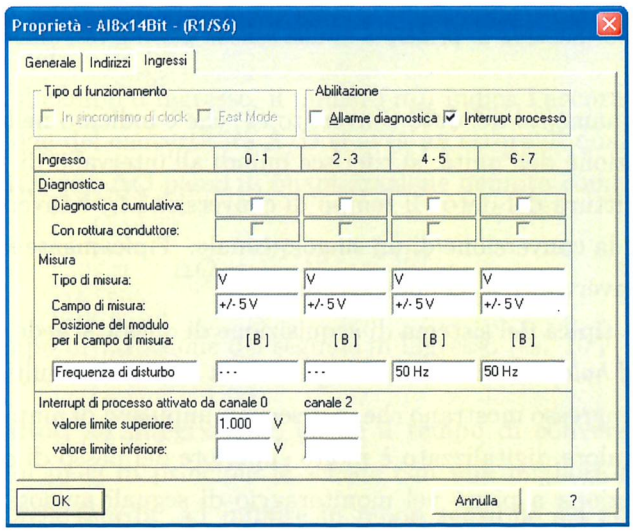


Fig. 4.2: Esempio di finestra per la configurazione dei parametri di una scheda per ingressi analogici

Per capire la tempistica con cui un dato è disponibile per l'elaborazione da parte della CPU, si tenga presente che nelle schede d'ingresso analogiche l'aggiornamento dei valori quantizzati avviene con un ciclo temporale autonomo, indipendente dall'elaborazione del programma e non sincronizzato con nessun'altra attività. Ogni scheda ha al suo interno uno o più convertitori A/D il cui principio di funzionamento è di tipo integrale, ad eccezione della scheda ad alta velocità che utilizza un convertitore ad approssimazione successiva. I segnali in ingresso sono prima normalizzati secondo le specifiche elettriche del gruppo a cui appartengono; poi uno o più multiplexer (a seconda del numero di convertitori A/D) scandiscono i canali in modo sequenziale rendendoli disponibili per la conversione. Il valore digitale ottenuto dalla conversione

viene salvato in un'area di memoria interna alla scheda, sovrascrivendo quello acquisito nel ciclo precedente per lo stesso canale (Fig.4.3).

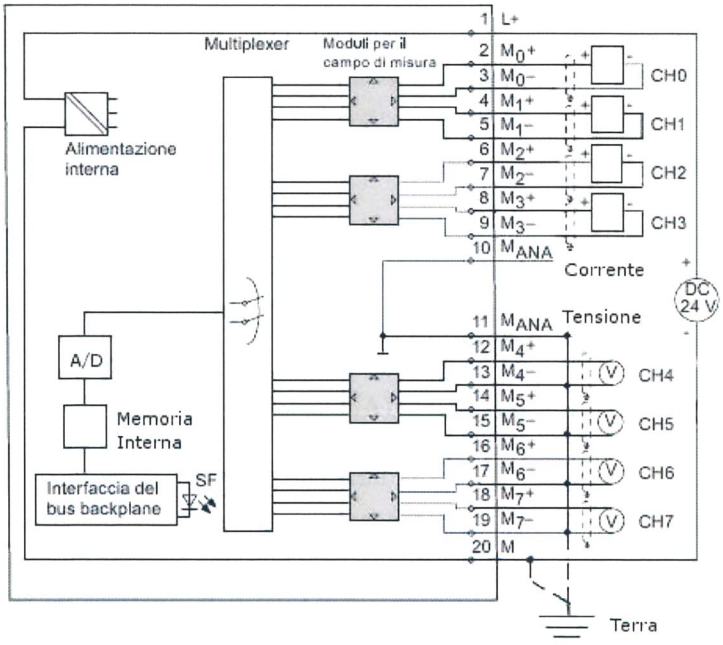


Fig. 4.3: Schema di principio di una scheda per ingressi analogici [16]

Il tempo di aggiornamento del dato convertito t_A, che è indicato nelle specifiche delle schede come tempo di esecuzione dell'unità, si riferisce quindi all'intervallo di tempo tra la scrittura e la successiva sovrascrittura del dato. Il tempo di conversione t_C è invece il tempo necessario al convertitore A/D per la conversione di un singolo canale. Tipicamente si ha che $t_A \simeq 8/n_C \cdot t_C$; con n_C numero di convertitori A/D della scheda.

Una caratteristica tipica del sistema di acquisizione di queste schede è l'apparente assenza di circuiti di *sample and hold*, sia sui canali d'ingresso, sia a valle del multiplexer. Infatti, semplici misure del segnale in ingresso mostrano che, per segnali impulsivi di ampiezza nota e durata $t_P \leq 1/2 \cdot t_A$, l'errore sul valore digitalizzato è molto superiore del passo di quantizzazione . Questa scelta costruttiva funziona a pieno nel monitoraggio di segnali analogici che variano in modo continuo con dinamiche sufficientemente lente (variazioni nell'ordine di grandezza dell'ultimo bit significativo in tempi $\geq t_A$). Nel caso di segnali che variano velocemente o a gradini presenta però i seguenti limiti:

1. per acquisire con la massima precisione un segnale analogico (con tutti gli n_{bit} disponibili validi), questo deve permanere ed essere costante per tutto l'intervallo di tempo t_C necessario alla conversione, altrimenti ciò che si ottiene è in linea di principio l'integrale del segnale presente in ingresso;

2. essendo il ciclo di aggiornamento indipendente e non avendo modo di determinare per ogni canale gli istanti di inizio e fine del corrispondente intervallo t_C, si ha che al fine di

una corretta acquisizione il segnale deve necessariamente permanere ed essere costante per tutto il tempo di aggiornamento t_A;

3. non c'è corrispondenza temporale precisa tra i valori digitali memorizzati per i diversi canali, ovvero non si riferiscono tutti ad uno stesso istante, ma a diversi intervalli t_C all'interno di un periodo di tempo t_A (Fig.4.4).

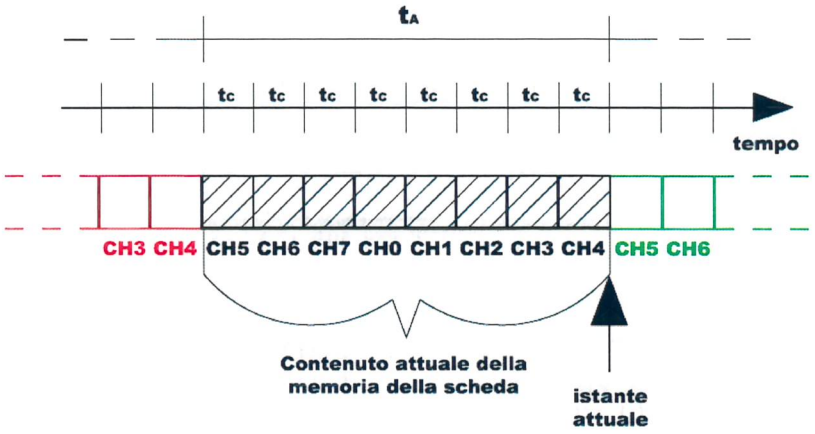


Fig. 4.4: Aggiornamento della memoria interna di una scheda per ingressi analogici

Com'è noto, fissato il campo d'ingresso, il numero n_{bit} indica l'accuratezza della misura, e a seconda della realizzazione del convertitore A/D si avrà un errore di quantizzazione e_Q tale che $|e_Q| \leq \frac{1}{2}\Delta Q$ o $|e_Q| \leq \Delta Q$; con ΔQ passo di quantizzazione definito come:

$$\Delta Q = \frac{(Hi_{IN} - Lo_{IN})}{2^{n_{bit}}}; \tag{4.1}$$

con $(Hi_{IN} - Lo_{IN})$ campo di variazione del segnale in ingresso (es. $10\,V$ per $0 \div 10\,V$, $20\,V$ per $-10 \div +10\,V$).

Nel caso di convertitori ad integrazione, anche il tempo di conversione t_C è collegato al numero di bit, infatti in linea di principio le schede con una migliore risoluzione sono le più lente. Una volta scelta la scheda, ad influire in modo sensibile sia sul tempo t_C, che sulla precisione della misura è l'attivazione o meno della funzione di filtraggio, definibile in fase di configurazione. Tale funzione, se attivata, porta ad un aumento di t_C in modo inversamente proporzionale alla frequenza di disturbo che si intende filtrare, mentre se disattivata permette il raggiungimento delle massime prestazioni temporali, a scapito però della precisione della misura.

Rappresentazione e conversione degli ingressi analogici

Per standardizzare l'elaborazione del dato acquisito, espresso come numero intero binario, indipendentemente dal numero di bit del convertitore A/D, nella memoria interna della scheda ogni dato occupa una word. Nel caso in cui $n_{bit} < 16$, il dato viene allineato nella parte più significativa della word, ponendo a zero i bit meno significativi. Il bit numero 15 riporta sempre il segno ($0 = +$ e $1 = -$), indipendentemente dal fatto che il campo d'ingresso sia unipolare

o bipolare (Tab.4.1). I valori rappresentabili vanno quindi da -32768 a $+32767$, con la convenzione che il valore esadecimale 8000 rappresenta -32768. Non c'è perciò un aumento della risoluzione nell'utilizzo di un campo d'ingresso unipolare piuttosto che bipolare.

Risoluzione	Rappresentazione binaria del valore +18031															
N. del bit nella word	15	14	13	12	11	10	9	8	7	6	5	4	3	2	1	0
Valore analogico in 16 bit	0	1	0	0	0	1	1	0	0	1	1	0	1	1	1	1
Valore analogico in 13 bit	0	1	0	0	0	1	1	0	0	1	1	0	1	0	0	0

Tab. 4.1: Struttura delle word per la rappresentazione di valori analogici a 16 e 13 bit

Va precisato inoltre, che nelle schede analogiche utilizzate, il campo d'ingresso (es. $0 \div 10\,V$ o $-10 \div +10\,V$) non viene mappato nell'intero range di valori rappresentabili $-32768 \div +32767$, bensì nell'intervallo $-27648 \div +27648$ (ovviamente per i campi d'ingresso unipolari non sono consentiti i valori negativi). Questa scelta costruttiva di *Siemens*®:

1. consente di gestire allo stesso modo anche segnali che eccedono i limiti superiori od inferiori del campo d'ingresso fino al 17.5%, senza problemi di saturazione del valore convertito;

2. fa aumentare del 18.5% l'ampiezza del passo di quantizzazione, con conseguente diminuzione della risoluzione.

<table>
<tr><td rowspan="2">Unità</td><td rowspan="2">Valore di misura in %</td><td colspan="5">Campo di misura</td></tr>
<tr><td>$\pm 10\,V$</td><td>Campo</td><td>$0 \div 10\,V$</td><td>$1 \div 5\,V$</td><td>Campo</td></tr>
<tr><td>32767</td><td>> 118.515</td><td>$11.851\,V$</td><td>Overflow</td><td>$11.851\,V$</td><td>$5.741\,V$</td><td>Overflow</td></tr>
<tr><td>32511
27649</td><td>117.589
> 100.004</td><td>$11.759\,V$</td><td>Campo di sovracomando</td><td>$11.759\,V$</td><td>$5.704\,V$</td><td>Campo di sovracomando</td></tr>
<tr><td>27648
1
0
-1
-4864
-4865
-27648</td><td>100.000
0.003617
0.000
-0.003617
-14.844
-14.847
-100.000</td><td>$10\,V$
$361.7\,\mu V$
$0\,V$
$-361.7\,\mu V$
$-1.759\,V$

$-10\,V$</td><td rowspan="2">Campo nominale</td><td>$10\,V$
$0\,V + 361.7\,\mu V$
$0\,V$</td><td>$5\,V$
$1\,V + 144.7\,\mu V$
$1\,V$</td><td>Campo nominale</td></tr>
<tr><td>-27649
-32512</td><td>≤ -100.004
-117.593</td><td>$-11.759\,V$</td><td>Campo di sottocomando</td><td rowspan="2">Valori negativi non possibili</td><td>$0.296\,V$</td><td>Campo di sottocomando</td></tr>
<tr><td>-32768</td><td>≤ -118.518</td><td>$-11.851\,V$</td><td>Underflow</td><td>—</td><td>Campo di Underflow</td></tr>
</table>

Tab. 4.2: Rappresentazione del valore analogico per i campi di misura $\pm 10\,V$, $0 \pm 10\,V$ e $1 \div 5\,V$, [16]

Dalla Tab.4.2 è evidente come vengono rappresentati i segnali analogici a seconda del tipo di campo dell'ingresso. Gli esempi si riferiscono a segnali in tensione, ma valgono ugualmente per le misure di corrente e resistenza; vanno invece distinte le misure di temperatura.

Ricalcolando ora il passo di quantizzazione, si ha che per una scheda con $n_{bit} = 16$ ($15bit$+segno):

$$\Delta Q_{16bit} = \frac{(Hi_{IN} - Lo_{IN})}{(K_2 - K1)}\,; \tag{4.2}$$

$K_1 = 0$, $K_2 = 27648$ *nel caso unipolare* e $K_1 = -27648$, $K_2 = 27648$ *nel caso bipolare.*

Mentre in generale, per una scheda con $n_{bit} \leq 16$ vale:

$$\Delta Q_{n_{bit}} = \Delta Q_{16bit} \cdot 2^{16-n_{bit}} = \frac{(Hi_{IN} - Lo_{IN})}{(K_2 - K1)} \cdot 2^{16-n_{bit}} . \tag{4.3}$$

È evidente che, in fase di scelta di una scheda, c'è differenza tra l'usare la (4.1) piuttosto che la (4.3), soprattutto se si è interessati ad una misura molto precisa in un campo d'ingresso unipolare, in quanto la (4.1) fornisce un valore ottimistico rispetto a quello reale. In particolare:

$$\begin{aligned} \frac{\Delta Q_{n_{bit}}}{\Delta Q} &= 2.37 \qquad && \textit{nel caso unipolare;} \\ \frac{\Delta Q_{n_{bit}}}{\Delta Q} &= 1.185 \qquad && \textit{nel caso bipolare.} \end{aligned} \tag{4.4}$$

Nel programma elaborato dalla CPU il richiamo di un ingresso analogico avviene attraverso l'istruzione L PIW xxx (*Load Peripheral input word*), che provvede al trasferimento del dato dalla scheda periferica alla CPU, caricando la word nella parte meno significativa dell'accumulatore ACCU1, tale operazione richiede un tempo di $4.6\mu s$ con il tipo di CPU utilizzata ($315 - 2\ PN/DP$). Una volta caricato, il dato è utilizzabile dal programma, in particolare per le operazioni di conversione e scalatura del numero intero binario nella grandezza d'interesse, secondo la funzione caratteristica che lega l'ingresso analogico misurato con la grandezza fisica che si vuole quantificare.
La più semplice delle conversioni, utilizzata per gran parte dei segnali è quella lineare, in cui il valore intero $16bit$ (IN), ottenuto come spiegato in precedenza, viene mappato nel campo d'uscita (OUT) secondo la formula:

$$OUT = \left[\frac{(FLOAT(IN) - K_1)}{(K_2 - K_1)} \cdot (HI_{LIM} - LO_{LIM}) \right] + LO_{LIM} ; \tag{4.5}$$

con

$$HI_{LIM} \div LO_{LIM} \qquad \textit{campo di misura della grandezza d'interesse;}$$
$$K_1 = 0\,,\ K_2 = 27648 \textit{ nel caso unipolare} \qquad e \qquad K_1 = -27648\,,\ K_2 = 27648 \textit{ nel caso bipolare.}$$

In questo modo vi è una corrispondenza diretta tra il range di valori del segnale in ingresso ($Hi_{IN} \div Lo_{IN}$) ed il campo di misura della grandezza d'interesse ($HI_{LIM} \div LO_{LIM}$). Si può inoltre valutare la risoluzione dell'ultimo bit significativo in termini della grandezza da misurare secondo la formula:

$$\Delta Q_G = \Delta Q_{n_{bit}} \frac{(HI_{LIM} - LO_{LIM})}{(Hi_{IN} - Lo_{IN})} = \frac{(HI_{LIM} - LO_{LIM})}{(K_2 - K1)} \cdot 2^{16-n_{bit}} . \tag{4.6}$$

Si deduce che, fissato l'intervallo di misura per la grandezza d'interesse, si ha una risoluzione doppia con l'utilizzo (se permesso dal trasduttore) di un campo d'ingresso bipolare, in quanto vi è un raddoppio dei livelli di quantizzazione.

Rappresentazione e scalatura per le misure analogiche di temperatura

Per le misure di temperatura, in particolare con sonde $Pt100$, il passaggio da segnale analogico a numero intero binario è leggermente diverso. Anche in questo caso è necessario per prima cosa parametrizzare la scheda selezionando:

1. le caratteristiche del componente, nel nostro caso termoresistenze $Pt100$, a 3 fili, per campo standard, tolleranza 1/3 DIN $IEC751$ e coefficiente di temperatura $\alpha = 0.00385°C^{-1}$;

2. l'unità di misura della temperatura a cui far riferimento per la misura (°C);

3. l'attivazione di funzioni di filtraggio e/o di livellamento.

L'elaborazione e la digitalizzazione del segnale acquisito dalla scheda comprende in questo caso anche la calibrazione nella scala di misura impostata e la compensazione della resistenza dei conduttori, ma la caratterizzazione temporale del funzionamento della scheda è la stessa già presentata (Fig.4.4). Il fattore determinante per il tempo di esecuzione t_A è l'attivazione o meno di funzioni di filtraggio e/o di livellamento: le prime per la soppressione di frequenze di disturbo, le seconde per fornire in uscita la media dei valori acquisiti in più intervalli t_A consecutivi. Entrambe rallentano il tempo di reazione della scheda.

Riguardo alla risoluzione della misura, la Tab.4.3 mostra che $\Delta Q_{Pt100} = \pm 0.1°C$, corrispondente alla variazione del bit meno significativo. Per sfruttare a pieno tale caratteristica è necessario ovviamente che la sonda utilizzata abbia una tolleranza costruttiva che permette questa precisione; nel nostro caso la tolleranza 1/3 DIN $IEC751$, nel range di temperatura di nostro interesse $(0 \div 100°C)$ è compresa nell'intervallo $\pm 0.1 \div 0.27°C$.
Dalla Tab.4.3 si ricava inoltre, che la conversione dell'ingresso analogico, dalla rappresentazione come numero intero a $16bit$ al corrispondente valore di temperatura, consiste in un cambio di formato da *integer* ($16bit$) a *real* ($32bit$), seguito dalla divisione per 10 di tale valore.

Temperatura in °C (1 digit = 0.1°C)	Unità di quantizzazione Decimale	Campo
> 1000.0	32767	Overflow
1000.0 850.1	10000 8501	Campo di sovracomando
850.0 0.0 −200.0	8500 0 −2000	Campo nominale
−200.1 −243.0	−2001 −2430	Campo di sottocomando
<−243.0	−32768	Underflow

Tab. 4.3: Rappresentazione del valore analogico per $Pt100$ standard ($\alpha = 0.00385°C^{-1}$), [16]

4.1.2 I segnali d'ingresso digitali

I segnali digitali e le conseguenti schede di I/O utilizzate in questa applicazione sono in logica $0 - 24\,V$ ($-30 \div 5\,V \leftrightarrow 0$; $13 \div 30\,V \leftrightarrow 1$), in conformità con il resto dell'hardware. Il ciclo di esecuzione del programma utente del PLC prevede all'inizio l'aggiornamento delle uscite digitali, secondo l'immagine delle uscite elaborata il ciclo precedente e l'aggiornamento dell'immagine degli ingressi secondo i valori presenti agli ingressi digitali. La velocità di aggiornamento dei dati digitali è quindi direttamente collegata alla durata media di esecuzione del programma T_C[3].

Solo il segnale digitale in uscita dall'*ARC detector* utilizza la logica TTL. Tale segnale è acquisito per mezzo di una apposita scheda contatore, che fornisce un conteggio espresso come numero binario a $32bit$, utilizzato nel range $0 \div 2^{32} - 1$.

[3]Tempo medio di esecuzione del programma ciclico, la cui durata non è ovviamente fissa, ma dipende da molteplici fattori (es. ramificazioni, cicli ripetitivi, interrupt, ecc.).

4.2 Analisi dei parametri dell'acquisizione

Si definiscono ora le grandezze d'interesse in ciascuna delle fasi di test (Tab.4.4), specificando i dispositivi attraverso i quali vengono rilevate, che fanno da interfaccia con il PLC.

FASE	GRANDEZZE					
	Temperatura	Pressione	Portata	Scariche elettriche	Potenza	
					Couplers	*Pick-up*
Baking	- 14 $Pt100$	- TPG256A e sensori (S_6), (S_7), (S_8)				
Couplers TEST	- 14 $Pt100$ - 4 $Pt100$ + DAT4135	- TPG256A e sensori (S_6), (S_7), (S_8)	- 2 misuratori di flusso KROHNE®	- *ARC detector*	- 4 schede LT5534®	
RFQ TEST	- 14 $Pt100$ - 4 $Pt100$ + DAT4135 - Lake shore® e sensori (S_9), (S_{10})	- TPG256A e sensori (S_6),(S_7),(S_8), (S_1) - IT23 e sensori (S_3),(S_4),(S_5)	- 2 misuratori di flusso KROHNE®	- *ARC detector*	- 4 schede LT5534®	- 15 schede LT5534® - 1 scheda AD8302®

Tab. 4.4: Strumentazione utilizzata per monitorate il sistema in ciascuna fase di test

Nelle prossime sottosezioni, per ciascuna delle grandezze sono riportate considerazioni e parametri di progetto, sulla base dei quali sono stati scelti sensori e trasduttori. Per ogni componente verranno inoltre esaminate le caratteristiche e la sequenza dei passaggi che portano al valore della grandezza misurata, al fine di verificare il grado di precisione e la frequenza di aggiornamento, che sarà valutata sia in relazione all'utilizzo dei dati per funzioni di controllo (quindi in termini di tempo di reazione), sia in relazione al salvataggio degli stessi nello storico.

Prima di procedere nell'analisi, vanno però anticipate alcune scelte strutturali del sistema di monitoraggio:

1. Al fine di velocizzare l'esecuzione del programma ciclico, la conversione dei segnali analogici acquisiti dalle schede ed il salvataggio dei valori scalati in DB (*Data Block*) avviene nell'OB35, ovvero in un blocco di codice eseguito in modo temporizzato ogni $100\,ms$. Questa soluzione consente di evitare l'esecuzione delle conversioni di scalatura ad ogni ciclo di programma, evitando pure di elaborare più volte lo stesso dato. Il programma principale utilizza quindi i valori delle grandezze salvati nei DB per svolgere le proprie funzioni. L'esecuzione in modo concentrato della conversione dei dati permette inoltre di avere una migliore relazione temporale tra i dati stessi, che si riferiranno con certezza ad istanti temporalmente vicini.

2. La gestione della visualizzazione e salvataggio dei dati è delegata al software $WinCC$. L'aggiornamento dei dati visualizzati tramite spie o numericamente avviene ad ogni cambiamento della variabile. La frequenza di salvataggio è invece soggetta ai tempi consentiti dall'archivio di $WinCC$, che è di un campione ogni $500\,ms$ per ogni singola variabile.

4.2.1 Acquisizione dei segnali di temperatura

Misure di temperatura con Pt100

Le sonde Pt100 sono impiegate nella misura della temperatura in diverse zone della bridge cavity o dell'RFQ. La funzionalità di tali misure è collegata per lo più a controlli su livelli di soglia, al fine di prevenire surriscaldamenti. Questo tipo di utilizzo dell'informazione e la dinamica lenta della grandezza non richiedono né un'elevata precisione (è sufficiente la discriminazione di $\pm 0.5°C$) né elevata frequenza di aggiornamento (inferiore all'Hz). Tuttavia, la registrazione dei valori di temperatura, in particolare durante il test dell'RFQ, consente di verificare le simulazioni termiche e fornire dati utili anche per lo sviluppo di una funzione di *self-tuning*. Per questo fine la precisione richiesta è ovviamente maggiore; il compromesso utilizzato è stato individuato in $\pm 0.25°C$. Per quel che riguarda il periodo di campionamento, sia per le funzioni di controllo che per il salvataggio dei dati, un tempo di aggiornamento nell'ordine del secondo appare sufficiente.

La precisione di questa misura dipende fondamentalmente dalla precisione della sonda $Pt100$ classe 1/3 DIN $IEC751$, che nel range $0 \div 100°C$ ha una tolleranza che varia linearmente nell'intervallo $\pm 0.1 \div 0.27°C$ (corrispondente a $\pm 0.04 \div 0.1\Omega$). Per quel che riguarda la precisione di misura del PLC, si ha solo informazione sulla risoluzione di $\pm 0.1°C$, ma non si conosce dettagliatamente l'elaborazione eseguita per passare dalla misura di resistenza al valore di temperatura. Ponendosi nel caso peggiore, si ha quindi che l'errore di misura sarà $\delta T \leq \pm 0.37°C$. Al fine di garantire la massima precisione è bene attivare le funzioni di filtraggio e se necessario anche di livellamento, la quale è utile per limitare la fluttuazione della prima cifra decimale.

L'acquisizione del dato da parte della CPU è ogni $100\,ms$. La scalatura si limita alla conversione del formato da numero intero a $16bit$ a numero reale a $32bit$ e successiva divisione per 10. Il tempo di aggiornamento della scheda è $t_A = 200\,ms$. Anche l'aggiornamento dei DB, inteso come scrittura nei DB di valori relativi ad istanti di campionamento differenti avviene in pratica ogni $200\,ms$. Ai fini del controllo il tempo di reazione è stimabile come $t_R \leq 300\,ms + 2 \cdot T_{C_{max}}$, con $T_{C_{max}}$ tempo massimo di esecuzione del programma ciclico. In $WinCC$ i corrispondenti valori di temperatura vengono registrati in archivio con la frequenza di un campione ogni $500\,ms$.

Misure di temperatura con Pt100 e modulo di conversione DAT4135

Questa sequenza di trasduzione è impiegata nella misura della temperatura dei circuiti di raffreddamento, in particolare quelli utilizzati nel test dell'RFQ per la funzione di *tuning* in frequenza. Per come è costituito attualmente il sistema, la funzione di *tuning* è gestita dallo *Skid*, che riceve i riferimenti in temperatura dal PLC. Per fornire riferimenti corretti, sia in modo manuale che attraverso una funzione automatica, è necessario acquisire le temperature dei circuiti di raffreddamento, con una precisione come minimo uguale a quella nominale per la regolazione dello *Skid* ($\pm 0.1°C$). In particolare ricordando la (2.9) si ha che tale l'errore è da considerare sulla differenza di temperature ΔT, pertanto la precisione richiesta in lettura per ogni singolo canale è di $\pm 0.05°C$. Per quel che riguarda il periodo di acquisizione, sia per il salvataggio che per il controllo, sono sufficienti tempi di nell'ordine del secondo.

Le sonde utilizzate in questa configurazione hanno una tolleranza 1/5 DIN $IEC751$, ovvero che varia linearmente tra $\pm 0.06 \div 0.16°C$ (corrispondente a $\pm 0.02 \div 0.05\Omega$), nel range $0 \div 100°C$.

Sono inoltre calibrate in coppia al fine di minimizzare gli errori nelle misure differenziali.

La risoluzione del segnale in uscita dal modulo $DAT4135$ (segnale $4 \div 20mA$) è $\Delta_I = \pm 7\mu A$; per utilizzarlo al meglio è quindi necessario scegliere il range di temperatura corrispondente ($T_{min} \div T_{max}$) il più stretto possibile ($50°C$ minimo consentito). Per la misura di temperatura dei circuiti di raffreddamento si sono fissati i valori limite ($T_{min} = 10°C$, $T_{max} = 60°C$), in questo modo si ha una risoluzione:

$$\Delta Q_T = \pm \frac{(60 - 10)}{(20 - 4)} \cdot 7 \cdot 10^{-3} = \pm 0.022\,°C\,. \tag{4.7}$$

Questa risoluzione evidenzia gli errori legati alla tolleranza della $Pt100$ e quelli legati alla linearità ed alla calibrazione del convertitore (dalle specifiche ciascuno dei due è $\leq 0.1\%$ del range d'ingresso). Nonostante questi errori corrispondano a $\pm 0.1°C$ nel caso peggiore, si sceglie comunque di trascurarli in questa analisi visto il limitato campo di impiego e la possibilità d'intervenire per modificare la calibrazione.

L'acquisizione dei segnali in corrente da parte del PLC avviene attraverso una scheda analogica a $16bit$. Applicando la (4.6), con $HI_{LIM} = 60°C$ e $LO_{LIM} = 10°C$ si ha che $\Delta Q_{T_{PLC}} = \pm 1.81 \cdot 10^{-3}\,°C$. L'errore di quantizzazione introdotto è quindi trascurabile, mentre possono pesare gli errori di linearità del campo d'ingresso $\delta_{Tlin} \leq \pm 0.02°C$. Anche in questo caso sono state attivate le funzioni di filtro per la soppressione dei disturbi.

L'analisi dell'errore nel caso peggiore evidenzia come fattore d'errore principale la tolleranza della sonda $Pt100$ ($\leq \pm 0.12°C$ nel range $10 \div 60°C$), mentre è oltremodo pessimistica per quanto riguarda gli altri fattori; (l'errore massimo $\leq \pm 0.12°C$ è determinato anche dall'aver allungato la catena di trasduzione). Si prevede però che un'attenta configurazione dei moduli di conversione, il ristretto campo d'impiego ed il vantaggio di avere sonde calibrate in coppia per fornire caratteristiche d'uscita il più possibile coincidenti, permetta comunque di avvicinarsi alle caratteristiche di precisione richieste, in particolare nella differenza di temperatura ΔT.

Riguardo il periodo di aggiornamento del dato, con la configurazione scelta la scheda analogica ha un $t_A = 260\,ms$, l'aggiornamento nel DB avviene quindi con periodo $t_{DB} \leq 300\,ms$. Il tempo di reazione per il controllo è stimabile $t_R \leq 360\,ms + 2 \cdot T_{C_{max}}$, mentre la frequenza di salvataggio in archivio è di un campione ogni $500\,ms$.

Misure della temperatura delle pompe criogeniche con Lake shore

La misura della temperatura del dito freddo delle pompe criogeniche ha come scopo fondamentale quello di monitorare il corretto funzionamento di queste; ovvero verificare che la temperatura rimanga nel range $10 \div 25K$. Se la temperatura supera i $25K$ è necessario procedere alla rigenerazione della pompa. Al fine di compiere questa funzione, le specifiche di precisione sono di $\pm 1K$. Per quel che riguarda i tempi di monitoraggio, ai fini del controllo sono sufficienti periodi nell'ordine dei secondi, mentre non c'è nessuna necessità di registrare tali valori, se non per identificare i periodi funzionamento o di rigenerazione della pompa durante l'analisi dei dati.

Dal *data sheet* dello strumento si ricava che l'accuratezza di misura, comprensiva dell'incertezza legata al sensore ed all'elettronica, è di $\pm 0.2K$. I parametri della caratteristica del

segnale analogico in uscita sono stati impostati con:

$$T_{min} = 0\,K \quad \leftrightarrow \quad 0\,V,$$
$$T_{max} = 320\,K \quad \leftrightarrow \quad 10\,V.$$

Va precisato che essendo il campo di funzionamento del sensore al silicio $10 \div 320\,K$, per temperature $\leq 10\,K$, il segnale d'uscita sarà comunque di $0\,V$. Tale errore è accettabile per le funzioni da svolgere, legate al superamento di una soglia di massimo.

La scheda analogica utilizzata per questo segnale è a $16bit$ e la conversione è di tipo lineare; utilizzando la (4.6) si ha che la risoluzione di misura è di $\pm 0.016\,K$, l'errore di quantizzazione è quindi trascurabile. Anche considerando ulteriori errori di non linearità della scheda la precisione di questa misura è ben entro i limiti di progetto.

Attivando comunque le funzioni di filtraggio il tempo di aggiornamento della scheda è $t_A = 260\,ms$, il tempo di aggiornamento dei DB è $t_{DB} \leq 300\,ms$, il tempo di reazione è $t_R \leq 360\,ms + 2 \cdot T_{C_{max}}$ e la frequenza di salvataggio è di un campione ogni $500\,ms$.

4.2.2 Acquisizione dei segnali di pressione

La misura ed il salvataggio dei valori di vuoto fornisce indicazioni sul livello di condizionamento delle superfici raggiunto, evidenziando fenomeni come un lento degasaggio o il verificarsi di scariche ripetitive. Inoltre tali misure vengono utilizzate per funzioni di *interlock* in potenza, attraverso confronto con soglie impostabili.

Al fine di collegare precisamente eventi di scarica o di *interlock* con repentini peggioramenti dei valori del vuoto, la frequenza di acquisizione e salvataggio dovrebbe essere la maggiore possibile, tuttavia in questo modo si appesantisce molto l'acquisizione andando a salvare un gran numero di valori coincidenti. Queste ragioni, unite alle difficoltà nel rilevare gli archi elettrici, hanno portato a fissare come compromesso una frequenza di acquisizione maggiore uguale di $2Hz$. Per quel che riguarda la precisione, per questa grandezza, le cui misure in $[mbar]$ sono espresse in potenze di 10, l'errore accettabile definito nel caso peggiore è $\sigma_P \leq 30\%$.

I segnali relativi a queste misure utilizzano un campo d'ingresso $0 \div 10\,V$ e vengono acquisiti con una scheda analogica a $13bit$. L'errore di quantizzazione sulla misura della tensione in ingresso è $\Delta V_{out} \leq \pm 2.9\,mV$, mentre l'errore limite d'esercizio per questa scheda è $\leq \pm 50\,mV$. Essendo la scala logaritmica per valutare il peso di tali errori è necessario passare per la derivata della funzione di conversione.

L'espressione generale per la caratteristica di conversione tensione/pressione è del tipo:

$$P = 10^{a \cdot (V_{out} - b)} \qquad [mbar]\,; \tag{4.8}$$

con a e b che dipendono dal sensore utilizzato secondo la Tab.4.5.

Parametro	Sensore			
	PKR261	IKR261	TTR90	ITR100
a	1.66	1.0	0.778	1.0
b	6.8253	10.5	6.143	11.0

Tab. 4.5: Coefficienti per la caratteristica di conversione tensione/pressione (4.8)

La conversione implementata è composta di due passaggi: il primo attraverso il quale, utilizzando la (4.5) con $HI_{LIM} = 10\,V$ e $LO_{LIM} = 0\,V$, si ricava la tensione V_{out} in uscita dal controller; il secondo in cui si elabora tale valore. Va precisato che non essendo disponibile la funzione 10^x nella CPU utilizzata, ciò che si è effettivamente implementato é:

$$P = e^{a\cdot(V_{out}-b)\cdot\ln(10)} \qquad [mbar]\,. \tag{4.9}$$

L'errore relativo (σ_P), commesso sulla misura di pressione, dipende dall'errore in acquisizione della scheda analogica (ΔV_{out}) secondo la seguente:

$$\sigma_P\,[\%] = \frac{d\,P(V_{out})}{d\,V_{out}} \cdot \Delta V_{out} \cdot \frac{1}{P(V_{out})} \cdot 100 = a \cdot \ln 10 \cdot \Delta V_{out} \cdot 100 \tag{4.10}$$

In Tab.4.6 sono riportati gli errori relativi alla misura di pressione. Questi errori, divisi a seconda della sonda utilizzata, sono quelli imputabili alla non corretta acquisizione del valore V_{out} da parte della scheda analogica.

Errore	Sensore			
	PKR261	IKR261	TTR90	ITR100
Quantizzazione	$\leq \pm 1.11\%$	$\leq \pm 0.67\%$	$\leq \pm 0.52\%$	$\leq \pm 0.67\%$
Massimo	$\leq \pm 19.11\%$	$\leq \pm 11.51\%$	$\leq \pm 8.96\%$	$\leq \pm 11.51\%$

Tab. 4.6: Errori, sulla misura di pressione, imputabili alla scheda analogica di acquisizione

Il tempo di aggiornamento di questa scheda è $t_A = 66\,ms$, da questo si ricava che i dati sono aggiornati nei rispettivi DB con un periodo $t_{DB} = 100\,ms$ e che il tempo di reazione per le funzioni di controllo è conseguentemente $t_R \leq 166\,ms + 2 \cdot T_{C_{max}}$. I dati sono salvati in archivio con la frequenza di un campione ogni $500\,ms$.

Vacuum gauges PKR261 e IKR261, con controller TPG256A

Questo controller ha un errore di linearità $\leq \pm 0.2\%$ sul segnale in uscita, ed un errore di *offset* $\leq \pm 20\,mV$, quindi nel caso peggiore (V_{out}=10 V) si avrà un errore $\leq \pm 40\,mV$ sul segnale in uscita. Và specificato che le caratteristiche pressione/tensione sono espresse in scala logaritmica e sono crescenti (es. si veda Fig.4.5), l'errore massimo si verifica quindi nella parte alta del grafico, nella quale non è richiesta la massima precisione.

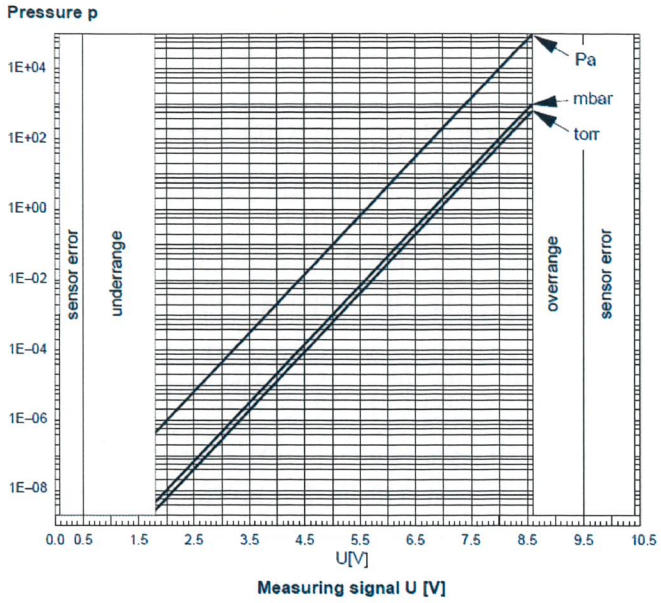


Fig. 4.5: Caratteristica di conversione per la *vacuum gauge* PKR261

Le *vacuum gauges* PKR261 e IKR261 lavorano rispettivamente nei range $5 \cdot 10^{-9} \div 1000\, mbar$ e $2 \cdot 10^{-9} \div 1 \cdot 10^{-2}\, mbar$. Le loro misure hanno una accuratezza $\approx \pm 30\,\%$ ed una riproducibilità $\approx \pm 5\,\%$. Questo significa che nonostante la misura assoluta possa essere imprecisa oltre i limiti di progetto, la lettura sarà comunque stabile, ed è possibile in linea di principio migliorarne la precisione assoluta attraverso la calibrazione con uno strumento più affidabile.

Vacuum gauges TTR90 e ITR100, con controller IT23

Per questo controller non vengono specificati nel *data sheet* parametri relativi ad errori nell' elaborazione dei segnali provenienti dalle *vacuum gauges*; pertanto si considerano trascurabili questi contributi.

Le *vacuum gauges* TTR90 e ITR100 lavorano rispettivamente nei range $5 \cdot 10^{-4} \div 1000\, mbar$ e $1 \cdot 10^{-10} \div 1 \cdot 10^{-1}\, mbar$. Le loro misure hanno una accuratezza $\approx \pm 10\,\%$ ed una riproducibilità $\approx \pm 2\,\%$. L'errore massimo è quindi inferiore ad una decade e la misura è stabile.

4.2.3 Acquisizione dei segnali di portata

La misura della portata è utilizzata oltre che per il confronto con valori di soglia, anche per la determinazione della potenza termica dissipata in cavità (2.6). Al fine di un valido confronto con altre misure della stessa potenza ottenute tramite (2.4) e (2.8), è necessario garantire per tutte un errore confrontabile. Per quanto riguarda la (2.6), ricordando che l'errore assoluto su ΔT è di $\pm 0.1°C$, con un valore nominale di $\Delta T \simeq 4°C$, questo corrispondente ad un errore relativo $\sigma_T = \pm 2.5\%$. Considerato che secondo la teoria di propagazione degli errori, l'errore relativo sulla misura di potenza ottenuta da (2.6) è $\sigma_{Pot} \simeq \pm(\sigma_T + \sigma_F)$, con σ_F errore relativo sulla misura di flusso. Il peso determinante di σ_T porta a non richiedere inutilmente una eccessiva

precisione, pertanto l'errore relativo fissato per questa misura è $\sigma_F \leq 0.5\%$. Visto l'utilizzo dell'informazione e la dinamica del fenomeno, la frequenza di acquisizione richiesta è nell'ordine dell'Hz.

Per queste misure si utilizzano dei flussimetri KROHNE®, che presentano un errore di misura $\leq \pm 0.5\,\%$, con una riproducibilità del $\pm 2\,\%$. Il segnale fornito dai flussimetri è in corrente $(4 \div 20\,mA)$ e viene acquisito con una scheda analogica a $16bit$. La conversione è di tipo lineare. Con l'impostazione dei corrispondenti campi d'ingresso di $0 \div 60\,m^3/h$ per il circuito freddo e $0 \div 33\,m^3/h$ per il circuito caldo, si ha che i rispettivi errori di quantizzazione sono:

$$\Delta Q_{cold} = 2.2 \cdot 10^{-3}\,[m^3/h] \qquad e \qquad \Delta Q_{warm} = 1.2 \cdot 10^{-3}\,[m^3/h];$$

quindi assolutamente trascurabili, come pure gli altri errori imputabili alla scheda.

La misura è quindi conforme alle specifiche di progetto in termini di precisione. Per quel che riguarda la frequenza di aggiornamento e salvataggio, si può far riferimento a quanto già detto per la misura di temperatura delle pompe criogeniche.

4.2.4 Acquisizione dei segnali dell'*ARC detector*

L'acquisizione ed il salvataggio delle informazioni sugli eventi di scarica è importante sia in fase operativa che in fase di analisi dei dati. Queste informazioni permettono di intervenire correggendo parametri di comando durante il condizionamento, oppure di collegare le scariche elettriche con le variazioni di altri parametri nell'analisi dei dati.

Oltre a quanto già detto in Sez.3.1 va precisato che, i segnali in uscita dai quattro moduli dell'*ARC detector* sono:

- 1 in logica TTL ($0\,V \leftrightarrow$ nessuna scarica, $5\,V \leftrightarrow$ scarica rilevata);
- 1 un valore analogico nel range $0 \div -3.5\,V$ inversamente proporzionale all'intensità luminosa della scarica rilevata;
- questi segnali sono di tipo impulsivo, con durata di circa $100\,\mu s$ per ogni scarica rilevata;
- una scarica viene rilevata se ha un'intensità luminosa $\geq 2\,lux$ e durata minima tra i 2 ed i $7\,\mu s$.

Il modulo d'interfaccia fornisce invece in uscita:

- i segnali TTL dei 4 moduli;
- un segnale TTL denominato *Global ARC* ottenuto come funzione logica OR dei segnali in uscita dai diversi moduli.

Lo sfruttamento massimo di queste informazioni permetterebbe di identificare ogni singola scarica (nei limiti di sensibilità dello strumento), determinare il punto in cui si è verificata, ed ottenere informazioni sulla sua intensità. Il progetto originale prevedeva di poter sfruttare queste informazioni, nel quale caso le caratteristiche del segnale imponevano una frequenza di acquisizione

di almeno $10\,kHz$, ovvero $t_A \leq 100\,\mu s$, non raggiungibile con nessuna scheda analogica per PLC. Un altro limite nel salvataggio in storico di queste informazioni è legato alla frequenza di archiviazione di *WinCC* (un campione ogni $500\,ms$).

Per superare queste problematiche è stato necessario operare, da un lato ridefinendo l'informazione significativa e dall'altro cercando il modo di estrarre la massima informazione nei limiti dell'hardware e del software a disposizione, valutando l'inserimento di ulteriori componenti (vedi App.A.1).

La soluzione scelta prende in considerazione la sola informazione di tipo digitale, concentrandosi esclusivamente sull'acquisizione del segnale *Global ARC*. Questo segnale, utilizzato parallelamente per la funzione di *interlock* in potenza, racchiude in se l'informazione sul totale delle scariche che si verificano (a meno che queste non si sovrappongano temporalmente). Attraverso la sua acquisizione si può quindi determinare ogni inabilitazione del segnale di potenza a causa di una scarica.

La logica seguita per l'acquisizione si basa sul conteggio dei fronti di salita del segnale TTL (corrispondente in linea di principio al numero di scariche n_{ARC}) in un determinato intervallo di tempo $T_{ARC} = 500\,ms$. In questo modo è possibile valutare il tempo per cui è stato inabilitato il segnale modulante per il comando di potenza ($n_{ARC} \cdot 100\,\mu s$). Tale dato può essere utile in fase di analisi, per spiegare eventuali discrepanze tra le misure di potenza media in cavità effettuate attraverso i *pick-up* e quelle determinate con il metodo calorimetrico.

Per questo tipo di realizzazione i passaggi richiesti sono:

1. L'inserimento di una scheda compatibile con il PLC in uso, con una frequenza di acquisizione tale da rilevare i fronti di salita degli impulsi in logica TTL di durata $100\,\mu s$. Tale scheda deve essere in grado di fornire ad ogni ciclo di programma l'aggiornamento del numero di fronti di salita rilevati.

2. La programmazione in *Step 7* di tale scheda al fine di gestire il trasferimento dei dati in un DB ad ogni ciclo di programma ed effettuare l'eventuale azzeramento del conteggio in prossimità dell'overflow.

3. L'acquisizione ed il salvataggio del conteggio totale in *WinCC*, oltre alla programmazione di una funzione, che ogni $500\,ms$, sottrae dal conteggio attuale quello precedente, tenendo conto dell'eventuale overflow, e salva nello storico il risultato (Fig.4.6).

Si noti che l'utilizzo del conteggio totale, in tutta la catena di acquisizione fino a *WinCC*, permette di limitare i comandi di reset del conteggio ai soli casi di overflow, semplifica il trattamento del dato nel PLC ed elimina la necessità di sincronizzare il trasferimento dei dati con l'aggiornamento della differenza dei conteggi. Infatti, effettuando il calcolo direttamente con valori acquisiti in *WinCC*, la certezza del loro spaziamento temporale è automatica.

La scheda individuata per questo scopo è il modulo di conteggio $FM\,350-1$, utilizzato tipicamente per applicazioni come il conteggio di impulsi provenienti da encoder. Le caratteristiche di questo componente sono:

- di accettare in ingresso segnali in logica TTL;

- di avere una frequenza di conteggio da 20 a 500 kHz, a seconda delle funzioni di filtraggio attivate;
- di fornire in uscita, nel funzionamento unipolare, un valore intero a 32bit tra 0 e $2^{32} - 1$;
- tale valore è trasferibile in un DB ad ogni ciclo del programma utente.

Queste caratteristiche soddisfano pienamente quelle richieste per il compito previsto, infatti in questo modo il conteggio indicherà esattamente il numero di fronti di salita del segnale *Global ARC*. Questo valore differisce dal numero di scariche totali solo nel caso in cui più scariche rilevate da moduli diversi si sovrappongano temporalmente. Inoltre il valore massimo del conteggio è tale per cui, anche se le scariche si ripetessero alla massima frequenza possibile (10 kHz), l'overflow si verificherebbe una volta ogni 5 giorni. Questa scelta, anche se costosa, riduce al minimo il numero di componenti da inserire, velocizzando le fasi di configurazione sia hardware che software.

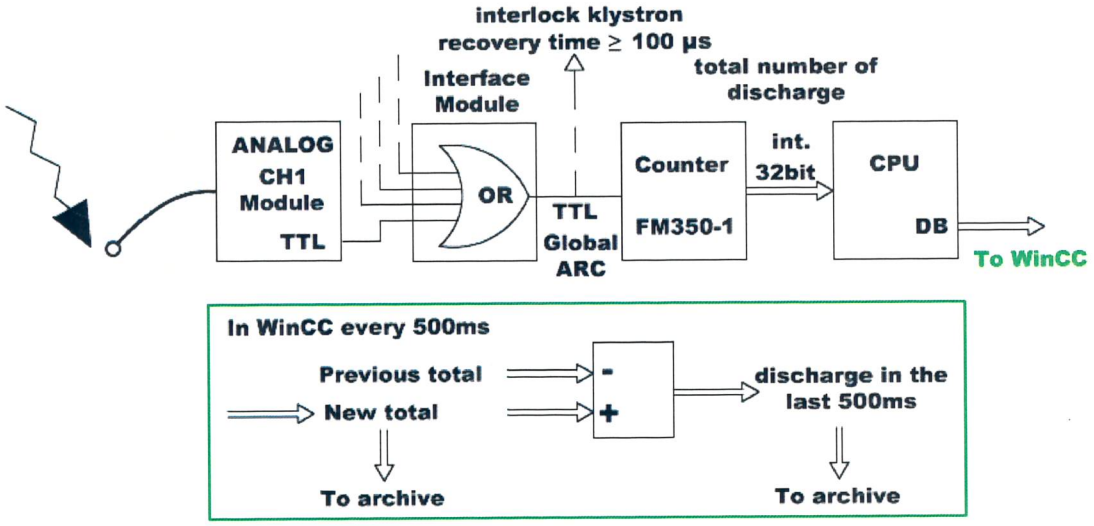


Fig. 4.6: Schema di principio del flusso dell'informazione associata alle scariche

4.2.5 Acquisizione dei segnali RF

Durante le fasi di *couplers* test e RFQ test si intende acquisire un certo numero di segnali RF. Nel test dei *couplers*, questi saranno solo un sottoinsieme di quelli necessari per il test dell'RFQ, per tanto questa sezione si concentrerà esclusivamente sulla fase più complessa.

I segnali di potenza dei *directional couplers* sono utilizzati per funzioni di monitoraggio della potenza in cavità e di controllo attraverso il confronto con soglie. Quelli provenienti dai *pick-up* sono invece impiegati nel calcolo di grandezze riguardanti il campo elettrico in cavità. La determinazione della precisione nella misura in potenza (errore relativo $\sigma_{Pot} \leq 1\%$) è stata ottenuta imponendo l'errore massimo desiderato sulle misure dei parametri del campo elettrico. In questa sezione sarà fornita la descrizione dei passaggi da eseguire sia per il calcolo dei parametri del campo elettrico, che per la determinazione dell'errore in potenza.

Nell'acquisizione e monitoraggio dei segnali di potenza è auspicabile operare con la massima frequenza di acquisizione possibile. In questo modo si ha la possibilità di osservare precisamente sia l'andamento delle grandezze durante il condizionamento della cavità, sia gli eventuali interventi dell'*interlock*. Il segnale di tensione in uscita da queste schede, ($0 \div 1.8\,V$ per la AD8302$_{®}$ e $0 \div 3\,V$ per la LT5534$_{®}$), ha caratteristiche temporali coincidenti con il segnale impulsato, che è usato per la modulazione del segnale di comando dell'amplificatore *Klystron*. Come già visto nella (2.8), uno dei modi per variare la potenza media in cavità in fase di condizionamento è agire sul *duty cycle*, quindi sui parametri durata dell'impulso t_P e periodo di ripetizione τ_P. La procedura di condizionamento non è definibile a priori, pertanto occorrerà operare sperimentalmente, ma è ragionevole pensare che all'inizio del condizionamento l'ordine di grandezza per t_P sia di frazioni di [ms], e quello di τ_P di decine di [ms]. Tali valori, ai limiti delle potenzialità del PLC, hanno imposto di rilassare alcune specifiche di progetto, inserire un componente hardware apposito e di considerare soluzioni particolari.

Le grandezze RF che si intende monitorare durante il test dell'RFQ sono rilevate attraverso 20 misure di potenza ed una misura di fase (Tab.4.7).

Misura	Simbolo	N. di segnali	Note
Potenza in ingresso dai *couplers*	P_{fwd1} P_{fwd2}	2	
Potenza riflessa	P_{rfl1} P_{rfl2}	2	
Potenza in cavità (*pick-up*)	$P_{cav}(i,j)$ $i = 1, 2, 3, 4$ $j = 1, 3, 5, 7$	16	il *pick-up* $(1,3)$ fa da riferimento
Sfasamento	*phase*	1	tra il *pick-up* $(1,3)$ ed uno dei segnali prelevati dai *coupler*

Tab. 4.7: Segnali RF misurati durante il test dell'RFQ

Gli indici (i,j) individuano il quadrante i e la posizione longitudinale j dove è collocato il *pick-up* dal quale si misura la potenza in cavità $P_{cav}(i,j)$ (Fig.4.7).

I segnali relativi a tutte queste misure sono in tensione. Si esamineranno ora gli schemi per la trasduzione delle grandezze (potenza e sfasamento) in segnali di tensione, determinando le caratteristiche di conversione per le diverse misure.

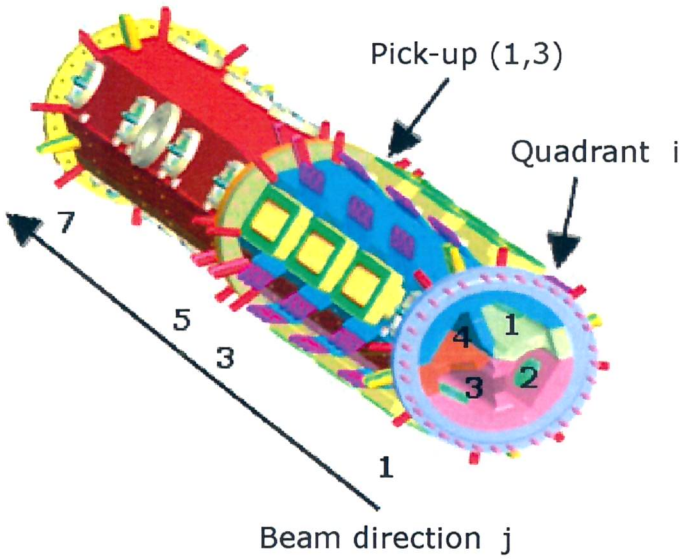


Fig. 4.7: Numerazione dei *pick-up* sull'RFQ

Potenza in ingresso e potenza riflessa

I segnali RF per queste misure di potenza sono prelevati dai *directional couplers* collocati sulle guide d'onda in prossimità dei *couplers*. Tali segnali vengono attenuati e successivamente convertiti in tensione dalle schede LT5534® (Fig.4.8).

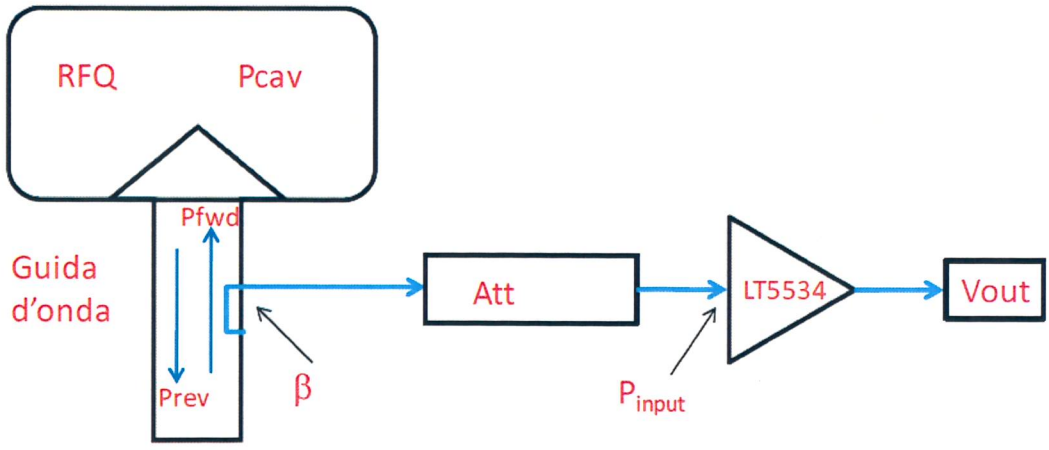


Fig. 4.8: Schema di trasduzione per i segnali di potenza diretta e riflessa

Le attenuazioni indicate riguardano in questo caso:

- $\beta = \beta_{fwd}\,[dB]$ = attenuazione del *directional coupler*;
- $Att = Att_{fwd}\,[dB]$ = attenuazione di cavi ed attenuatori dal *directional coupler* alla scheda.

La caratteristica di conversione della scheda LT5534® è $V_{out}[V] = a \cdot P_{input}\,[dBm] + b$ (Fig.4.9), perciò l'espressione per risalire alla potenza in $[kW]$ relativa a ciascun segnale è:

$$P_{fwd}\,[kW] = 10^{-6} \cdot 10^{\frac{\left(\frac{V_{out}-b}{a} + Att + \beta\right)\,[dBm]}{10}} \tag{4.11}$$

(NB: attenuazioni espresse in $[dB]$).
I parametri caratteristici della scheda sono: $a = 0.039 \div 0.041\,[V/dBm]$ e $b = 2.45\,[V]$.

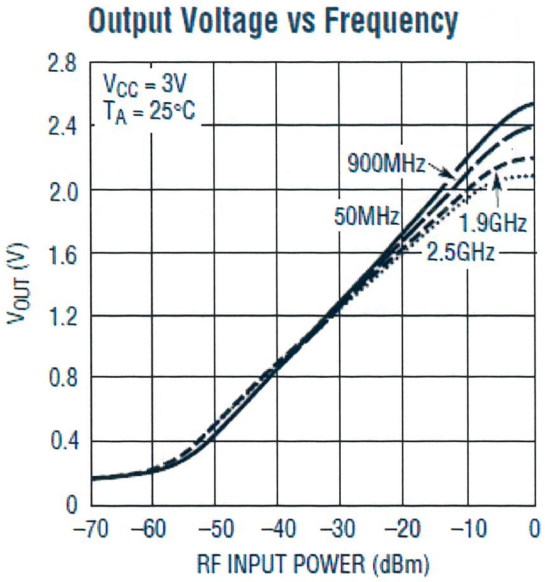


Fig. 4.9: Caratteristica di conversione della scheda LT5534® [18]

Potenza in cavità misurata dai pick-up

Per i 15 dei 16 *pick-up* installati sulla cavità, che utilizzano la scheda di conversione LT5534®, lo schema di trasduzione è quello riportato in Fig.4.10. La caratteristica di conversione, per la determinazione di $P_{cav}(i,j)$ è come nel caso precedente:

$$P_{cav}(i,j)\,[kW] = 10^{-6} \cdot 10^{\frac{\left(\frac{V_{out}-b}{a} + Att + \beta_{pu}\right)\,[dBm]}{10}} \tag{4.12}$$

con β_{pu} attenuazione del *pick-up* (i,j).

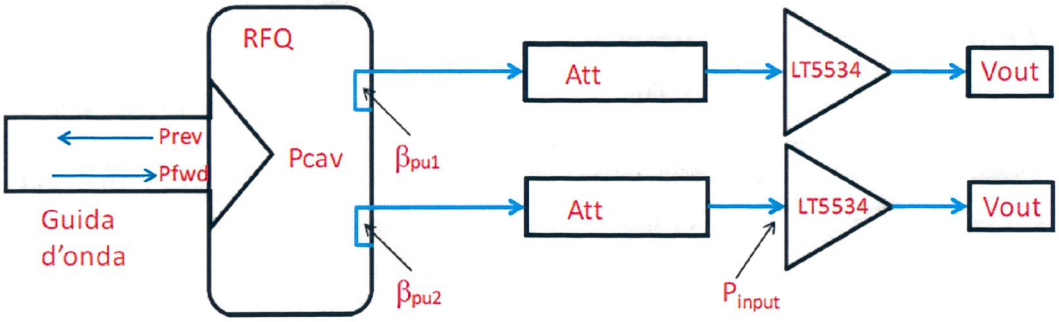


Fig. 4.10: Schema di trasduzione per i segnali di potenza in cavità misurata dai *pick-up*

Potenza in cavità e sfasamento misurati dal pick-up (1,3)

Il segnale prelevato dal *pick-up* $(1,3)$ è utilizzato, secondo lo schema in Fig.4.11, come riferimento per la misura di potenza in cavità, oltre che per la misura dello sfasamento rispetto uno dei segnali di potenza diretta provenienti dai *directional couplers*.

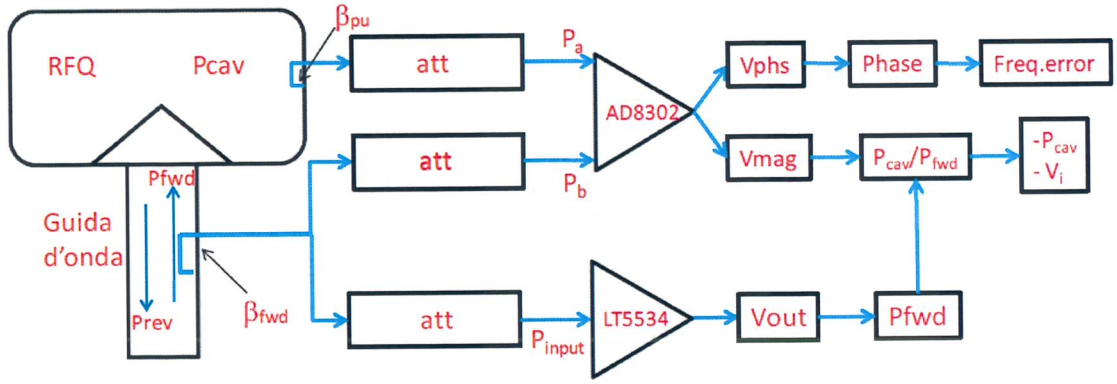


Fig. 4.11: Schema di trasduzione per i segnali di potenza e fase misurati dal *pick-up* $(1,3)$

La scheda AD8302® fornisce in uscita 2 tensioni (V_{phs} e V_{mag}), che sono legate allo sfasamento ed al rapporto in $[dB]$ tra i segnali in ingresso dalle espressioni:

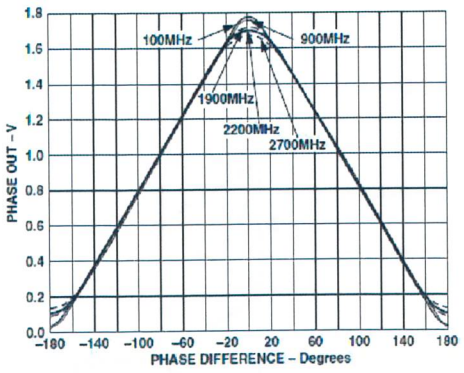
$$V_{phs} = m \cdot (phase + offset) + q \qquad con \quad phase \in (0 - offset \div 180 - offset)[°]; \tag{4.13}$$

$$V_{mag} = a \cdot 10\log_{10}\left(\frac{P_a}{P_b}\right) + b \qquad con \quad (P_a/P_b) \in (-30 \div 30)[dB]; \tag{4.14}$$

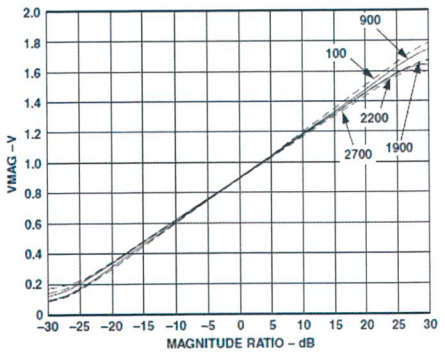
$$P_a = P_{cav}(1,3) \cdot \frac{1}{Att_{cav}} \cdot \frac{1}{\beta_{pu}} \qquad e \qquad P_b = P_{fwd} \cdot \frac{1}{Att_{fwd}} \cdot \frac{1}{\beta_{fwd}}; \tag{4.15}$$

(NB: attenuazioni espresse in modo lineare).

I parametri m, q, a e b sono caratteristici della scheda AD8302® è valgono: $m = -9.8\overline{3}[mV/°]$, $q = 1.8[V]$, $a = 0.0287 \div 0.029\,[V/dB]$ e $b = 0.915[V]$ (Fig.4.12).



TPC 25. Phase Output (VPHS) vs. Input Phase Difference, Input Levels -30 dBm, Frequencies 100 MHz, 900 MHz, 1900 MHz, 2200 MHz, Supply 5 V, 2700 MHz



TPC 1. Magnitude Output (VMAG) vs. Input Level Ratio (Gain) V_{INPA}/V_{INPB}, Frequencies 100 MHz, 900 MHz, 1900 MHz, 2200 MHz, 2700 MHz, 25°C, P_{INPB} = -30 dBm, (Re: 50 Ω)

Fig. 4.12: Caratteristiche di conversione per la fase ed il guadagno della scheda AD8302® [19]

Le caratteristiche di conversione per le misure della potenza e dello sfasamento in cavità sono:

$$P_{cav}(1,3)[kW] = 10^{\frac{V_{mag}-b}{a\cdot 10}} \cdot \frac{P_{fwd}[kW] \cdot Att_{cav} \cdot \beta_{pu}}{Att_{fwd} \cdot \beta_{fwd}}\,; \tag{4.16}$$

$$phase[^\circ] = \frac{V_{phs} - q}{m} - offset\,. \tag{4.17}$$

L'*offset* di fase è regolabile durante il cablaggio, operando sulla lunghezza dei conduttori per i due segnali RF, l'implementazione hardware attuale prevede $offset = 0^\circ$.

Elaborazione delle misure dei segnali RF

Elaborando queste misure si ricava lo scostamento in frequenza della cavità (4.18), che dà indicazione di come operare nel *tuning* per mezzo della temperatura dei circuiti di raffreddamento.

$$\begin{aligned} \Delta f =& f_{RF} - f_0 = \frac{f_0}{2Q_L}\tan(-phase)\,[kHz]\,; \\ f_0 = 352.2 \cdot 10^3\,[kHz],&\quad Q_L:\ fattore\ di\ merito\ "loaded"\ , impostabile\ via\ WinCC. \end{aligned} \tag{4.18}$$

Si ricavavano inoltre informazioni sui parametri caratteristici del campo elettrico. Con la (4.19) si calcola il voltaggio in corrispondenza del *pick-up* di riferimento (1,3), mentre con la (4.20) si calcolano quelli in corrispondenza di tutti i *pick-up* (Fig.4.13), normalizzati rispetto a quello del *pick-up* di riferimento.

$$\begin{aligned} AMPLITUDE(1,3)\,[kV] &= \frac{1}{k_{en}(1,3)\left[\sqrt{kJ/kV}\right]} \cdot \sqrt{\frac{Q_0 \cdot P_{cav}(1,3)[kW]}{\omega_0[Hz]}}\,; \\ \omega_0 = 2 \cdot \pi \cdot 352.2 \cdot 10^6\,[Hz],&\qquad Q_0 = 8100\ fattore\ di\ merito, \end{aligned} \tag{4.19}$$

$K_{en}(i,j)$ costanti geometriche ricavate da misure di campo a bassa potenza co il metodo del bead-pulling [14].

$$V(i,j)[kV] = \frac{1}{k_{en}(i,j)\left[\sqrt{kJ/kV}\right]} \cdot \sqrt{\frac{Q_0 \cdot P_{cav}(i,j)[kW]}{\omega_0[Hz]}} \cdot \frac{1}{AMPLITUDE(1,3)} \tag{4.20}$$

$$i = 1,\ 2,\ 3,\ 4 \qquad e \qquad j = 1,\ 3,\ 5,\ 7.$$

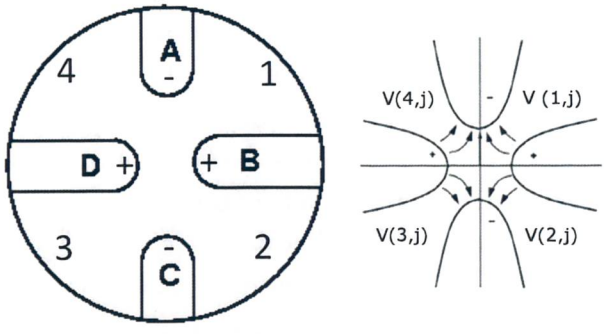


Fig. 4.13: Tensione $V(i,j)$ (non normalizzata) misurata dai *pick-up*

Dalle tensioni normalizzate sugli elettrodi (4.20), si ottengono le componenti modali del campo elettrico (le tensioni di quadrupolo, dipolo e di monopolo [13]) secondo le seguenti formule:

$$\Delta V_{quad}(j) = \frac{\frac{\sum_i V(i,j)}{2} - \frac{\sum_j \sum_i V(i,j)}{8}}{\frac{\sum_j \sum_i V(i,j)}{8}}, \qquad j = 1,\ 3,\ 5,\ 7, \tag{4.21}$$

$$V_{dip1}(j) = \frac{\frac{V(1,j) - V(3,j)}{\sqrt{2}}}{\frac{\sum_j \sum_i V(i,j)}{8}} \qquad e \qquad V_{dip2}(j) = \frac{\frac{V(2,j) - V(4,j)}{\sqrt{2}}}{\frac{\sum_j \sum_i V(i,j)}{8}} \tag{4.22}$$
$$j = 1,\ 3,\ 5,\ 7,$$

$$V_{mono}(j) = \frac{\frac{V(1,j) - V(2,j) + V(3,j) - V(4,j)}{2}}{\frac{\sum_j \sum_i V(i,j)}{8}}, \qquad j = 1,\ 3,\ 5,\ 7. \tag{4.23}$$

Determinazione delle caratteristiche richieste per l'acquisizione

Le caratteristiche di precisione richieste per le misure di potenza (errore relativo $\leq \pm 1\%$) si ricavano a partire dall'incertezza desiderata sulla determinazione delle variabili del campo elettrico. Fissato un errore relativo $\sigma_V(i,j) \leq \pm 0.5\%$ sulla misura della tensione $V(i,j)$ si ha che, a partire dalla (4.20), secondo la teoria di propagazione degli errori:

$$\begin{aligned} \sigma_V(i,j) &= \frac{d\,V(i,j)}{d\,P_{cav}(i,j)} \cdot \Delta P_{cav}(i,j) \cdot \frac{1}{V(i,j)} \\ &= \frac{\frac{Q_0}{\omega_0} \cdot \Delta P_{cav}(i,j)}{2 \cdot K_{en}(i,j) \cdot \sqrt{\frac{Q_0}{\omega_0} \cdot P_{cav}}} \cdot \frac{K_{en}(i,j)}{\sqrt{\frac{Q_0}{\omega_0} \cdot P_{cav}}} = \frac{1}{2} \cdot \sigma_{Pcav}(i,j)\,. \end{aligned} \tag{4.24}$$

Per quanto riguarda la precisione nella misura della fase, l'utilizzo per il calcolo dello scostamento in frequenza richiede che questa sia acquisita con la massima precisione possibile, o comunque tale da discriminare la risoluzione della regolazione in frequenza di $\pm 520\,Hz$. Da cui si ricava che:

$$\begin{aligned} |\Delta f| \leq 520[Hz] \quad &\Rightarrow \quad |phase| = \left| -\arctan\left(\Delta f \cdot \frac{2 \cdot Q_L}{f_0}\right)\right| \leq 0.677[^\circ] \\ &con \quad Q_L = 4000 \simeq \frac{Q_0}{2}\,. \end{aligned} \tag{4.25}$$

Le caratteristiche temporali di questi segnali sono le stesse del segnale modulante e la loro acquisizione è ovviamente significativa solo in corrispondenza dell'impulso di comando. Nel corso del test, ed in particolar modo durante la fase di condizionamento, i parametri t_P e τ_P che determinano il *duty cycle* del segnale impulsato, varieranno a partire da un *duty cycle* minimo ad uno massimo, per poi passare a $duty\ cycle[\%] = 100\%$ nell'ultima fase. Questi parametri sono definibili precisamente solo in fase operativa, ma è ragionevole supporre che avranno valori che all'inizio del condizionamento saranno nell'ordine di frazioni di [ms] per t_P e di decine di [ms] per τ_P. Anche se non c'è particolare interesse a garantire l'acquisizione dei segnali in corrispondenza ad ogni impulso, va comunque mantenuta una frequenza di acquisizione il più elevata possibile, compatibilmente con lo svolgimento delle altre attività da parte del PLC.

Va inoltre precisato che, mentre i segnali di potenza misurati dai *directional coupler* vanno acquisiti con la massima velocità sia in fase di condizionamento in impulsato che durante il funzionamento in continua, perchè collegati a funzioni di *interlock* di potenza, i segnali relativi ai *pick-up*, per valutare le caratteristiche del campo elettrico, verranno considerati solo nel funzionamento in continua (CW o *duty cycle* = 100%). La scelta finale è stata però di acquisire con la massima frequenza possibile anche i 2 segnali (uno di fase ed uno di ampiezza) dal *pick-up* di riferimento, così da avere a disposizione una misura diretta della potenza in cavità.

Soluzione individuata per l'acquisizione dei segnali RF

Anche per l'acquisizione di questi segnali si sono valutate alcune alternative prima di arrivare ad una soluzione che sia di compromesso tra le specifiche richieste e le potenzialità dell'hardware a disposizione (vedi App.A.2).

Escluso l'inserimento di hardware ad hoc, si è deciso di sfruttare al massimo le caratteristiche di quanto offerto dalla componentistica compatibile presente in commercio. Secondo quanto detto in Sez.4.1.1, per l'acquisizione di segnali analogici del tipo descritto le caratteristiche temporali della scheda e del resto del sistema dovrebbero garantire:

1. Un tempo di aggiornamento $t_A < 1/2 \cdot t_P$, altrimenti non vi è la certezza di avere una acquisizione valida[4] (Fig.4.14). In questo modo all'interno di un impulso cade sempre almeno un intervallo di aggiornamento il che garantisce che l'acquisizione sia avvenuta in modo corretto per tutti i canali. Fissando ad esempio un $t_P = 1\,ms$ questo implica $t_A < 500\,\mu s$.

2. Nell'ipotesi di avere una scheda analogica sufficentemente veloce, è necessario riuscire a distinguere l'intervallo t_A in cui avviene un'acquisizione valida.

3. È necessario lo sviluppo di una strategia di sincronizzazione che permetta la lettura degli ingressi da parte del programma solo nel momento in cui sono disponibili valori validi.

Il componente compatibile con il resto del sistema è stato individuato nell'unità analogica denominata *high speed*. Le caratteristiche principali di questa scheda sono:

- 8 canali d'ingresso in 4 gruppi;
- risoluzione $13 + 1\,bit$;
- tempo base di conversione $t_C = 52\,\mu s$;

[4] un'acquisizione è valida se effettuata in corrispondenza ad un impulso del segnale di comando, ovvero se l'intervallo $t_A \subset t_C$, indipendentemente dal valore di potenza attuale che può essere nullo per l'intervento di un *interlock*

- tempo base di esecuzione t_A variabile a seconda della frequenza per la quale è attivata la soppressione dei disturbi:

$$\begin{array}{ccc} t_A & & frequenza filtrata \\ 420\,\mu s & \leftrightarrow & nessuna \\ 2.5\,ms & \leftrightarrow & 400\,Hz \\ 16.7\,ms & \leftrightarrow & 60\,Hz \\ 20\,ms & \leftrightarrow & 50\,Hz \end{array} \tag{4.26}$$

- campi di misura in tensione ($\pm 1\,V$, $\pm 5\,V$, $\pm 10\,V$, $1 \div 5\,V$)
- sorveglianza del valore limite impostabile per 2 canali (canali 0 e 2);
- *interrupt* di processo impostabile in caso di superamento del valore limite.

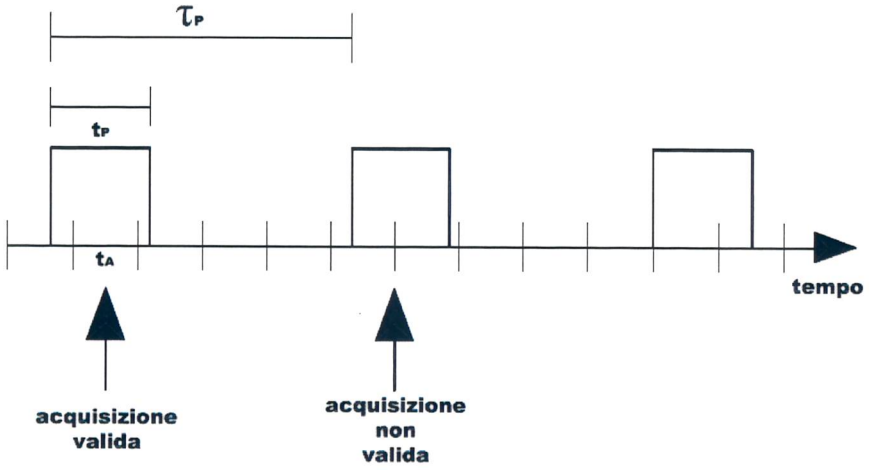


Fig. 4.14: Relazione temporale tra il segnale impulsato ed il ciclo di aggiornamento di una scheda analogica, senza sincronizzazioni e con $t_A > 1/2 \cdot t_P$

È subito evidente che il tempo di aggiornamento t_A pone un limite sulla durata minima dell'impulso di comando rilevabile, che dovrà essere $t_P \geq 2 \cdot t_A = 840\,\mu s$. Di conseguenza, nel caso in cui in fase di condizionamento si decida di utilizzare impulsi di durata inferiore a $840\,\mu s$, si dovrà tener conto che non sarà garantita l'affidabilità dei dati, in quanto si potrebbero verificare acquisizioni non valide.

Una volta garantito che i dati possano essere acquisiti correttamente dalla scheda analogica, il passo fondamentale sta nel riuscire a distinguere i dati relativi all'intervallo t_A di interesse (ovvero quello in cui l'acquisizione è stata valida). Non è ovviamente pensabile di effettuare tale discriminazione via software, caricando nella CPU i dati relativi ad ogni intervallo t_A. Tale operazione oltre ad essere impraticabile a causa del tempo di ciclo del programma (che dovrebbe essere altrimenti $\leq 420\,\mu s$), non permette di distinguere gli intervalli in cui si è verificato un *interlock* da quelli in cui non è presente l'impulso di comando.

La via per risolvere questa questione è stata individuata negli *interrupt* di processo determinati dal superamento di un valore di soglia, che provocano l'interruzione del programma ciclico

per permettere l'esecuzione della *routine* di *interrupt* denominata $OB40$. All'interno della routine i dati memorizzati nella scheda saranno prima trasferiti alla CPU e poi convertiti nelle corrispondenti grandezze e salvati in DB.

La funzione di *interrupt* verifica se in un canale è stato acquisito un valore in tensione superiore ad una soglia impostabile. Il confronto è effettuato dalla scheda analogica sulla base del valore intero salvato nella memoria interna. Non c'è quindi l'intervento di un comparatore di soglia hardware e non vi è neppure indicazione dell'istante in cui avviene il confronto, se appena dopo l'acquisizione del valore relativo al canale di interesse o al termine del ciclo di aggiornamento t_A (Sez.7.1).

Volendo acquisire i dati anche in corrispondenza dell'intervento di un *interlock*, il quale implica potenza in cavità nulla, si è scelto di utilizzare un segnale generato ad hoc per il canale collegato al lancio dell'*interrupt*. Le caratteristiche di tale segnale saranno:

1. Forma d'onda di tipo impulsivo, di durata complessiva τ_I, costituita da un impulso di ampiezza $V_I \neq 0$ e durata t_I, seguito da un intervallo di durata $\tau_I - t_I$ in cui il segnale rimane a $0\,V$, (segnale verde in Fig.4.15).

2. Tensione di picco V_I variabile, così da poter variare il rapporto V_{SI}/V_I senza modificare il livello di soglia V_{SI}, impostato in fase di configurazione della scheda.

3. La generazione dell'impulso sarà sincronizzata con il segnale modulante e sfasata rispetto a questo di un Δt regolabile. Eventuali picchi del segnale modulante che si verificano mentre è gia attivo l'impulso di sincronismo non vengono considerati. Per la generazione di un secondo impulso è necessario attendere per un tempo t_{att} l'arrivo di un nuovo impulso del segnale modulante (Fig.4.15).

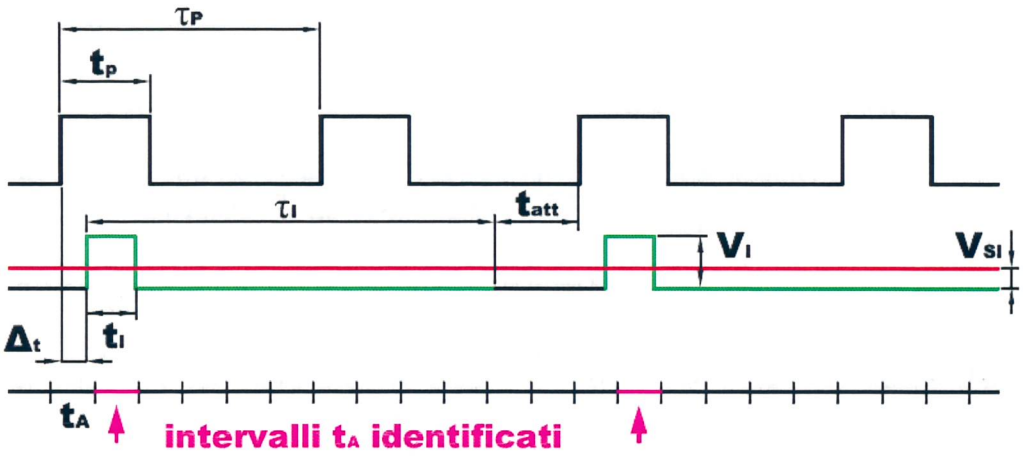


Fig. 4.15: Relazione temporale tra il segnale modulante, il segnale di sincronismo ed il ciclo di acquisizione della scheda analogica

Fissate dunque le caratteristiche temporali del segnale modulante, sarà la calibrazione dei parametri t_I, τ_I, Δt e V_{SI}/V_I del segnale di sincronismo a determinare le proprietà dell'acquisizione (Sez.7.1). La scelta di questi parametri è il punto cruciale per far sì che l'intervallo t_A,

a cui si riferiscono i valori trasferiti alla CPU durante la routine di *interrupt*, sia effettivamente un intervallo interamente compreso in t_P. Va precisato comunque, che anche durante il funzionamento in continua l'acquisizione di questi segnali avverrà con il meccanismo di interrupt, sfruttando un segnale di sincronismo appositamente creato.

Per il momento è sufficiente sapere che il periodo di acquisizione di questi segnali è determinato fondamentalmente da τ_I, che definisce un fattore di decimazione $D = \lceil \tau_I / \tau_P \rceil$ (numero intero arrotondato per eccesso). In pratica i dati verranno acquisiti con la frequenza di un campione ogni D impulsi del segnale modulante, ovvero con un periodo:

$$\begin{gathered} \tau_{ACQ} = \tau_I + t_{att} + \Delta t \qquad con \qquad \tau_I = D \cdot \tau_P - t_{att} - \Delta t \\ per\ cui \\ \tau_{ACQ} = D \cdot \tau_P - t_{att} - \Delta t + t_{att} + \Delta t = D \cdot \tau_P \,. \end{gathered} \tag{4.27}$$

Per la fase operativa si scelto di mantenere sempre un fattore di decimazione sufficiente a garantire $\tau_{ACQ} > T_C$, in modo che vi sia al più un evento di *interrupt* per ciclo di programma. Appare comunque sensato porre un limite massimo di 50 campioni al secondo, corrispondenti a $\tau_{ACQ} = 20\,ms$. La migliore configurazione dei parametri ad oggi determinata è riportata in Tab.7.3. Per quanto riguarda il tempo di reazione (ovviamente solo nel caso in cui i campioni del dato che eccedono la soglia siano tra quelli acquisiti), la sua stima dipende principalmente da come è stato implementato il software, ma in linea di principio, con una sequenza di valori acquisiti che eccedono la soglia, il tempo di reazione stimabile è $t_R \leq \tau_{ACQ} + 2 \cdot T_C$ nel caso peggiore.

Il salvataggio nello storico di queste grandezze avviene con una frequenza di un campione ogni $500\,ms$. Lo sviluppo di una struttura dati apposita per il trasferimento di una maggior mole di dati con la stessa frequenza temporale, ai fini di aumentare l'effettiva frequenza di salvataggio, è uno dei prossimi sviluppi del progetto (App.A.3).

Verifica della precisione sulle misure di segnali RF

Nelle valutazioni che seguono ci si concentrerà esclusivamente sugli errori di acquisizione imputabili al PLC, trascurando la prima parte della catena di trasduzione costituita dalle schede di conversione. Si considereranno le sole acquisizioni effettuate dalla scheda *high speed*, essendo questa quella con il minor numero di *bit* utili alla quantizzazione.

La scheda analogica *high speed* a $14\,bit$ è utilizzata nel campo di ingresso $\pm 5\,V$, per tanto secondo la (4.3) si ha che l'errore di quantizzazione corrispondente al bit meno significativo è $\Delta Q = \pm 0.723\,mV$. Và inoltre specificato, che tramite verifiche sperimentali, si è appurato che l'acquisizione dei valori di tensione avviene con una precisione corrispondente a ΔQ solo nel caso in cui si sia impostato $t_A = 20\,ms$. Impostando invece $t_A = 420\,\mu s$, l'errore riscontrato è quantificabile a livello dei $4 - 5\,bit$ meno significativi, corrispondenti a $\pm 15 \div 32 \cdot \Delta Q$, ovvero $\pm 10.84 \div 22.42\,mV$. In base a questi dati si è scelto di utilizzare la scheda impostando il tempo di aggiornamento $t_A = 420\,\mu s$ durante il funzionamento in impulsato e $t_A = 20\,ms$ nel funzionamento in continua.

La conversione dal valore intero alla grandezza da misurare (potenza o sfasamento) è effettuata in due passaggi: nel primo è eseguita una scalatura lineare per determinare il valore di tensione; nella seconda questo valore viene utilizzato per risalire alla grandezza d'interesse secondo le formule presentate.

Errore sulle misure dei segnali di potenza acquisiti con schede LT5534®

L'errore relativo per le misure di potenza (P_{fwd}, $P_{cav}(i,j)$), effettuate con schede LT5534® (4.11), imputabile ad un errore di acquisizione della tensione $\pm\Delta V_{out}$, si ottiene come:

$$\begin{aligned} \sigma_{P_{LT}} &= \frac{d\,P(V_{out})}{d\,V_{out}} \cdot \Delta V_{out} \cdot \frac{1}{P(V_{out})} \\ &= \frac{\ln(10) \cdot P(V_{out})}{10 \cdot a} \cdot \Delta V_{out} \cdot \frac{1}{P(V_{out})} \\ &= \frac{\ln(10)}{10 \cdot a} \cdot \Delta V_{out} = 5.75 \cdot \Delta V_{out} \\ &con \quad a = 0.04[V/dBm]\,; \end{aligned} \tag{4.28}$$

si ha quindi che la condizione $\sigma_{P_{LT}}[\%] \leq \pm 1\%$ implica $\Delta V_{out} \leq \pm 1.74\,mV$, corrispondente a variazioni dei $2\,bit$ meno significativi. Secondo la (4.28) si ha invece che variazioni dei $4-5\,bit$ meno significativi corrispondono ad errori $\sigma_{P_{LT}}[\%] \leq \pm 6.23 \div 12.88\%$ nel caso peggiore.

Nella fase di condizionamento, in cui si utilizzeranno queste schede per le sole misure dei segnali provenienti dai *directionel couplers*, un errore relativo nell'ordine di $\pm 10\%$ per le misure di potenza diretta e riflessa può essere comunque accettato, và tenuto presente che tale errore comporterà di conseguenza un'imprecisione $\leq \pm 20\%$ sul valore della potenza in cavità (2.7). Durante il funzionamento in continua, quando si avrà $t_A = 20\,ms$ le specifiche di precisione saranno invece rispettate.

Errore sulla misura del segnale di potenza acquisito con la scheda AD8302®

L'errore relativo per la misura di potenza effettuata dal *pick-up* di riferimento ($P_{cav}(1,3)$), con schede AD8302® (4.16), è funzione sia dell'errore di acquisizione della tensione V_{mag}, che dell'errore nella determinazione della potenza P_{fwd}, utilizzata per il confronto.

L'errore relativo imputabile ad una imprecisione ΔV_{mag} sulla misura della tensione è:

$$\begin{aligned} \sigma_{P_{AD}}^{V_{mag}} &= \frac{\partial\,P(V_{mag}, P_{fwd})}{\partial\,V_{mag}} \cdot \Delta V_{mag} \cdot \frac{1}{P(V_{mag}, P_{fwd})} \\ &= \frac{\ln(10)}{10 \cdot a} \cdot \Delta V_{mag} = 7.94 \cdot \Delta V_{mag} \\ &con \quad a = 0.029[V/dB]\,; \end{aligned} \tag{4.29}$$

da cui si ricava che: $\sigma_{P_{AD}}^{V_{mag}}[\%] \leq \pm 1\%$ implica $\Delta V_{mag} \leq \pm 1.26\,mV$; mentre un errore $\Delta V_{mag} = \pm 10.84 \div 22.42\,mV$ corrisponde ad un $\sigma_{P_{AD}}^{V_{mag}}[\%] \leq \pm 8.6 \div 17.8\%$ nel caso peggiore.

L'errore relativo dovuto ad una imprecisione ΔP_{fwd} sulla misura della potenza è:

$$\begin{aligned}\sigma_{P_{AD}}^{P_{fwd}} &= \frac{\partial P(V_{mag}, P_{fwd})}{\partial P_{fwd}} \cdot \Delta P_{fwd} \cdot \frac{1}{P(V_{mag}, P_{fwd})} \\ &= \frac{P(V_{mag}, P_{fwd})}{P_{fwd}} \cdot \Delta P_{fwd} \cdot \frac{1}{P(V_{mag}, P_{fwd})} \\ &= \sigma_{P_{fwd}} \simeq \sigma_{P_{LT}} ;\end{aligned} \tag{4.30}$$

considerando, nella misura di P_{fwd}, il solo errore nell'acquisizione della tensione V_{out}.

L'errore relativo complessivo $\sigma_{P_{AD}}$ si può ottenere come:

$$\sigma_{P_{AD}} = \sigma_{P_{AD}}^{V_{mag}} + \sigma_{P_{AD}}^{P_{fwd}} . \tag{4.31}$$

Si avrà quindi, che in fase di condizionamento, in cui si opererà con $t_A = 420\,\mu s$, l'errore relativo sulla misura della potenza in cavità effettuata dal *pick-up* di riferimento, considerando i soli errori sull'acquisizione delle tensioni (V_{mag} e V_{out}), sarà: $\sigma_{P_{AD}} \leq \pm 15 \div 30\%$ nel caso peggiore. Mentre durante il funzionamento in continua, con $t_A = 20\,ms$, la condizione

$$\sigma_{P_{AD}} \leq 1\% \qquad \Rightarrow \qquad \sigma_{P_{AD}}^{V_{mag}} \leq \pm 0.5\% \quad e \quad \sigma_{P_{AD}}^{P_{fwd}} \leq \pm 0.5\%$$

corrispondenti a

$$\Delta V_{mag} \leq \pm 0.63\,mV \quad e \quad \Delta V_{out} \leq \pm 0.87\,mV .$$

Compatibili con l'errore di quantizzazione $\Delta Q = \pm 0.723\,mV$.

Errore sulla misura del segnale di fase con schede AD8302®

Nel tratto di caratteristica lineare, in cui vale la (4.17), per avere una risoluzione sulla determinazione della fase $\delta phase \leq \pm 0.677°$ (4.25), la corrispondente sensibilità nella determinazione della tensione V_{phs} deve essere tale che:

$$\delta phase(V_{phs}) = \frac{d\,phase(V_{phs})}{d\,V_{phs}} \cdot \delta V_{phs} = \frac{1}{m} \cdot \delta V_{phs} = -101.7 \cdot \delta V_{phs} \leq \pm 0.677° , \tag{4.32}$$

da cui si ricava

$$\delta V_{phs} \leq \pm 6.66\,mV,$$

il che è ampiamente verificato nel funzionamento in continua quando $t_A = 20\,ms$.
In questo tratto della caratteristica, l'errore di quantizzazione $\Delta V_{phs} \leq \pm 0.723\,mV$ (circa un decimo della risoluzione desiderata) è trascurabile ai fini della precisione voluta per la misura.

Non essendo però ancora implementato un valore di $offset$ via hardware, e desiderando rilevare comunque valori di fase nell'intorno dello zero, si è dovuto ricorrere ad un'approssimazione della caratteristica $V_{phs}(phase)$ con una funzione quadratica, per valori di tensione superiori a $1.6\,V$ (corrispondenti a $\pm 25°$). Definendo momentaneamente $V_{phs}(phase) = y(x)$, le condizioni

poste per la determinazione della caratteristica sono:

$$\begin{cases} y(x) = ax^2 + c \\ y(-25) = y(25) = 1.6 \\ y(0) = 1.76 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} c = 1.76 \\ a = -0.256 \cdot 10^{-3} \end{cases}$$

Ponendo inoltre il vincolo di continuità tra la caratteristica lineare e quella quadratica si ha che:

$$y'(x) = -0.000512 \cdot x = m = -0,00983\overline{3} \Rightarrow x = \pm 19.2° ;$$

a seconda che ci si trovi nell'intervallo $-180 \div 0°$ $(-)$ o $0 \div 180°$ $(+)$. Si ha quindi che la funzione di conversione sarà:

$$phase(V_{phs}) = \begin{cases} \pm\sqrt{\frac{V_{phs}-1.76}{-0.256 \cdot 10^{-3}}} & se\ V_{phs} > 1.6\,V \\ \\ \pm\frac{V_{phs}-q}{m} & se\ V_{phs} \leq 1.6\,V \end{cases} \tag{4.33}$$

Il valore $V_{phs} = 1.6\,V$ costituisce il punto di scambio tra l'utilizzo delle caratteristiche. In questo caso vista l'assenza di un *offset*, la discriminazione del segno positivo deve avvenire attraverso un algoritmo software.

Nel tratto di caratteristica quadratica, con $t_A = 20\,ms$, l'errore in fase determinato dall'errore di quantizzazione $\Delta V_{phs} = 0.723\,mV$, in corrispondenza del valore vero $phase = 0°$ (quindi nel caso peggiore) è:

$$\Delta phase = \sqrt{\frac{-\Delta V_{phs}}{-0.256 \cdot 10^{-3}}} = \pm 1.68° \tag{4.34}$$

corrispondente a $1290\,Hz$, che esce dalla sensibilità richiesta. Per tanto visti i vantaggi in termini di risoluzione, la facilità in fase di conversione, ma soprattutto la possibilità di discriminare efficacemente tra valori di fase positivi e negativi, si propende perchè venga implementata la modalità che prevede l'utilizzo di un offset, al fine di lavorare in uno dei tratti lineari della caratteristica.

Per realizzare uno sfasamento di 90°, tra i segnali RF in ingresso alla scheda, la differenza tra le lunghezze dei due conduttori dovrà essere:

$$\Delta l = \frac{c\,[m/s]}{4 \cdot f_0[Hz]} \simeq 0.213\,[m]; \tag{4.35}$$

$$con\ c = 299792458\,[m/s]\ velocità\ della\ luce.$$

Per calibrare la conversione in (4.17), sarà necessario misurare lo sfasamento effettivamente ottenuto con un oscilloscopio.

In Tab.4.8 si riassumono le principali caratteristiche per le misure ottenute tramite l'acquisizione dei segnali dai vari sensori e trasduttori. Il tempo massimo di ciclo $T_{C_{max}}$ rimane indicato inquanto non definibile a priori, si ricorda comunque che nella CPU è impostabile un limite massimo per la funzione di controllo del tempo di ciclo.

Sensore	**Errore massimo**	**Tempo di aggiornamento t_A**	**Tempo di reazione t_R massimo**	**Note**
$Pt100$	$\pm 0.37°C$	$200\,ms$	$300\,ms + 2 \cdot T_{C_{max}}$	
$Pt100$ con $DAT4135$	$\pm 0.12°C$[5]	$260\,ms$	$360\,ms + 2 \cdot T_{C_{max}}$	
Lake shore	$\pm 0.2K$	$260\,ms$	$360\,ms + 2 \cdot T_{C_{max}}$	
$TPG256A$ con $IKR261$ e $PKR261$	accuratezza $\pm 30\%$ riproducibilità $\pm 5\%$	$66\,ms$	$166\,ms + 2 \cdot T_{C_{max}}$	
$IT23$ con $TTR90$ e $ITR100$	accuratezza $\pm 10\%$ riproducibilità $\pm 2\%$	$66\,ms$	$166\,ms + 2 \cdot T_{C_{max}}$	
flussimetri KROHNE®	trascurabile	$260\,ms$	$360\,ms + 2 \cdot T_{C_{max}}$	
ARC detector	si distinguono scariche distanti almeno $100\,\mu s$	T_C	$2 \cdot T_{C_{max}}$	si conta il numero di scariche
potenza $LT5534$®	$\pm 1\%$	$20\,ms$ o $260\,ms$	$\tau_{ACQ} + 2 \cdot T_{C_{max}}$	a seconda delle schede
potenza	$\pm 6.23 \div 12.88\%$	$420\,\mu s$		
potenza	$\pm 15 \div 30\%$	$420\,\mu s$	$\tau_{ACQ} + 2 \cdot T_{C_{max}}$	acquisizione comandata dal segnale di interrupt
potenza $AD8302$®	$\pm 1\%$	$20\,ms$		
fase	trascurabile nel tratto lineare	$20\,ms$		
fase	$\pm 1.68°$ intorno allo 0	$20\,ms$		

Tab. 4.8: Caratteristiche di precisione e tempo di reazione per le misure derivate dai segnali acquisiti

[5] L'attenta configurazione dei convertitori, il ristretto campo d'impiego ed il vantaggio di avere sonde calibrate in coppia, fanno presupporre che l'errore effettivo sia vicino a $\pm 0.05°C$ in particolare per ΔT

4.3 Gestione dei segnali in uscita

I segnali in uscita per il sistema in esame sono sia di tipo digitale ($0-24\,V$), sia di tipo analogico ($4 \div 20\,mA$).

Le uscite digitali sono utilizzate per il comando delle diverse utenze e per l'emissione di segnali (es. segnale di *interlock*). A valle di queste si è scelto di utilizzare in ogni caso dei relè di interfaccia, per realizzare un'ulteriore divisione dei circuiti. L'impostazione del valore di queste uscite nel programma può avvenire come risultato di una sequenza logico combinatoria o con l'utilizzo delle istruzioni *set* e *reset*.

Per quanto riguarda le uscite analogiche, nel sistema in esame queste sono solo 3 e servono a fornire i riferimenti di temperatura allo *Skid*. Nel programma, l'impostazione dei valori per le uscite analogiche passa prima per una conversione inversa a quella effettuata per gli ingressi analogici. Definita la corrispondenza tra il range di valori assumibili dall'uscita (es. $4 \div 20\,mA$, $0 \div 10V$) ed il range della grandezza ad essa collegata ($LO_{LIM} \div HI_{LIM}$ es. $0 \div 100°C$), il valore dell'uscità (out), espresso nell'unità di misura desiderata, viene convertito in un numero intero a $15 + 1\,bit$ (OUT_{int}) attraverso la formula:

$$OUT_{int} = \left[\frac{(out - LO_{LIM})}{(HI_{LIM} - LO_{LIM})} \cdot (K_2 - K_1)\right] + K_1\,; \tag{4.36}$$

con

$K_1 = 0\,,\ K_2 = 27648$ *nel caso unipolare* e $K_1 = -27648\,,\ K_2 = 27648$ *nel caso bipolare.*

Una volta caricato in accumulatore tale valore, è sufficente trasferirlo all'unità periferica con il comando T PQW xxx (*Peripheral output word*). Arrivato alla scheda, il valore intero quantizzato sarà convertito nel corrispondente segnale elettrico.

Per l'applicazione in esame è importante, in fase di configurazione della scheda d'uscita, spuntare l'opzione di mantenimento del valore d'uscita, che mantiene il livello dell'uscita precedente finchè non riceve un nuovo segnale di comando. Nel programma sviluppato le uscite vengono comandate nella routine temporizzata $OB35$ eseguita ogni $100\,ms$.

Per il corretto utilizzo del segnale d'uscita è necessario impostare anche l'apparecchiatura che la riceve, nel nostro caso i 3 controller $MPS5$ dello *Skid*, con la stessa corrispondenza tra il range del segnale elettrico e quello della grandezza rappresentata.

In fine, tenendo conto che la scheda è a $12\,bit$ e che il range di temperatura $14 \div 54°C$ corrisponde a quello del segnale $4 \div 20mA$, si ha che l'errore di quantizzazione sull'uscità è $\leq \pm 9.2\,\mu A$ corrispondenti a $\pm 0.023°C$. Tale errore è quindi accettabile tenendo conto che il riferimento é impostabile con la risoluzione di $\pm 0.1°C$.

5 Funzionalità dell'interfaccia grafica

Nella struttura di controllo realizzata, l'interfaccia grafica è lo strumento di monitoraggio per eccellenza. Le uniche alternative per controllare le variabili di processo sono la visualizzazione *online* delle variabili del programma del PLC, oppure tramite oscilloscopio. È quindi fondamentale che l'interfaccia grafica riporti tutte le informazioni necessarie a descrivere lo stato del sistema e disponga di tutti gli strumenti per svolgere i compiti richiesti in Sez.2.

L'interfaccia è sviluppata con il software *WinCC* ed è suddivisa per le differenti fasi di test. Ad ogni fase sono dedicate una o più schermate (o pagine) a seconda delle esigenze. In questa sezione ci si occuperà di illustrare la struttura dell'interfaccia sviluppata, presentando le pagine che la compongono e descrivendo le funzionalità ed i compiti collegati agli oggetti di grafica, senza approfondire però le modalità di implementazione. Saranno inoltre fornite specifiche utili a descrivere le funzioni svolte dal programma del PLC. Tali specifiche vengono presentate in questo contesto perchè l'associazione alla grafica aiuta a chiarirne il comportamento.

L'interfaccia è sviluppata su di una schermata di sfondo sempre visualizzata, all'interno di questa compariranno le pagine relative alle diverse fasi di test. In Fig.5.1 è riportata la schermata iniziale (*home page*), dalla quale è possibile selezionare la fase di test, terminare il programma o effettuare il *login/out* dell'utente per accedere alle pagine protette da password. L'*home page* è l'unica pagina dalla quale è consentita la terminazione del programma.

Fig. 5.1: Schermata iniziale del programma di interfaccia grafica

Una volta selezionata la fase di test, il pulsante corrispondente viene evidenziato in rosso, mentre i pulsanti relativi alle altre fasi ed all'uscita dal programma vengono disabilitati (es. Fig.5.2).

5.1 Interfaccia per il baking

La schermata relativa al *baking* (Fig.5.2) è costituita di 5 elementi:

1. uno schema sinottico del sistema che riporta lo stato delle grandezza di interesse;
2. un grafico attraverso il quale si possono visualizzare gli andamenti temporali di tali grandezze;
3. un riquadro per l'impostazione dei controlli sulla temperatura di soglia corrente;
4. un riquadro per la gestione delle pompe da vuoto;
5. un pulsante di STOP ed uno di RESET, per la gestione di particolari condizioni del sistema.

Nello schema di principio del sistema sono visualizzate:

- le pressioni nei *couplers* e nella *bridge cavity*;
- le temperature relative alle 14 $Pt100$ installate;
- lo stato delle 7 fasce riscaldanti, identificate con una spia rossa se la fascia è accesa e bianca se è spenta.

Il grafico offre la possibilità di:

- selezionare le variabili (pressioni, temperatura dei diversi punti e temperatura di soglia), che vengono automaticamente visualizzate nell'intervallo di scala più adeguato;
- definire l'intervallo temporale di visualizzazione, consentendo l'esame dello storico;
- esportare i dati relativi ad un determinato periodo ed alle variabili desiderate in formato *csv*, gestibile da excel;
- impostare diversamente da quanto previsto di default le caratteristiche del grafico. Le modifiche apportate al grafico durante il *run time* vengono perse ogni volta che si chiude il programma.

Il riquadro *control temperature* gestisce la procedura automatica per l'incremento del riferimento di temperatura ed è costituito da:

- due pulsanti per attivare e disattivare la procedura ed una spia bianca e verde che individua rispettivamente gli stati procedura non attiva e procedura attiva;
- tre caselle in cui è possibile impostare i parametri del gradiente per l'incremento della temperatura di soglia e la temperatura massima consentita;

- due indicatori che riportano uno il valore di soglia attuale e l'altro il conteggio alla rovescia del tempo restante all'aggiornamento della soglia;
- all'avvio della procedura, la soglia viene arbitrariamente impostata alla temperatura indicata dalla variabile $Head_{in}$.

Si noti che in questa, come in tutte le altre schermate dell'interfaccia, le caselle il cui contenuto è di colore bianco si riferiscono a parametri modificabili, quindi di ingresso, mentre quelle dal contenuto in rosso sono di uscita, relative a valori di misura o grandezze in sola visualizzazione[6].

Nel riquadro *vacuum control* è possibile:

- comandare accensione e spegnimento delle pompe e visualizzarne lo stato con una spia rossa se la pompa è spenta e verde se è accesa;
- verificare gli eventuali stati di malfunzionamento delle pompe con una spia rossa o verde rispettivamente se è presente o meno il malfunzionamento;
- verificare lo stato della condizione di *interlock* con una spia rossa se è attivo l'*interlock* e verde se non è attivo.

I due pulsanti di gestione hanno il compito:

- il pulsante di STOP, di attivare la funzione di *interlock*, in questo caso la scritta stop diventerà gialla e lampeggiante;
- il pulsante di RESET, di rimuovere tutte le condizioni di *interlock*, ovviamente se queste sono ancora presenti (es. malfunzionamento non rimosso) questo non è possibile.

L'attivazione dell'*interlock* provoca lo spegnimento di tutte le fasce riscaldanti.
Le condizioni che attivano l'*interlock* sono:

- il malfunzionamento di almeno una pompa da vuoto;
- la pressione del pulsante di STOP.

La logica di funzionamento delle fasce riscaldanti prevede che:

- la fascia venga accesa se la temperatura della zona corrispondente è inferiore al 95% del livello di soglia;
- venga spenta se la temperatura della zona corrispondente supera il livello di soglia;
- per l'accensione della fascia sulla *bridge cavity* è necessario che la condizione per di accensione sia verificata per almeno un punto di misura, mentre per lo spegnimento è sufficiente che un solo punto di misura superi la temperatura di soglia, prevale in ogni caso la condizione di spegnimento;
- l'abilitazione dell'interlock e la disattivazione della procedura automatica interdicono l'accensione delle fasce.

[6]Nelle immagini riportate, le caselle compaiono con un triangolo giallo sullo sfondo per l'assenza del collegamento con il PLC al momento della creazione delle immagini.

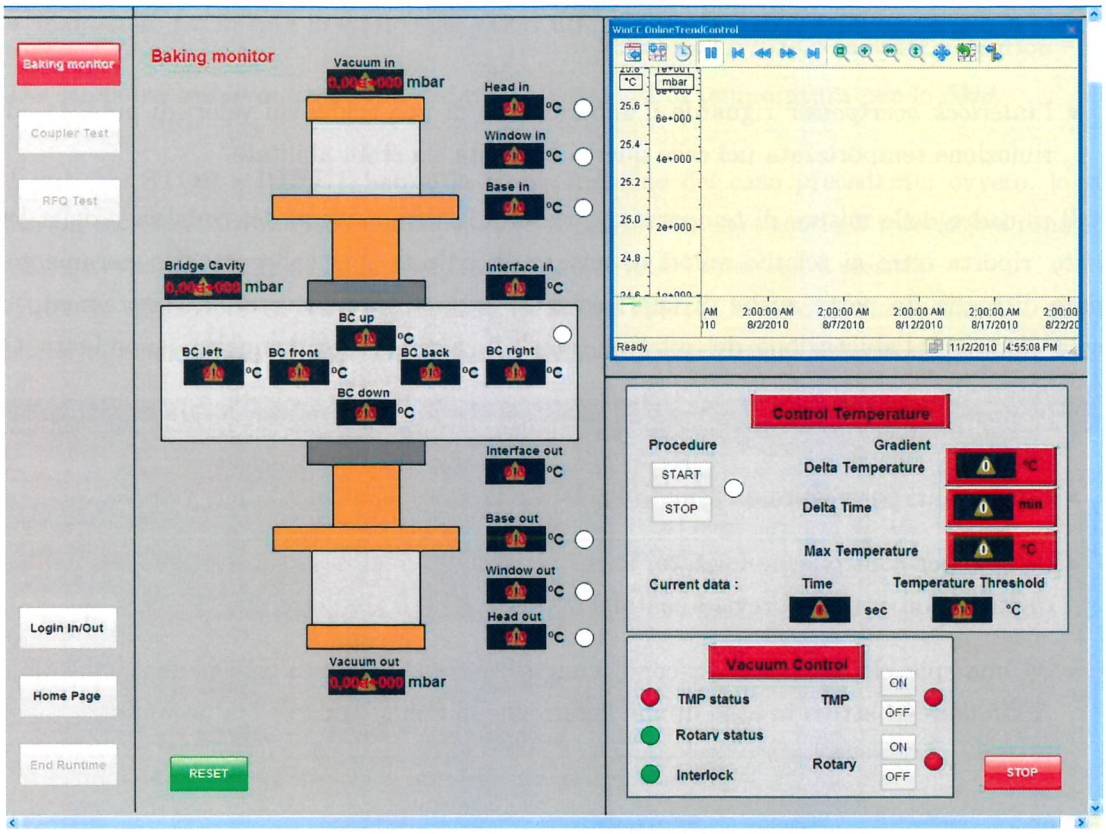


Fig. 5.2: Schermata relativa al *baking*

5.2 Interfaccia per il couplers test

L'interfaccia relativa alla fase di test sui *couplers* è costituita da due pagine, una per la visualizzazione dello stato del sistema e l'altra, ad accesso controllato da password, per l'impostazione dei valori di soglia.

Le componenti grafiche della schermata di stato (o *main page* Fig.5.3) sono:

1. un grafico, che offre le stesse funzionalità di quello al punto precedente, con il quale si possono visualizzare gli andamenti temporali di tutte le grandezze nella schermata;

2. diversi riquadri, divisi per tipologia, che riportano il valore attuale delle grandezze caratteristiche del sistema;

3. due riquadri per l'inserimento dati di comando;

4. un pulsante di STOP ed uno di RESET, per la gestione di particolari condizioni del sistema.

Il riquadro relativo alle misure di potenza dai directional couplers:

- riporta i valori di potenza diretta e riflessa, della potenza dissipata in cavità e del livello medio della potenza in cavità in funzione del *duty cycle*;

- la spia *over-power* individua l'intervento di un *interlock* di potenza, è verde in condizioni normali e rossa se è attivo l'*interlock*
- l'*interlock over-power* riguarda il superamento di una soglia sui valori di potenza ed è a rimozione temporizzata nel caso questa modalità sia stata abilitata.

Il riquadro delle misure di temperatura, rilevate in diversi punti dei *couplers* e della *bridge cavity*, riporta oltre ai relativi valori di misura anche una spia collegata al superamento del valore di soglia da parte anche di una sola delle temperature rilevate. Il superamento della soglia comporta l'abilitazione del relativo *interlock*, a rimozione manuale, denominato *Over-temperature-T*.

Il riquadro relativo alla ventilazione dei couplers è composto:

- dai pulsanti per gestire da remoto l'accensione e lo spegnimento delle ventole;
- da spie per controllarne lo stato, anche se il controllo si basa sul livello logico dell'uscita digitale, non essendo previsti contatti appositi sul relè d'interfaccia;
- da una spia che individua la condizione di *interlock*, a rimozione manuale, denominato *Air-failure* ed attivo in caso di non accensione di almeno una delle due ventole.

Sono inoltre già predisposte le caselle per le misure con degli anemometri, al momento non installati.

Il riquadro relativo al controllo del vuoto, analogo a quello utilizzato nel *baking*, ma con la differenza che la condizione di *interlock* (*Failure*) è a rimozione temporizzata e comprende pure il superamento delle soglie di pressione.

Il riquadro *cooling system* riporta:

- le temperature in ingresso ed in uscita dei circuiti di raffreddamento gestiti dallo *Skid*;
- le portate relative ai due circuiti;
- le potenze scambiate dal sistema con i due circuiti calcolate per via calorimetrica (2.5 e 2.6);
- due spie che individuano gli *interlock*, a rimozione manuale, *Over-temperature-CS (Cooling system)* e *Water-failure*, collegati rispettivamente al superamento della soglia per almeno una delle temperature dell'acqua in ingresso e al non raggiungimento del livello minimo di portata per almeno un circuito.

Il riquadro relativo all'*ARC detector* riporta il numero di scariche rilevate negli ultimi $500\,ms$. Il calcolo della variabile riportata a display è effettuato con una schedulazione ad orologio ad intervalli di $500\,ms$, secondo lo schema in Fig.4.6.

Nel riquadro *pulse control* si possono inserire i valori di τ_P e t_P caratteristici del segnale impulsato che si sta utilizzando, ai fini di:

- calcolare il valore di energia media in cavità;

- mantenere facilmente lo storico dei valori utilizzati in fase di condizionamento.

Dal riquadro *water-control* si impostano i riferimenti di temperatura per lo *Skid*.

I pulsanti STOP e RESET hanno la stessa funzione del caso precedente; ovvero, lo stop abilita un *interlock* a rimozione manuale, mentre il reset rimuove tutti gli *interlock* a rimozione manuale, ovviamente solo se la condizione che ha attivato l'*interlock* è cessata.

Tutte le condizioni di *interlock* hanno lo stesso effetto, ovvero attivano l'uscita digitale *interlock klystron* con il conseguente invio del segnale di *interlock* al sistema di potenza.

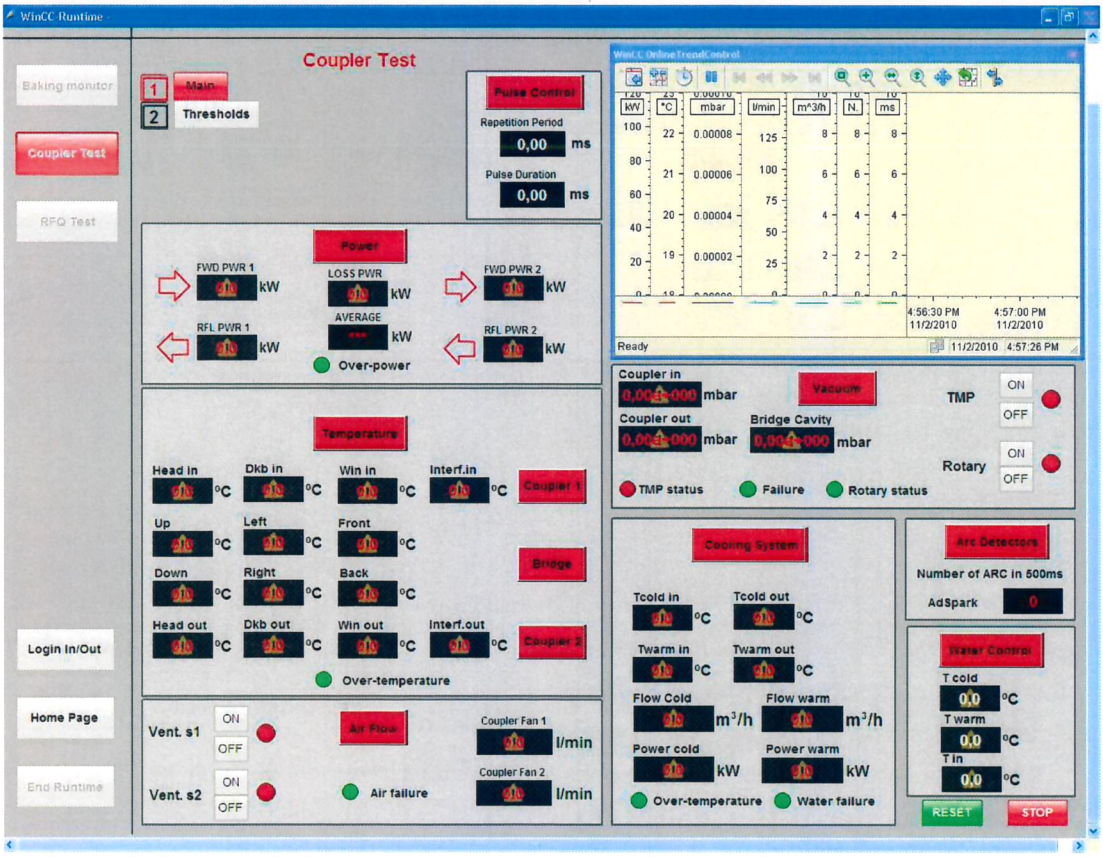


Fig. 5.3: Schermata relativa alla *main page* del *couplers* test

Nella pagina di impostazione delle soglie (*thresholds page*, Fig.5.4) si ritrovano tutti i parametri per i quali è previsto un livello di soglia. I valori ammessi come livelli di soglia debbono ovviamente rientrare nel campo d'ingresso della relativa grandezza. Tutti i controlli sul superamento di un valore di soglia riguardano fronti di salita ad eccezione di quelli sui valori di portata dei circuiti di raffreddamento.

Il riquadro relativo agli *interlock* temporizzati consente di abilitare o meno tale funzione ed impostare il periodo di abilitazione dell'*interlock* come multiplo di $10\,ms$, essendo questa la minima base temporale gestibile dal PLC. I valori consentiti per questo ingresso vanno da 10 a 999. Se la funzione è attiva, al verificarsi di un *interlock* di tipo temporizzato, questo rimarra attivo per il tempo indicato, per essere poi automaticamente rimosso se la grandezza è scesa

sotto il livello di soglia, altrimenti ripartirà la temporizzazione. Se la funzione è disattivata, l'*interlock* rimane attivo fintantochè il valore della grandezza, che una volta acquisito è salvato nei DB del PLC, non viene aggiornato con un valore inferiore alla soglia di intervento.

È presente inoltre un pulsante di STOP, che ha la medesima funzione di quello nella *main-page*.

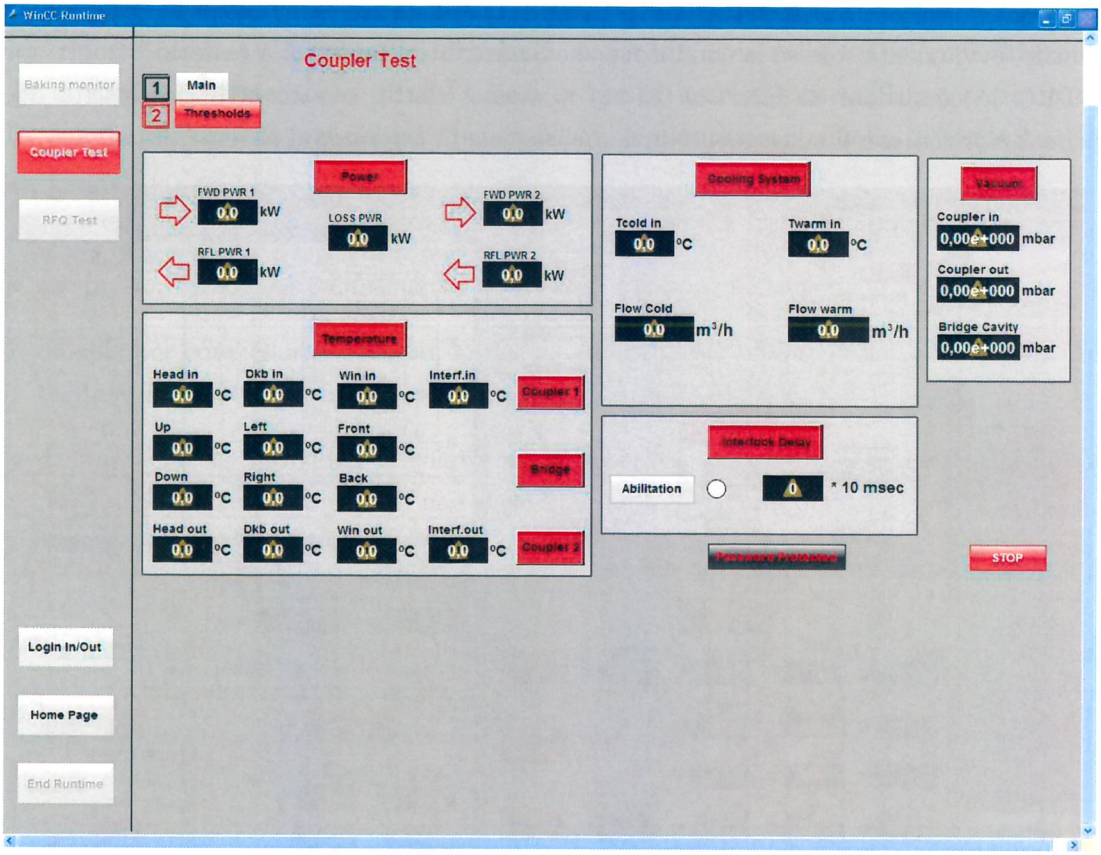


Fig. 5.4: Schermata relativa alla *thresholds page* del *couplers* test

5.3 Interfaccia per il test dell'RFQ

L'interfaccia per il test dell'RFQ è composta da 4 pagine:

1. Pagina principale (*Main page*, Fig.5.5), dove è visualizzato lo stato complessivo del sistema e si possono impostare alcuni valori di comando;
2. Pagina delle soglie (*Thresholds page*, Fig.5.6), in cui si possono specificare le soglie di intervento degli *interlock*;
3. Pagina dei *Pick-up* (Fig.5.7), in cui si possono monitorare tutte le grandezze derivate dalle misure in potenza;
4. Pagina per la gestione del vuoto (*Vacuum page*, Fig.5.8), nella quale sono visualizzate tutte le misure del vuoto e tutti i parametri di stato relativi ai controller ed alle apparecchiature che costituiscono il sistema da vuoto.

Le funzionalità della schermata principale sono sostanzialmente identiche a quelle della *main page* per il test dei *couplers*, le uniche differenze sono costituite da:

- le variazioni dei parametri di temperatura e vuoto misurati;
- l'aggiunta della misura di vuoto sul collettore che collega l'RFQ al sistema da vuoto;
- l'aggiunta delle indicazioni di potenza in cavita e sfasamento ricavate dalle misure sul *pick-up* di riferimento.

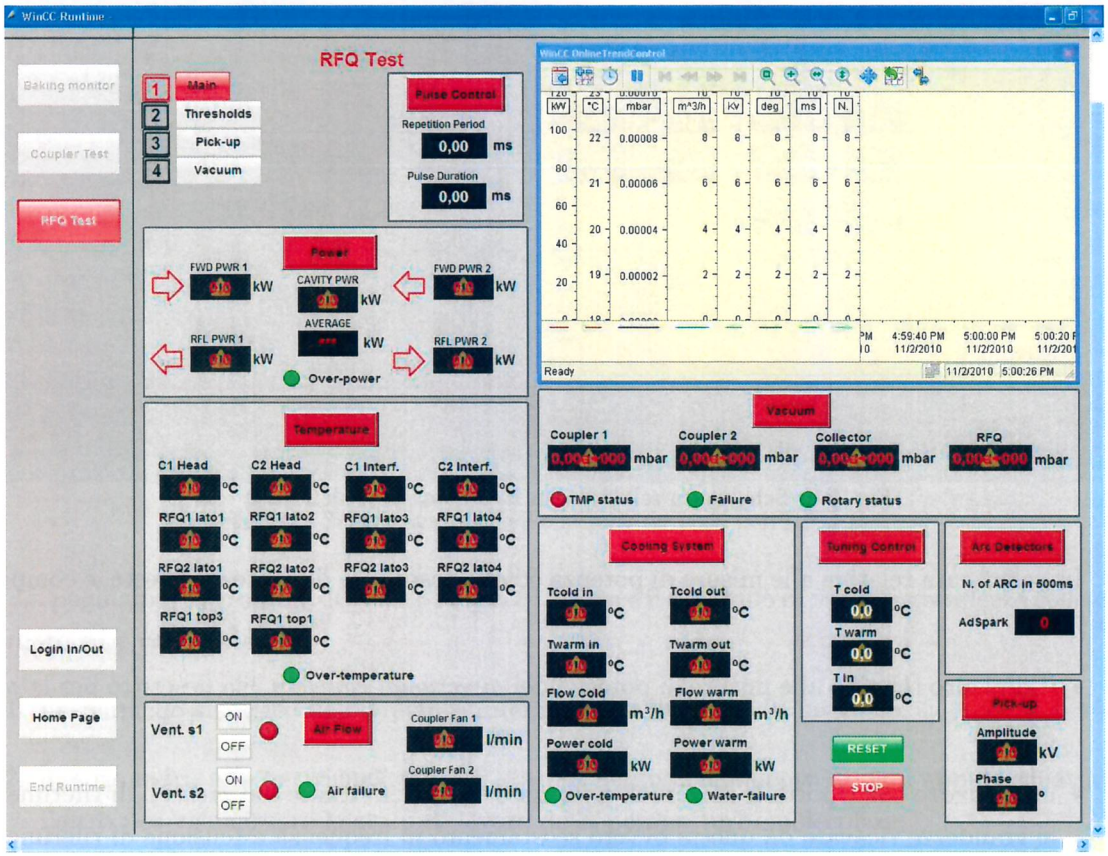


Fig. 5.5: Schermata relativa alla *main page* dell'RFQ test

Le funzionalità della pagina relativa alle soglie sono identiche a quelle per il test dei *couplers*, cambiano esclusivamente le variabili considerate.

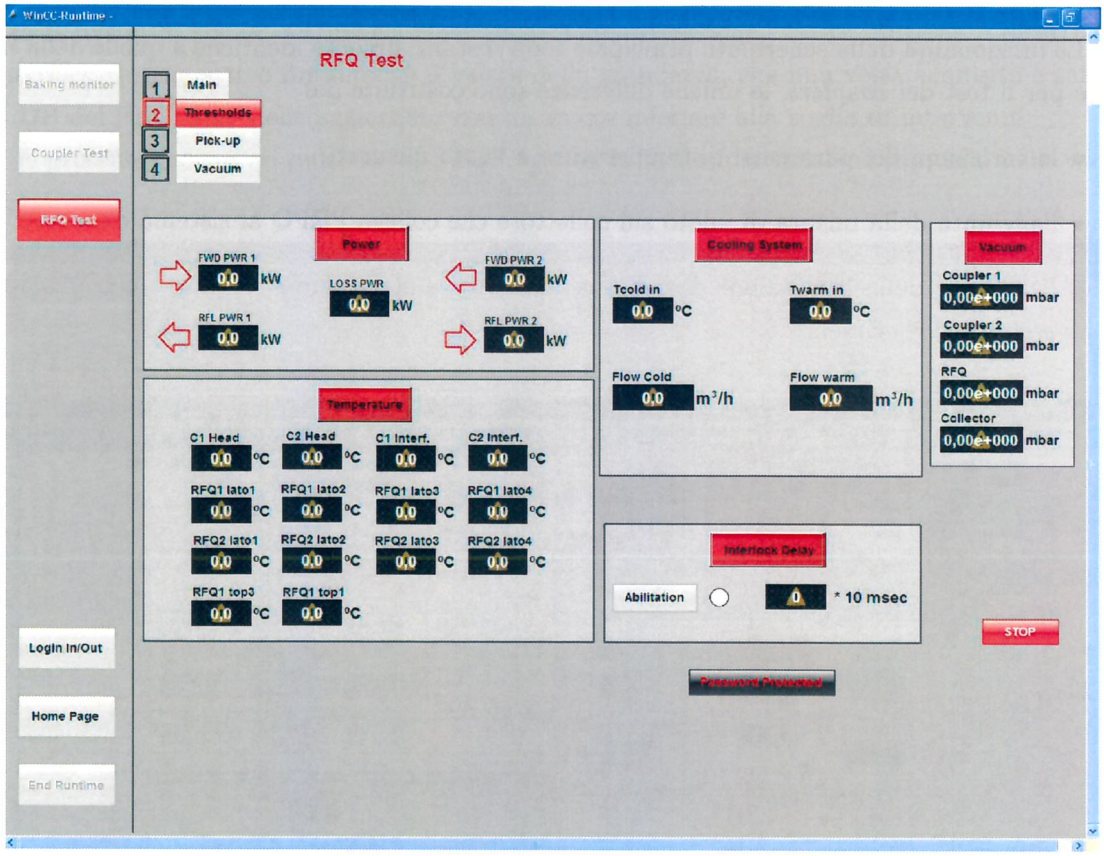


Fig. 5.6: Schermata relativa alla *thresholds page* dell'RFQ test

La schermata relativa alle misure di potenza ed alle grandezze derivate da queste, è composta da:

- il riquadro relativo alle misure di potenza dei *directional couplers*, gia descritto per la *main page*;
- un riquadro che riporta le misure di potenza e di fase effettuate dal *pick-up* di riferimento, le grandezze ricavate da queste ovvero scostamento in frequenza e tensione di riferimento, ed offre inoltre la possibilità di impostare il fattore di merito sotto carico Q_L;
- due grafici: in uno sono rappresentate le tensioni degli elettrodi $V(i,j)$ e nell'altro le componenti modali $\Delta V_{quad}(j)$, $V_{dip1}(j)$, $V_{dip2}(j)$, $V_{mono}(j)$, $i = 1, 2, 3, 4$ e $j = 1, 3, 5, 7$. In questi grafici la rappresentazione delle grandezze, non è in funzione del tempo, ma avviene in funzione della posizione longitudinale j a cui si riferiscono. A schermo sono quindi riportati, per ciascuna grandezza, i 4 punti relativi alle posizioni longitudinali, che vengono aggiornati con la frequenza di una volta ogni $500\,ms$. È comunque possibile scorrere lo storico per così dire fotogramma per fotogramma ed esportare i dati relativi ad un determinato periodo.

Fig. 5.7: Schermata relativa alla *pick-up page* dell'RFQ test

La pagina per la gestione del vuoto (Fig.5.8) fornisce il controllo di tutte le grandezze collegate al vuoto ed è composta da:

1. un pannello sinottico dell'impianto interattivo nell'utilizzo in manuale;
2. due riquadri, uno per visualizzare gli stati di malfunzionamento di ogni apparecchiatura e l'altro per visualizzare lo stato di lavoro della pompa turbomolecolare;
3. due pulsanti per la selezione della modalità di funzionamento manuale o automatica;
4. un riquadro per l'avviamento ed il controllo dello stato del funzionamento in automatico.

Va precisato che la gestione del vuoto in modalità automatica è per il momento solo predisposta a livello di interfaccia grafica. Per questa ragione le funzionalità automatiche sono momentaneamente rese inaccessibili ed è necessario operare in manuale.

Il pannello sinottico riporta i valori di tutte le misure sul vuoto e la temperatura delle pompe criogeniche. Attraverso una spia è inoltre visualizzato lo stato di ogni pompa e valvola; in particolare il colore

verde indica valvola aperta o pompa accesa;

rosso indica valvola chiusa o pompa spenta;

giallo indica valvola in posizione indeterminata, ovvero nessuno dei due finecorsa è stato raggiunto.

Nel funzionamento in manuale, è possibile agire direttamente sul pannello sinottico cliccando in corrispondenza del cerchio colorato che indica lo stato dell'apparecchiatura. Ad ogni *clic* si andra a comandare l'apparecchiatura in modo da invertire lo stato attuale. In caso di stato indeterminato si comanderà la valvola in modo inverso rispetto al precedente comando.

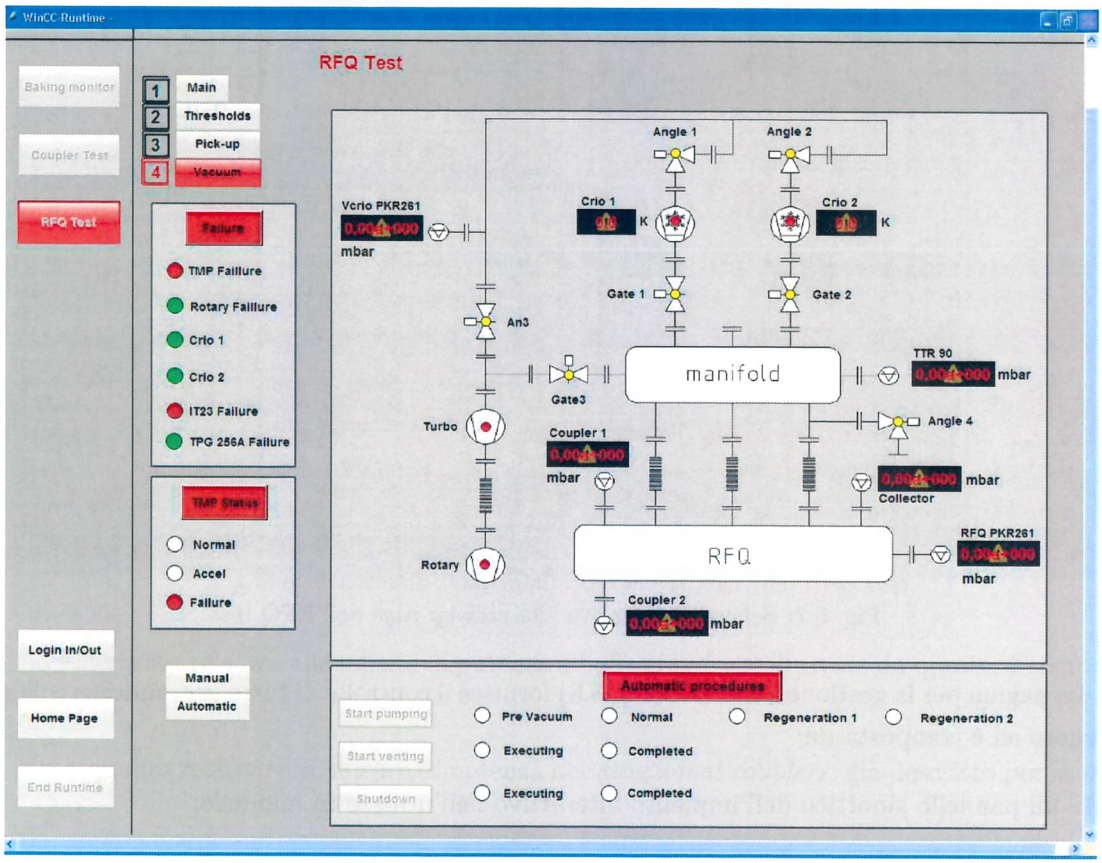


Fig. 5.8: Schermata relativa alla *vacuum page* dell'RFQ test

5.4 Note implementative

La creazione dell'interfaccia grafica con il software *WinCC* avviene in modo strutturato e interattivo. Per ottenere il risultato voluto in visualizzazione è infatti necessario impostare correttamente diverse funzionalità in diverse zone del programma, utilizzando differenti strumenti di programmazione. Nel lavoro svolto si sono utilizzati molteplici strumenti di programmazione, da finestre di selezione alla scrittura di funzioni in linguaggio *VBS* o *C*. Vista la varietà di impostazioni effettuate si riportano di seguito alcune note utili a specificare scelte realizzative e condizioni di funzionamento del programma, senza entrare nella effettiva modalità di implementazione.

Nota 1: La comunicazione ed il trasferimento delle variabili tra PLC e PC avviene con il protocollo TCP-IP.

Nota 2: Le variabili esterne, ovvero di scambio tra PLC e *WinCC*, utilizzate dai programmi solo in lettura o solo in scrittura o in entrambe le modalità, sono in tutto 225. Queste variabili si riferiscono a:

- ingressi ed uscite digitali identificati con l'indirizzo fisico $Ix.y$, $Qx.y$;
- variabili digitali ausiliarie, utilizzate per l'invio e la ricezione di comandi e stati di funzionamento, sono identificate attraverso *merker* ($Mx.y$) o DB ($DBxx.DBXy.z$);
- ingressi analogici, uscite analogiche, valori di comando e soglie, sono tutti in formato *Real*, ad eccezione di alcuni valori di comando (es. valori delle temporizzazioni) in formato *integer*. Tutti sono identificati e scambiati per mezzo di DB ($DBxx.DBDyy$).

Nota 3: Le variabili interne, ausiliarie e per la gestione del programma sono qualche decina, utilizzate principalmente per compiti di gestione delle pagine e dei componenti grafici, oppure come variabili ausiliarie per i grafici o per operazioni di calcolo eseguite ciclicamente (numero di scariche rilevate negli ultimi $500\,ms$).

Nota 4: Tutte le variabili interne ed esterne sono identificate e indirizzate all'interno del programma *WinCC* per mezzo di un'etichetta univoca.

Nota 5: Le variabili salvate nello storico sono di volta in volta solo quelle relative alla fase di test in corso. Il salvataggio delle variabili analogiche avviene con la massima frequenza possibile, ovvero un campione ogni $500\,ms$, mentre per le variabili digitali si registrano solo i cambiamenti di stato.

Nota 6: I grafici sono realizzati a partire dai valori salvati in archivio, in questo modo si ha a disposizione la visualizzazione dello storico.

Nota 7: I valori attuali della grandezze riportati nelle varie caselle, come pure tutte le spie che identificano gli stati, sono aggiornati ad ogni cambiamento della variabile rappresentata, compatibilmente con il tempo di aggiornamento del sistema ($500\,ms$).

Nota 8: Per le verifiche di stato delle varie apparecchiature si è scelto di utilizzare l'informazione quanto più vicina possibile alla apparecchiatura in questione.

Nota 9: Le scelte effettuate per la gestione dei cambi di pagina sono finalizzate a mantenere il PLC sempre informato sulla pagina attiva, evitando la creazione di ambiguità.

Il programma sviluppato soddisfa la maggior parte dei compiti richiesti, rimane però un forte limite legato alla frequenza di aggiornamento dei valori salvati nello storico. Per precisazioni riguardo questa problematica e dettagli sui possibili sviluppi si veda l'App.A.3.

6 Struttura del programma per il PLC

Nei capitoli precedenti si sono fornite le informazioni sulle modalità di funzionamento ed impiego delle varie apparecchiature e dei componenti dell'interfaccia grafica. Tutte queste informazioni costituiscono le specifiche necessarie per lo sviluppo del programma.

Per svolgere i compiti descritti, il programma del PLC deve eseguire una serie di attività:

1. La determinazione di quale delle tre fasi di test è in corso.
2. L'acquisizione dei segnali dal sistema, la loro conversione ed eventuale elaborazione per ricavare tutte le grandezze di interesse. Tali grandezze debbono essere inoltre salvate in posizioni di memoria raggiungibili da *WinCC*.
3. La gestione di ciascuna delle fasi di test, che comporta: il confronto delle grandezze acquisite con i valori di soglia, l'attivazione e la gestione degli *interlock*, lo svolgimento di funzioni automatizzate, la gestione dei comandi ricevuti da *WinCC* ovvero l'emissione dei segnali di riferimento per lo *Skid* e l'attivazione delle uscite digitali, quindi delle utenze ad esse collegate.
4. Dare la possibilità di modificare alcuni parametri e costanti caratteristiche utilizzate nella conversione e nell'elaborazione dei segnali acquisiti.

In questa sezione saranno analizzate esclusivamente la struttura del programma e le caratteristiche di funzionamento di questo in relazione alle principali attività appena elencate. Sarà approfondita più nel dettaglio solo qualche particolare funzionalità, essendo l'analisi dettagliata dell'intero programma di poco interesse rispetto alle scelte organizzative che influiscono in modo più significativo.

6.1 Struttura generale del programma

Il programma dedicato a svolgere le operazioni di automazione richieste si suddivide in 3 *OB* (*Organization Block*), qui riportati per priorità di esecuzione crescente.

OB1 in cui vengono eseguite ad ogni ciclo di programma le funzioni di controllo. In particolare viene prima individuata la fase corrente del test e poi eseguite le operazioni elencate al punto 3.

OB35 blocco ad esecuzione temporizzata, eseguito con un periodo di $100\,ms$. Il programma contenuto in questo, dopo la determinazione della fase di test attuale, si occupa dell'acquisizione conversione ed elaborazione di tutti i segnali analogici previsti per la fase di test in corso, fatta eccezione per quelli acquisiti con la scheda *high speed*. Si occupa inoltre della conversione dei dati per il comando delle uscite analogiche.

OB40 dedicato alla gestione degli interrupt di processo; nel nostro caso l'unico presente è quello generato dal segnale di sincronismo. Il codice del blocco si occupa dell'acquisizione, conversione ed elaborazione dei segnali letti con la scheda *high speed*.

Destinando i compiti di acquisizione agli $OB35$ e 40, il blocco principale $OB1$, in cui confluiscono i dati dal sistema e da $WinCC$, può dedicarsi esclusivamente alle funzioni di controllo e procedure automatizzate, minimizzando il tempo di ciclo e migliorando quindi la prontezza del sistema.

La scelta di eseguire le operazioni di acquisizione e conversione nell'$OB35$ è determinata da:

- I tempi di aggiornamento t_A delle schede analogiche utilizzate, nell'ordine di grandezza delle centinaia di [ms].
- La frequenza di aggiornamento, di circa qualche $[Hz]$, richiesta per la maggior parte dei segnali acquisiti (segnali di temperatura).

Alla luce di questa scelta si possono svolgere alcune considerazioni in relazione ai compiti da eseguire in questo OB.

- Questa scelta consente di alleggerire la routine principale da operazioni ripetitive che allungherebbero inutilmente l'esecuzione del programma.
- Permette inoltre l'aggiornamento delle grandezze acquisite in tempi conformi alle richieste esposte in Sez.4.2. Gli unici segnali per i quali sarebbero preferibili tempi di aggiornamento inferiori sono quelli relativi al vuoto, per i quali in App.A.3 saranno presentate delle soluzioni alternative.
- L'utilizzo dell'$OB35$ consente di avere una maggiore garanzia sull'effettiva frequenza di aggiornamento del dato nel programma.

La necessità di eseguire l'acquisizione di alcuni segnali RF utilizzando l'interrupt di processo gestito dall'$OB40$ è stata ampiamente discussa in Sez.4.2.5. Nell'ottica complessiva del programma si possono svolgere alcune considerazioni riguardo questa scelta.

- Il parametro di tensione del *pick-up* di riferimento, calcolato in questa routine (4.19), è utilizzato per il calcolo dei parametri del campo elettrico in $OB35$. Anche durante il funzionamento in continua, quando hanno interesse questi parametri, tale valore sarà aggiornato con una congrua frequenza, garantita dal fatto che l'acquisizione dei dati dalla scheda analogica *high speed* continuerà ad avvenire attraverso la routine di *interrupt* comandata da un segnale di sincronismo appositamente generato.
- La possibilità di gestire la frequenza di aggiornamento attraverso il parametro τ_I, fino a tempi prossimi a quelli di ciclo (come si vedrà in Sez.7.1.2), garantisce la massima reattività possibile per la generazione degli *interlock* di potenza.
- Il limite di questa routine è legato alla quantità dei dati che possono essere salvati in storico. Un miglioramento su questo aspetto è presentato in App.A.3.

L'impostazione, la modifica ed il caricamento nella CPU, di alcuni parametri e costanti quali:

- i valori delle attenuazioni Att e β, necessari per le conversioni delle misure di potenza;
- i parametri caratteristici a, b, q ed m delle schede per l'acquisizione dei segnali RF;
- il parametro Q_0 e le costanti $1/K_{en}(i,j)$;

avviene per mezzo di una tabella delle variabili dove sono già preimpostati i valori di default da caricare nelle aree di memoria dedicate a queste costanti. In una fase preliminare ai test il collegamento *online* tra il PLC ed il PC, in qui è aperta la tabella, consente di gestire e verificare il caricamento di tali variabili.

6.2 Il ciclo principale OB1

Nell'OB1 si svolgono le principali funzioni di automazione, la struttura delle chiamate a sottoroutine è riportata in Fig.6.1, mentre in Tab.6.1 sono riassunti i compiti di ciascuna funzione.

Una volta individuata la fase di test, il programma ne esegue la sottoroutine dedicata. La logica seguita nelle sottoroutine è quella comune, di eseguire tutti i controlli e le funzioni previste utilizzando delle variabili temporanee al posto delle uscite e solo alla fine trasferire gli stati di queste alle uscite digitali.

Sigla	Descrizione
FC1	Selezione della fase di test corrente
FC5	Gestione della fase di *Baking*
FC6	Gestione del *Couplers* test
FC7	Gestione del test dell'RFQ
FC12	Assegnazione delle variabili digitali temporanee alle rispettive uscite
FC13	Determinazione dello stato di failure delle pompe criogeniche
FC55	Controllo della soglia ad isteresi per l'accensione della fascia riscaldante
FC57	Procedura automatica per l'aggiornamento della soglia di temperatura
FC200	Calcolo del tempo di ciclo medio

Tab. 6.1: Funzioni del programma per il PLC utilizzate nell'OB1

Come si nota dalla Fig.6.1, il basso livello di annidamento testimonia in questo caso la non eccessiva complessità della gestione delle fasi di test. Infatti la maggior parte delle operazioni consiste in confronti con valori di soglia e gestione degli *interlock*, queste operazioni sono eseguite direttamente nel corpo principale delle sottoroutine.

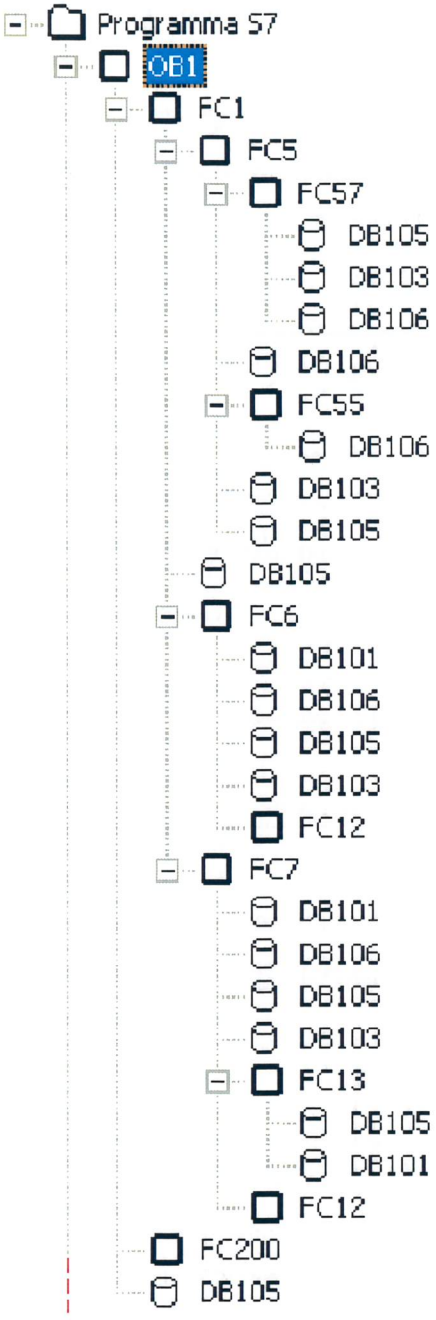


Fig. 6.1: Ramificazione delle funzioni nell'OB1

Le uniche funzioni di una certa complessità sono la FC13 e la FC57.
Nella prima, volendo definire il malfunzionamento di una pompa criogenica come:

- pompa accesa da almeno $12\,h$;
- temperatura della pompa $> 15\,K$;

si deve trovare il modo di conteggiare tale tempo con i temporizzatori messi a disposizione della CPU, limitati a $2\,h, 46', 30''$. La soluzione implementata prevede:

- di impostare il tempo di intervento del temporizzatore a $2\,h$;
- di riavviare automaticamente il temporizzatore ogni qual volta raggiunge il limite fissato e corrispondentemente incrementare una variabile denominata *conteggio*;
- utilizzare la condizione *conteggio* ≥ 6 al posto di quella pompa accesa da almeno $12\,h$.

Dato che l'applicazione non richiede nessun particolare requisito di precisione nella determinazione del tempo complessivo, l'utilizzo di questo metodo appare adeguato.

Per la funzione automatica di aggiornamento della soglia di temperatura FC57, le complicazioni sono costituite dal dover gestire una serie di condizioni di funzionamento quali:

- la distinzione tra procedura attiva ed inattiva;
- il cambiamento dei parametri $\Delta\,time$ e $\Delta\,temperature$, T_{max} mentre la procedura è in corso;
- l'inizializzazione della soglia con il valore alla temperatura della testa del *coupler* d'ingresso, individuata dalla variabile $Head_{in}$.
- il conteggio del timer, compreso il caso in cui venga cambiato il parametro $\Delta\,time$ mentre la procedura è in corso;
- l'aggiornamento della soglia allo scattare del timer;
- l'eventuale saturazione della soglia al valore massimo consentito.

Per gestione delle varie possibilità si è sviluppato un codice con una serie di salti condizionati (Fig.6.2). Il risultato finale, che è stato testato prevede che:

- se la procedura non è attiva i parametri $\Delta\,time$ e $\Delta\,temperature$, T_{max} e *soglia* vengono mantenuti a zero;
- attivata la procedura, se i parametri inseriti differiscono da quelli precedenti, si verifica se la $soglia = 0$, in questo caso la soglia viene fissata alla temperatura $Head_{in}$ e si esce dalla procedura; altrimenti la soglia attuale viene incrementata di $\Delta\,temperature$ solo quando il timer termina il conteggio, ad eccezione del primo avvio quando la soglia iniziale sarà $soglia = Head_{in} + \Delta\,temperature$. Se viene modificato il parametro $\Delta\,time$ il timer viene resettato.
- prima di aggiornare la soglia si confronta sempre il valore calcolato con il parametro T_{max}.

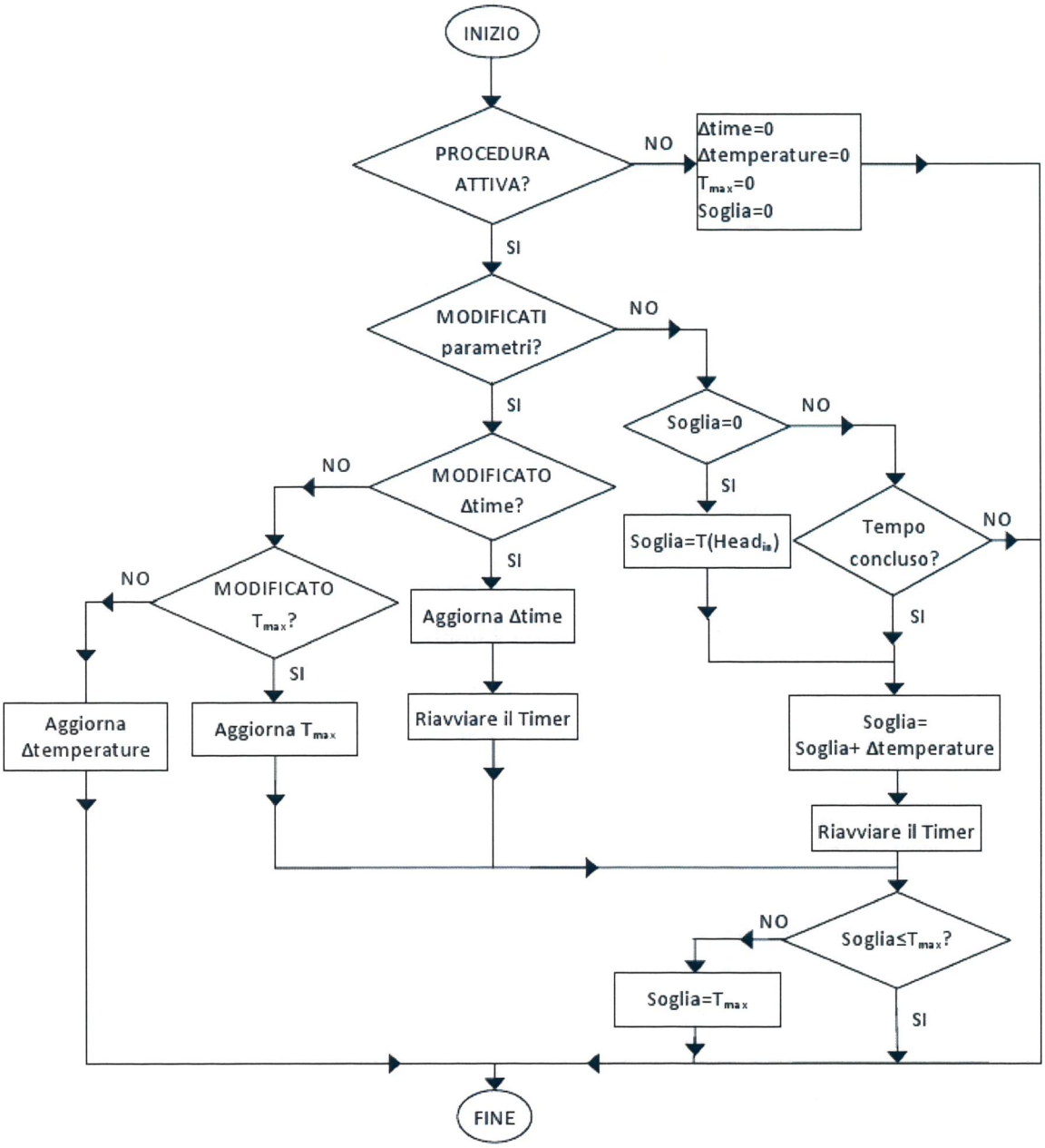


Fig. 6.2: Diagramma di flusso della funzione FC57

6.3 L'acquisizione dei dati nell'OB35

La struttura delle chiamate a sottoroutine utilizzata in questo OB è riportata in Fig.6.3. Essendo il PLC utilizzato principalmente come strumento di acquisizione dati, tale OB è il più articolato dei tre. In Tab.6.2 sono descritte le funzioni utilizzate.

Le modalità di conversione sono state ampiamente discusse in Sez.4, si fà notare esclusivamente che si è cercato di raggruppare per quanto possibile gli ingressi con caratteristiche simili.

Per quel che riguarda le uscite analogiche, si precisa che dall'interfaccia grafica in *WinCC* si impostano direttamente i DB dove sono salvati i corrispondenti valori, che vengono convertiti ed inviati alla scheda d'uscita dalla *FC*4.

Sigla	Descrizione
FC3	Acquisizione dei segnali dalle *Pt*100
FC4	Emissione dei valori di comando per lo *Skid*
FC9	Gestione dell'acquisizione dei segnali relativi al *Baking*
FC10	Gestione dell'acquisizione dei segnali relativi al *Couplers* test
FC11	Gestione dell'acquisizione dei segnali relativi all'RFQ test
FC23	Acquisizione segnali analogici relativi al *Couplers* test
FC24	Acquisizione segnali dalle *vacuum gauge*
FC25	Acquisizione segnali analogici relativi all'RFQ test
FC26	Acquisizione segnali dalle *vacuum gauge* per l'RFQ test
FC27	Elaborazione dei segnali dai *pick-up*
FC28	Acquisizione dei segnali dai *pick-up*
FC105	Funzione SCALE della libreria *Simatic*
FC106	Funzione UNSCALE della libreria *Simatic*
FB2	Passaggio dei parametri per la scalatura degli ingressi analogici lineari
FB3	Passaggio dei parametri per la scalatura dei segnali dalle *Pt*100
FB4	Scalatura dei segnali dalle vacuum gauge *IKR*261
FB5	Scalatura dei segnali dalle schede *LT*5534®
FB8	Calcolo del voltaggio dei *pick-up*

Tab. 6.2: Funzioni del programma per il PLC utilizzate nell'OB35

Si riporta un'accortezza utilizzata per l'acquisizione ed elaborazione dei segnali dei $pick-up$. Essendo l'elaborazione di questi segnali quella che richiede i tempi maggiori, si è deciso di trasferire i valori interi degli ingressi $PIWxxx$ in un DB di appoggio all'inizio dell'OB35, per poi dedicarsi all'acquisizione e conversione di tutti gli altri segnali e solo alla fine eseguire la conversione e l'elaborazione DB relativi agli ingressi dei *pick-up*.

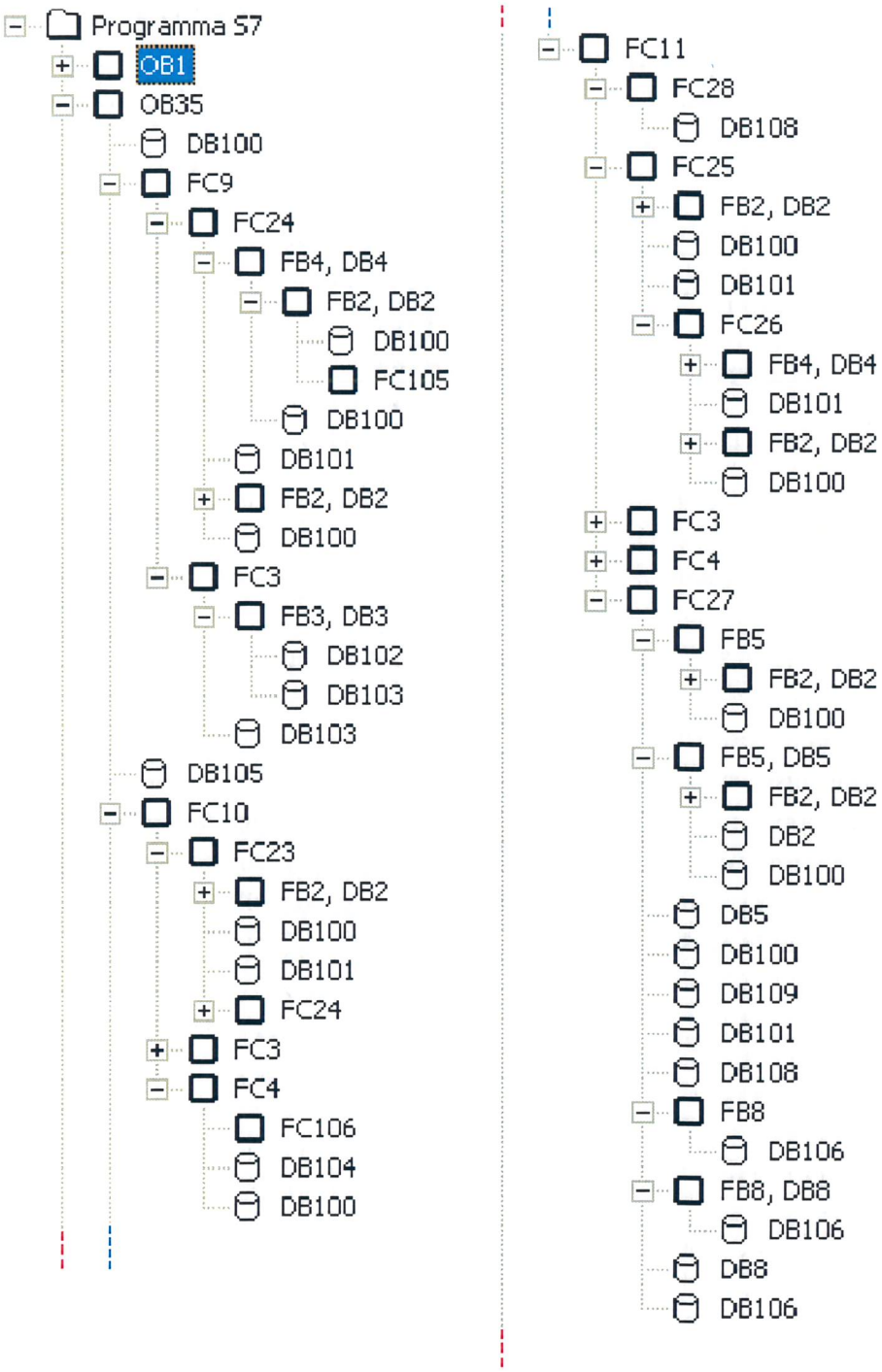


Fig. 6.3: Ramificazione delle funzioni nell'OB35

6.4 Gestione dell'interrupt di processo

Durante l'esecuzione dell'OB40 i valori interi contenuti negli ingressi $PIWxxx$ della scheda analogica *high speed* vengono immediatamente trasferiti in un DB di appoggio, al fine di acquisirli prima di un nuovo aggiornamento degli ingressi. Una volta trasferiti i dati, la routine procede alla loro conversione ed elaborazione.

La struttura delle chiamate alle sottoroutine è riportata in Fig.6.4, mentre in Tab.6.3 sono descritte le operazioni svolte da ciascuna routine.

Sigla	Descrizione
FC105	Funzione SCALE della libreria *Simatic*
FB2	Passaggio dei parametri per la scalatura degli ingressi analogici lineari
FB5	Scalatura dei segnali dalle schede $LT5534_{®}$
FB6	Scalatura del segnale di fase della scheda $AD8302_{®}$
FB7	Scalatura del segnale di guadagno della scheda $AD8302_{®}$

Tab. 6.3: Funzioni del programma per il PLC utilizzate nell'OB40

Il programma qui descritto esegue le funzioni fondamentali necessarie allo svolgimento delle operazioni di acquisizione ed automazione previste. Anche se non esplicitamente richiesto appare comunque opportuno prevedere il completamento del programma con le funzioni per la gestione degli allarmi causati da eventi imprevisti e malfunzionamenti sia dell'impianto che del PLC stesso. Per questi interventi e dettagli riguardo ai possibili sviluppi e miglioramenti del programma si rimanda all'App.A.3.

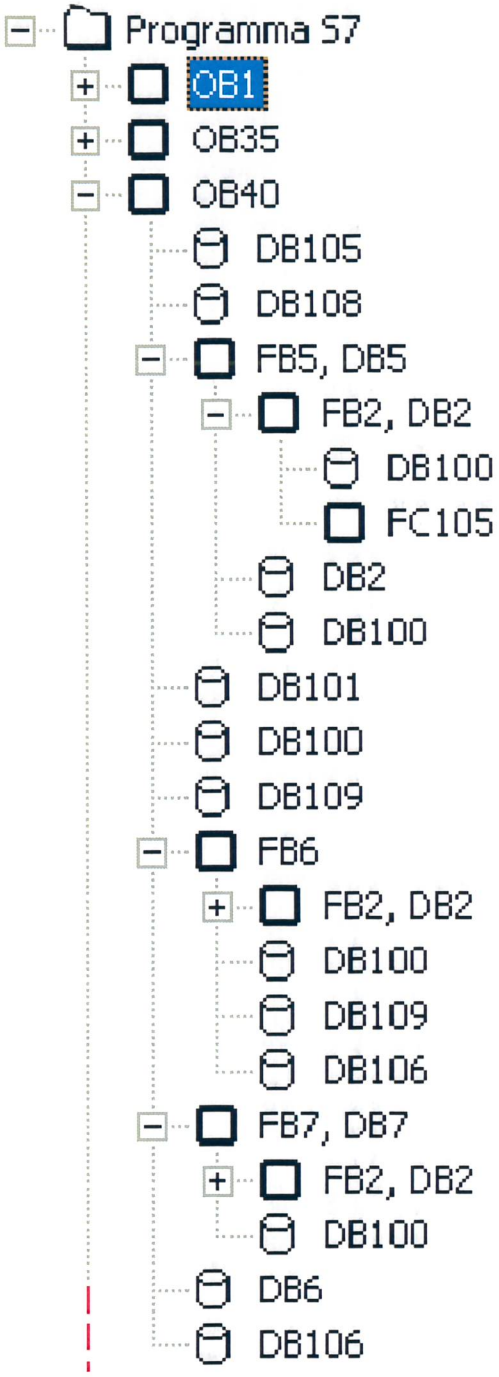


Fig. 6.4: Ramificazione delle funzioni nell'OB40

7 Test e verifiche

Durante lo sviluppo del lavoro presentato, sono state frequenti le prove per verificare il corretto funzionamento ed impostazione di uno strumento, di una funzione, di un oggetto di grafica. Le componenti tipicamente soggette a test sono state:

- le catene di acquisizione dati, a partire dalla corretta configurazione del sensore e trasduttore, passando per l'acquisizione e la conversione del dato, fino al salvataggio;
- le caratteristiche dei segnali di uscita in corrispondenza ad un determinato comando;
- le funzionalità dei componenti dell'interfaccia grafica, provate con variabili fittizie o con l'effettivo collegamento al PLC;
- le singole funzionalità del programma per il PLC, verificate tramite collegamento online e simulazione degli stati di funzionamento.

Nei paragrafi che seguono si esporranno i test più interessanti, per complessità delle considerazioni e varietà di strumentazione usata, che riguardano l'utilizzo della scheda *high speed* per la realizzazione di un'acquisizione comandata da *interrupt*.

7.1 Test sull'utilizzo della scheda high speed

Il lavoro di test svolto sulla scheda analogica *high speed* e le prove di utilizzo della funzione di *interrupt*, nel particolare caso di segnali impulsati, sono stati fondamentali per determinare una strategia di scelta dei parametri caratteristici per questa modalità di acquisizione. La strategia di scelta di tali parametri non è univoca e si fonda su una sequenza di decisioni, delle quali saranno analizzate le peculiarità e commentate le scelte alternative.

La strumentazione utilizzata per queste prove è composta oltre che dal PLC:

- da un generatore di segnale di tipo Rhode & Schwartz®, utilizzato per simulare il segnale impulsato del comando di potenza. Tale segnale sara lo stesso che si intende acquisire attraverso la scheda analogica *high speed*.
- da un generatore di segnale *Agilent*® per la generazione dell'impulso che determina *l'interrupt*. Tale impulso è sincronizzato con il segnale impulsato del comando di potenza (o segnale modulante).
- da un oscilloscopio *Agilent*® per l'analisi e la verifica delle regolazioni effettuate sui due segnali.
- da un PC, con la possibilità di controllare *online* sia le variabili del programma di test per il PLC, che quelle trasferite all'interfaccia grafica, oltre all'analisi dei valori salvati in storico.

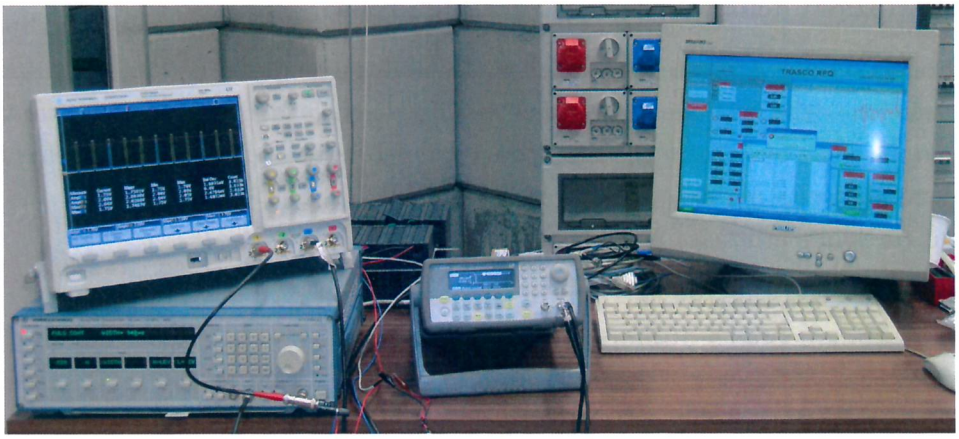


Fig. 7.1: La console per i test sulla scheda *high speed* e la funzione di *interrupt*

La sequenza delle prove e considerazioni effettuate è:

1. Una verifica della tempistica di acquisizione per la scheda *high speed*, utilizzata senza l'implementazione della funzione di *interrupt* di processo.

2. Un primo test sulla funzione di *interrupt*, per determinare le caratteristiche di funzionamento di questa, ed in particolare i parametri t_I e V_{SI}/V_I.

3. Un secondo test sulla funzione di *interrupt*, per verificarne il comportamento in relazione al parametro τ_I.

4. Una serie di considerazioni sull'utilizzo della sincronizzazione dei segnali per determinare i criteri di scelta dei parametri t_P, τ_P e Δt.

Nell'esposizione di queste prove si è scelto per semplicità di selezionare solo alcuni esempi numerici significativi, concentrandosi di più sulle conclusioni e considerazioni generali tratte dai test.

7.1.1 Prestazioni della scheda analogica high speed

In questa prova si sono verificate le prestazioni ottenibili dalla scheda *high speed*, utilizzata senza l'implementazione della funzione di *interrupt*. Lo scopo è quello di determinare la durata minima t_P di un impulso che può essere rilevato attraverso una lettura dell'ingresso con una frequenza $1/T_C$, ovvero una volta per ciclo di programma.

La configurazione utilizzata per il test prevede:

Un segnale di test costituito da una serie di impulsi di ampiezza $V_P = 1V$, di durata $t_P \geq t_A = 420\,\mu s$ e periodo τ_p nel range $10\,ms \div 1s$ (Fig.7.2).

Un programma di test che ad ogni ciclo:

- incrementa un contatore per contare il numero di cicli di programma effettuati in un determinato periodo e ricavare da questo il tempo medio di ciclo T_C;
- effettua la lettura e scalatura dell'ingresso per risalire al valore di tensione;
- verifica se il valore di tensione acquisito supera il 20% di V_P, in tal caso incrementa un contatore e salva il valore in un una struttura ad array;
- a seguito dell'incremento del contatore, questo viene disabilitato finchè l'ingresso presenta un valore al di sotto del 10% di V_P, in questo modo ogni impulso rilevato è contato una sola volta;
- resetta i conteggi in modo temporizzato ogni $10\,s$, dopo aver salvato in memoria il numero totale di picchi ed il tempo medio di ciclo T_C relativi all'intervallo precedente.

Una tabella dati per visualizzare *online* tutti i parametri necessari a monitorare l'andamento del test.

Il programma utilizzato prevede lo svolgimento anche di altre funzioni, ma il carico di lavoro destinato a queste è comunque una costante per ogni ciclo. Il tempo medio di ciclo che si è rilevato è $T_C \simeq 605\,\mu s$.

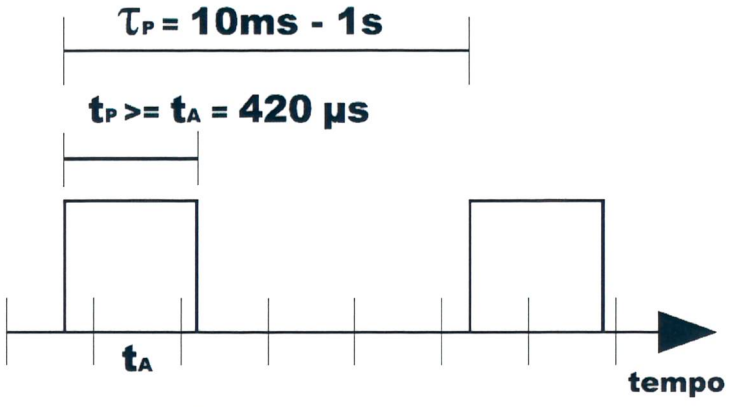


Fig. 7.2: Segnale di test utilizzato

Il risultato di questa prova è che, in questa modalità di funzionamento, con questo tempo di ciclo e con il livello di soglia fissato, si riescono a rilevare ogni $10\,s$ tutti i picchi compresi nell'intervallo, indipendentemente dal repetition rate, solo se $t_P \geq 840\,\mu s$. Tale risultato è spiegabile con una serie di considerazioni:

1. Se un impulso ha durata $t_P \geq t_A$, il corrispondente dato nella memoria interna della scheda sarà non nullo per almeno un periodo di aggiornamento.

2. Il tempo di ciclo T_C impone la frequenza con cui il dato è aggiornato nel programma. Essendo $T_C \simeq 605\,\mu s > t_A = 420\,\mu s$ nel programma ciclico si avrà che un campione su 4 di quelli rilevati dalla scheda, non sarà considerato (Fig.7.4).

La relazione generale che si può ricavare è che, acquisendo l'ingresso in modalità di acquisizione continua, con frequenza $1/T_C$, la minima durata dell'impulso rilevabile senza perdita di campioni è $t_P = K \cdot t_A$, con $K = \lceil T_C/t_A \rceil$ ($K = \lceil 605/420 \rceil = 2$ in questo caso).

Il *repetition rate* del segnale risulta ininfluente ai fini di questa analisi, essendo abbondantemente maggiore del tempo di ciclo.

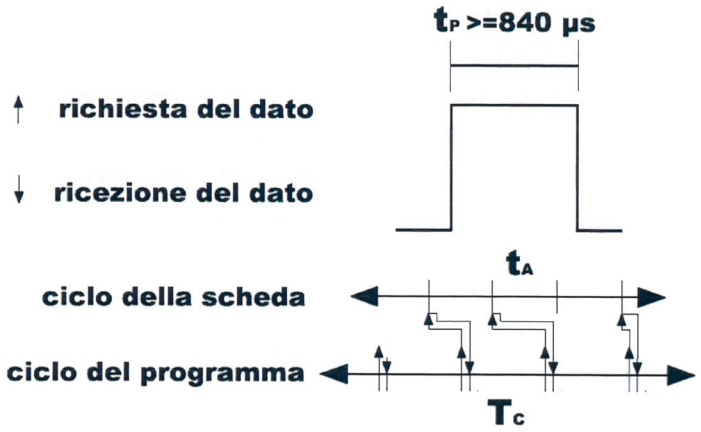


Fig. 7.3: Relazione temporale tra impulso, ciclo di aggiornamento della scheda e ciclo di programma

Il parametro V_{SI} livello di soglia è molto significativo nel caso di impulsi di durata t_P di poco superiore ai $420\,\mu s$, se $T_C < 420\,\mu s$. Perde invece di significato nel caso di impulsi con $t_P \geq 840\,\mu s$. Infatti in tale intervallo la scheda analogica si aggiorna almeno due volte e dato che $T_C \simeq 605\,\mu s$, nel peggiore dei casi almeno uno dei due campioni arriva alla CPU. Tra i due campioni, uno è relativo ad un periodo t_A completamente compreso in t_P, mentre per l'altro la sovrapposizione temporale è comunque $\lambda t \geq 210\,\mu s = 50\%$ di t_A. Dai dati raccolti si può dedurre che tale sovrapposizione λt[7] è in questo caso sufficiente a far si che il valore acquisito superi la soglia del 20% dell'impulso.

Si può concludere notando che, con questa modalità di acquisizione, pur rispettando il legame $t_P \geq K \cdot t_A$ con $K = \lceil T_C/t_A \rceil$, non si ha la certezza di acquisire il valore in modo corretto se non impostando la soglia in prossimità del valore di tensione che si desidera acquisire.

[7] λt: sovrapposizione temporale tra t_A e t_P

7.1.2 Reattività della funzione di interrupt

Lo scopo di questo test è quello di indagare sulle potenzialità della funzione di *interrupt*, per individuare un valore di minimo per il parametro t_I[8] e parallelamente determinare una relazione tra t_I ed il valore di soglia (espresso come V_{SI}/V_I) per cui la routine di *interrupt* viene lanciata con certezza. Nell'ottica dell'acquisizione dei segnali RF occorre infatti essere certi che in corrispondenza ad ogni impulso del segnale di sincronismo per il PLC (o segnale di *interrupt*), vi sia il lancio della routine.

Con altre prove si è valutato il limite inferiore per il periodo τ_I, e si sono elaborate ulteriori considerazioni sul funzionamento dell'*interrupt*.

La configurazione utilizzata per questi test prevede:

Un segnale di test (o segnale di *interrupt*) costituito da una serie di impulsi di ampiezza $V_I = 1.5V$, di durata $t_I = 300,\ 420,\ 500$ o $840\,\mu s$ e periodo $\tau_I = 1,\ 2,\ 10\,ms$ o $1s$. Saranno i valori relativi a questo stesso segnale ad essere acquisiti ogni qual volta si attiva la funzione di *interrupt*.

La configurazione della scheda *high speed* per il controllo del superamento del valore di soglia sul canale relativo all'ingresso di *interrupt*. La soglia è stata fissata al 66.7% di V_I, ovvero $V_{SI} = 1\,V$.

Un programma di test che a differenza del caso precedente, effettua il trasferimento dei dati dalla scheda alla CPU, la loro scalatura e l'incremento del conteggio degli impulsi rilevati, nel blocco organizzativo $OB40$ mandato in esecuzione dall'evento di *interrupt*.
Il resto delle funzioni è del tutto analogo a quanto implementato nel caso precedente.

Una tabella dati per visualizzare *online* tutti i parametri necessari a monitorare l'andamento del test.

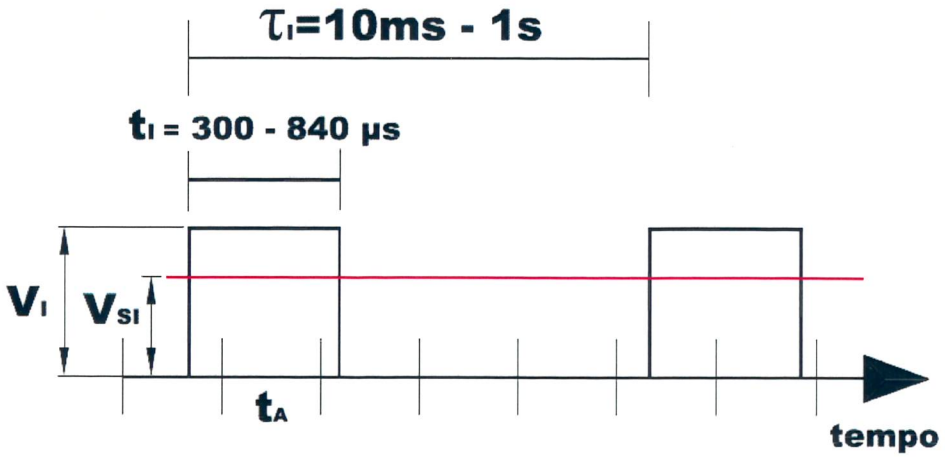


Fig. 7.4: Segnale di test utilizzato per la determinazione di t_I minimo

[8]Si ricorda che t_I è definito come: durata dell'impulso in ingresso al canale per il quale è stata abilitata la funzione di *interrupt* sul superamento di un valore di soglia

Nel primo test (risultati in Tab.7.1) si sono mantenuti periodi di ripetizione τ_I tali da essere ininfluenti ai fini della prova, per poter valutare esclusivamente l'effetto della diminuzione di t_I.

Periodo τ_I	Durata t_I	Intervallo di valori acquisiti	Tempo di ciclo T_C	Impulsi rilevati in $10\,s$
$1\,s$	$840\,\mu s$	$1.483 \div 1.5\,V$	$610\,\mu s$	10/10
$1\,s$	$500\,\mu s$	$1.33 \div 1.5\,V$	$610\,\mu s$	10/10
$1\,s$	$420\,\mu s$	$1.25 \div 1.5\,V$	$610\,\mu s$	$9 \div 10/10$
$1\,s$	$300\,\mu s$	$1.1 \div 1.5\,V$	$610\,\mu s$	$3 \div 10/10$
$10\,ms$	$840\,\mu s$	$1.483 \div 1.5\,V$	$637\,\mu s$	1000/1000
$10\,ms$	$500\,\mu s$	$1.33 \div 1.5\,V$	$637\,\mu s$	1000/1000
$10\,ms$	$420\,\mu s$	$1.22 \div 1.5\,V$	$635\,\mu s$	$966 \div 976/1000$
$10\,ms$	$300\,\mu s$	$1.05 \div 1.5\,V$	$631\,\mu s$	$675 \div 680/1000$

Tab. 7.1: Riassunto dei dati riferiti al test sulla durata dell'impulso

Dall'esame dei risultati riportati si nota per prima cosa che al diminuire della durata dell'impulso t_I aumenta il numero di eventi non rilevati. È evidente che le comparazioni non sono svolte da un comparatore hardware direttamente sul canale di ingresso, bensì sul valore quantizzato salvato nella memoria della scheda.
Molto significativa è l'informazione sull'intervallo di valori di tensione acquisiti: il valore minimo tende a diminuire concordemente con t_I, ma rimane sempre sopra la soglia di $1\,V$. Da questo si deduce che i valori di tensione acquisiti si riferiscono effettivamente a quelli del periodo di aggiornamento t_A che ha dato origine all'interrupt e non ad un intervallo successivo. Questo fatto, di fondamentale importanza per garantire la coerenza temporale, è una condizione necessaria su cui si basano tutti i ragionamenti che seguono, ed è confermato dall'uguaglianza, sempre verificata nel corso delle prove,

$$\textit{numero di accessi alla routine di interrupt} \equiv \textit{numero di valori acquisiti che superano il confronto via software con il livello di soglia}$$

Tali valori sono riassunti nella colonna numero di impulsi rilevati in Tab.7.1.

Il legame tra valore minimo acquisito e t_I è spiegabile considerando che più stretto è l'intervallo t_I, maggiore è la possibilità che il periodo di aggiornamento t_A, in cui è acquisito il valore che supera la soglia (e conseguentemente attiva l'*interrupt*), non sia interamente compreso in t_I. Si osservi per esempio la Fig.7.4 e si immagini di diminuire simmetricamente la durata degli impulsi t_I, mantenendone invariati i centri. La conseguenza di questo fatto è che il livello di tensione acquisito nel periodo t_A sarà minore di quello effettivo.

Considerando solo gli impulsi con $t_I \leq 500\,\mu s$ si ha che nel peggiore dei casi la sovrapposizione temporale minima tra t_I ed uno dei due t_A temporalmente corrispondenti è $\lambda t_{min} = t_I/2$. Dai dati raccolti, si deduce che una condizione sufficiente a far sì che il valore acquisito superi sempre la soglia fissata del 66.7% è di avere una sovrapposizione $\lambda t_{min} \geq 250\,\mu s$. Tale ragiona-

mento si può estendere fino a $t_I < 840\,\mu s$, aumentando di conseguenza il livello di soglia.

Queste considerazioni fanno pensare che ci sia un legame di proporzionalità tra il valore di soglia V_{SI}/V_I ed il rapporto $\lambda t_{min}[\mu s]/420 = t_I[\mu s]/840$. Infatti, dai dati rilevati, è confermato che per acquisire un segnale di tensione con la massima precisione e di conseguenza anche con un valore di soglia $V_{SI}/V_I \to 1$ è necessario che la durata dell'impulso $t_I \to 840\,\mu s$.

Trasferendo questo ragionamento al problema di determinare i parametri t_I e V_{SI}/V_I per cui si è certi del lancio della funzione di *interrupt*, si ha che fissato $t_I < 840\,\mu s$ all'aumentare della soglia V_{SI}/V_I, aumenta il valore di sovrapposizione λt^* necessario per raggiungere tale soglia (Fig.7.5). Tenendo presente che, nel caso peggiore, la sovrapposizione può essere $\lambda t_{min} = t_I/2$, allora se $\lambda t^* > \lambda t_{min}$ si perde la certezza della generarazione dell'evento di *interrupt* in corrispondenza ad ogni impulso.

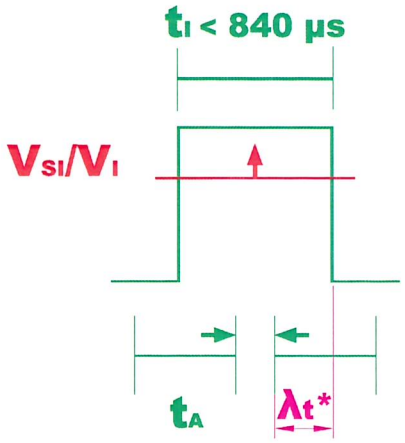


Fig. 7.5: Relazione tra la soglia V_{SI}/V_I e la sovrapposizione temporale necessaria λ_t^*

Il ragionamento esposto può essere sintetizzato in due modi:
il primo in cui

$$\begin{aligned} &fissato\ t_I < 840\,\mu s\ , \qquad se\ V_{SI}/V_I \uparrow \quad \Rightarrow \quad \lambda t^* \uparrow ; \\ &se\ \lambda t^* diventa\ tale\ che \quad \lambda t^* > \lambda t_{min} = t_I/2 \quad \Rightarrow \quad \begin{array}{l} si\ perde\ la\ certezza \\ di\ rilevare\ l'impulso \end{array} \end{aligned} \tag{7.1}$$

ed il secondo in cui

$$\begin{aligned} &\begin{array}{l} fissata\ la\ soglia\ V_{SI}/V_I \\ e\ di\ conseguenza\ \lambda t^* \end{array} \qquad se\ t_I \downarrow \quad \Rightarrow \quad \lambda t_{min} \downarrow ; \\ &se\ \lambda t_{min} = t_I/2\ diventa\ tale\ che \quad \lambda t_{min} < \lambda t^* \quad \Rightarrow \quad \begin{array}{l} si\ perde\ la\ certezza \\ di\ rilevare\ l'impulso \end{array} \end{aligned} \tag{7.2}$$

Entrambi i modi di procedere sono validi per determinare i parametri t_I e V_{SI}/V_I che garantiscono l'intervento dell'*interrupt*, ma volendo minimizzare t_I si può fare un'ulteriore conside-

razione. Appare infatti ragionevole porre $t_A = 420\,\mu s$ come limite minimo per t_I. Infatti sotto questa soglia si perde addirittura la certezza che per il canale d'ingresso a cui è collegato il segnale di *interrupt* sia stato acquisito un valore per lo meno diverso da zero.

Scegliendo di utilizzare il procedimento nella (7.1) è possibile valutare sperimentalmente, per ogni $420 < t_I < 840\ \mu s$, il rapporto di soglia V_{SI}/V_I^* oltre il quale si iniziano a perdere degli impulsi. Il valore indicativo da cui iniziare le prove si può ottenere dalla relazione:

$$V_{SI}/V_I \quad \approx \quad \lambda t_{min}[\mu s]/420 = t_I[\mu s]/840$$

Individuato tale valore, si deve scegliere $V_{SI}/V_I < V_{SI}/V_I^*$ con un certo margine di sicurezza, margine che deve tener conto di un altro aspetto fondamentale per la realizzazione della sincronizzazione complessiva. Infatti abbassando la soglia si va ad allargare il range temporale in cui si può verificare l'acquisizione che provocherà l'avvio dell'*interrupt* (Sez.7.1.3). I valori di t_I e V_{SI}/V_I scelti su queste basi sono $t_I = 420 \pm 10\,\mu s$ e $V_{SI}/V_I \simeq 50 \pm 1.2\%$, ma tali scelte saranno di nuovo messe in discussione in fase di sincronizzazione.

Attraverso ulteriori testsi è verificato che l'accesso alla routine di interrupt avviene una volta per ogni impulso rilevato, anche se questo ha durata t_I ben superiore a T_C. Questo fatto sta ad indicare che la funzione di sorveglianza su un valore di soglia si attiva solo in corrispondenza dei fronti di salita.

Un'altra prova è stata effettuata allo scopo di verificare l'influenza del *repetition rate* degli impulsi sulla funzione di *interrupt*. Dalla Tab.7.2 si nota subito come la diminuzione di τ_I fa perdere impulsi solo nel caso in cui questo diventi confrontabile con il tempo di ciclo T_C, il che è evidente nel caso di $t_I = 500\,\mu s$. Si presuppone che la ragione di questa perdita di conteggi sia che nella logica del PLC possa essere trattato un solo evento di *interrupt* di processo per ciclo di programma. Tale ipotesi sarà considerata vera anche nella scelta del fattore di decimazione D (4.27).

Periodo τ_I	Durata t_I	Tempo di ciclo T_C	Impulsi rilevati in $10\,s$
$2\,ms$	$500\,\mu s$	$763\,\mu s$	$4999 \div 5000/5000$
$2\,ms$	$420\,\mu s$	$743\,\mu s$	$4810 \div 4840/5000$
$2\,ms$	$300\,\mu s$	$715\,\mu s$	$3380 \div 3390/5000$
$1\,ms$	$500\,\mu s$	$977\,\mu s$	$9870 \div 9980/10000$
$1\,ms$	$420\,\mu s$	$960\,\mu s$	$9530 \div 9560/10000$
$1\,ms$	$300\,\mu s$	$839\,\mu s$	$6690 \div 6720/10000$

Tab. 7.2: Riassunto dei dati riferiti al test sul periodo di ripetizione

Si può concludere che per la determinazione dei parametri t_I e V_{SI}/V_I, che consentono di attivare con certezza la funzione di *interrupt*, valgono i due metodi in (7.1) e (7.2). Scegliendo di utilizzare il procedimento in (7.1), con $t_I = 420\,\mu s$, si è ricavato un valore di soglia $V_{SI}/V_I \simeq 50\%$.

7.1.3 Sincronizzazione dell'acquisizione con la funzione di interrupt

Una volta definito come ricavare i parametri per garantire che ad ogni impulso del segnale di sincronismo corrisponda il lancio di un *interrupt*, occorre determinare le caratteristiche del segnale modulante e la relazione che deve intercorrere tra i due segnali per far sì che l'acquisizione delle tensioni relative alla potenza in cavità avvenga con la precisione descritta in Sez.4.2.5. I parametri da ricavare sono dunque: t_P, τ_p e Δt; mentre per quel che riguarda τ_I o equivalentemente il fattore di decimazione D, si fa riferimento alla condizione

$$\tau_I \geq \max\{T_C, 20[ms]\} \tag{7.3}$$

L'acquisizione precisa dei segnali di potenza, implica che tale acquisizione deve essere valida, secondo la definizione di "acquisizione valida" data in Sez4.2.5. I passaggi fondamentali a questo scopo sono:

1. Determinare i limiti della distribuzione degli intervalli di aggiornamento t_A che possono dar luogo all'interrupt, ovvero che sono per lo meno parzialmente sovrapposti con l'impulso di interrupt.

2. Fare in modo che tali limiti ricadano con certezza all'interno della durata dell'impulso del segnale modulante t_P.

La difficoltà nel determinare la distribuzione temporale degli intervalli t_A, che possono generare l'*interrupt* rispetto all'impulso del segnale di sincronismo, sta nel fatto che non vi è relazione temporale fissa tra il periodo τ_{ACQ} (4.27) e t_A, a meno che questi non siano esattamente multipli. È per tanto necessario operare in modo da non trascurare nessuna possibilità.

Aiutandosi con la Fig.7.6 in cui sono indicate con λt_1 e λt_2 le sovrapposizioni temporali, con l'impulso di sincronismo, del primo e del secondo intervallo t_A, si possono valutare le situazioni generali che si possono presentare.

Caso1: $\lambda t_1 > \lambda t^*$, o più precisamente $\lambda t^* < \lambda t_1 \leq t_A$. In questo caso l'evento di interrupt sarà lanciato dal primo dei due intervalli t_A, che è evidenziato in arancione. L'inizio di tale intervallo rispetto a quello dell'impulso di sincronismo avviene con un anticipo temporale A_t tale che: $0 \leq A_t = t_A - \lambda t_1 < t_A - \lambda t^*$.

Caso2: $\lambda t_1 < \lambda t^*$ e di conseguenza $t_A \geq \lambda t_2 > \lambda t_{min} > \lambda t^*$. L'evento di interrupt sarà lanciato dal secondo intervallo t_A. La conclusione di tale intervallo rispetto a quella dell'impulso di sincronismo avviene con un ritardo temporale $R_t = (\lambda t_1 + t_A) - t_I$ tale che:
$t_A - t_I < R_t < (\lambda t^* + t_A) - t_I$.

Caso3: $\lambda t_1 = \lambda t^*$ e di conseguenza $\lambda t_2 > \lambda t_{min} > \lambda t^*$. In questo caso limite, in cui può esserci incertezza su quale dei due intervalli attiva l'*interrupt*, il massimo anticipo temporale è $A_t^* = t_A - \lambda t^*$, mentre il massimo ritardo è $R_t^* = \lambda t^* + t_A - t_I$.

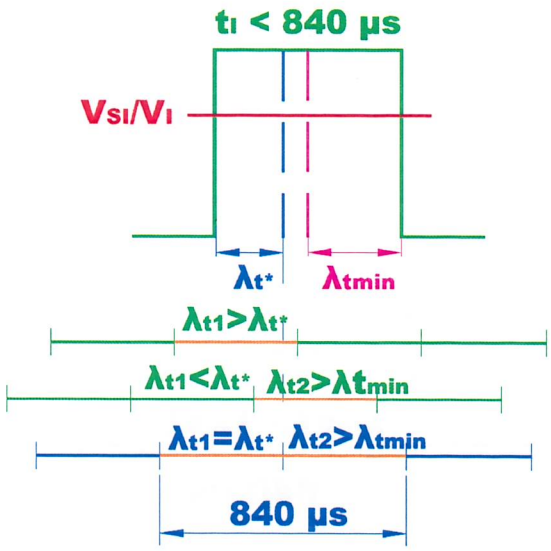


Fig. 7.6: Possibili relazioni temporali tra l'impulso di interrupt ed il ciclo di aggiornamento della scheda

Da questa analisi si ricava che:

1. Non potendo prevedere quale dei due intervalli t_A avvierà l'*interrupt* e volendo un'acquisizione valida per il segnale modulante, si dovra necessariamente impostare una durata di impulso $t_P \geq 840\,\mu s$.

2. La condizione necessaria per riuscire a minimizzare t_P, avvicinandosi al valore limite di $840\,\mu s$, è di quantificare quanto più precisamente possibile il valore λt^* corrispondente alla soglia impostata.

3. Per lo sfasamento temporale Δt, tra segnale di interrupt e modulante, deve valere la relazione $\Delta t \geq A_t^* = t_A - \lambda t^*$ (Fig.7.7).

La determinazione dei parametri V_{SI}/V_I^* e λt^*, secondo i procedimenti in (7.1) o (7.2), è quindi un punto cruciale per la realizzazione della sincronizzazione. Fondamentale è la determinazione del parametro λt^*; possibile applicando sequenzialmente prima (7.1), dal quale si può determinare V_{SI}/V_I^*, e poi (7.2) con il quale si determina $t_I^* = 2 \cdot \lambda t_{min} = 2 \cdot \lambda t^*$.

Nonostante le scelte di tali parametri siano molteplici, si può dimostrare come, per $t_I < 840\,\mu s$ il limite di $840\,\mu s$ per t_P sia una costante. Valutando, l'anticipo ed il ritardo temporale degli intervalli di acquisizione t_A nelle due condizioni estreme, si ha che:

$$per\ t_I \to 840\,\mu s \quad \Rightarrow \quad \begin{matrix} V_{SI}/V_I^* \to 1 \\ \lambda t^* \to t_A \end{matrix} \quad \Rightarrow \quad \begin{matrix} A_t^* \to 0 \\ R_t^* \to 0 \end{matrix} \tag{7.4}$$

e

$$per\ t_I \to t_A = 420\,\mu s \quad \Rightarrow \quad \begin{matrix} V_{SI}/V_I^* \to 0.5 \\ \lambda t^* \to t_I/2 \end{matrix} \quad \Rightarrow \quad \begin{matrix} A_t^* =\to t_A/2 \\ R_t^* \to t_A/2 \end{matrix} \tag{7.5}$$

Imponendo ad entrambi i casi la condizione di validità dell'acquisizione si ha che:

$$t_P \geq A_t^* + t_I + R_t^* \to 840\,\mu s \tag{7.6}$$

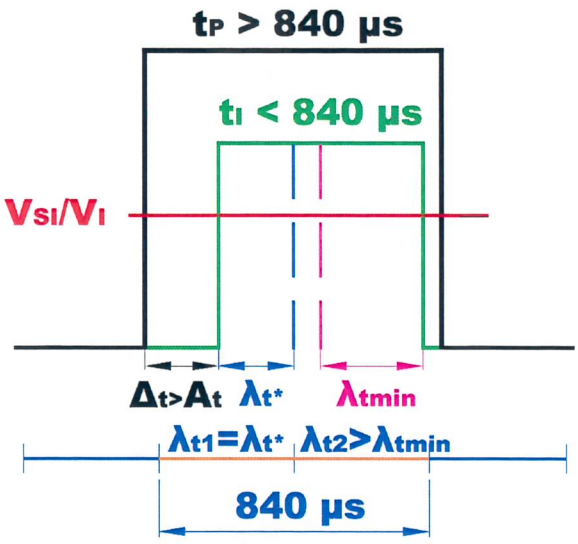


Fig. 7.7: Relazione temporale tra gli impulsi dei segnali modulante e di interrupt

Per quanto riguarda il parametro τ_P, non vi sono invece particolari limiti nella scelta; è consigliabile tuttavia che $\tau_P > t_P + 840\,\mu s$.

Nei test di ricerca della calibrazione finale (Fig.4.15) la configurazione del sistema in prova prevede:

Un segnale modulante i cui valori sono acquisiti ogni qual volta si attiva la funzione di *interrupt*, simulando quindi i segnali relativi alla potenza in cavità. Per la durata dell'impulso t_P si parte da $1.2\,ms$ per poi minimizzare.

Un segnale di *interrupt* i cui parametri sono determinati secondo quanto esposto fin'ora. In particolare ci si è indirizzati verso la configurazione limite (7.5).

La configurazione della scheda *high speed* per il controllo del superamento del valore di soglia sul canale relativo all'ingresso di *interrupt*. Il valore della soglia è determinato secondo il procedimento (7.1).

Un programma di test analogo a quello utilizzato per il test delle prestazioni della funzione di *interrupt*; nel programma viene inoltre evidenziato il valore minimo tra quelli acquisiti negli ultimi $10s$.

Una tabella dati per visualizzare *online* tutti i parametri necessari a monitorare l'andamento del test.

La procedura da seguire per la ricerca della configurazione ideale prevede:

1. Impostare $\Delta t > A_t^*$ con sufficiente margine e ridurre gradualmente questo parametro avvicinandosi ad A_t^* finchè non si inizia a verificare che il minimo si discosta dal valore nominale della tensione V_P di oltre $22\,mV$. Il valore $22\,mV$ corrispondente infatti al massimo errore di quantizzazione associato alla modalità di acquisizione *high speed*. In questo modo si identificherà l'effettivo valore limite per Δt.

2. Partendo da $t_P = 1.2\,ms$ ridurre gradualmente questo parametro fino a che ancora una volta non si verifichi che il minimo inizia a scostarsi ripetutamente dal valore nominale della tensione V_P di oltre $22\,mV$. In tal modo si individua il minimo effettivo per t_P.

Ricordando l'obbiettivo primario di voler minimizzare t_P, si riassume in Tab.7.3 il miglior set di parametri individuato per la configurazione del meccanismo di sincronizzazione.

Segnale modulante		Segnale di interrupt		Soglia	Sfasamento	Periodo
t_P	τ_P	t_I	τ_I	V_{SI}/V_I	Δt	τ_{ACQ}
$940\,\mu s$	$8.82\,ms$	$420\,\mu s$	$20\,ms$	0.625	$156\,\mu s$	$3 \cdot \tau_P$

Tab. 7.3: Migliore configurazione dei parametri per la sincronizzazione

8 Conclusioni e sviluppi

Alla luce di quanto presentato nei capitoli precedenti, si trarranno in questa sezione conclusioni e commenti riguardo:

- lo stato di avanzamento della preparazione di quanto necessario allo svolgimento dei test, con particolare riferimento alle componenti più strettamente collegate al sistema di controllo;
- le attività da compiere al fine di completare il sistema di controllo in vista dei test;
- i possibili miglioramenti e sviluppi da apportare a quanto è stato fatto.

8.1 Lo stato attuale

Riprendendo i tre livelli in cui si è divisa la struttura di acquisizione dati e controllo si riassumono ora i compiti conclusi e lo stato attuale del sistema.

Livello hardware

- Si sono trovate soluzioni necessarie per l'acquisizione di segnali particolari individuando l'hardware adatto e le modalità d'impiego.
- Si è in possesso di tutta la componentistica hardware ed ogni componente presentato è stato preso in esame e testato. Le uniche apparecchiature con le quali non si è avuta la possibilità di effettuare un'esperienza diretta di utilizzo, sono la scheda contatore per l'acquisizione dei segnali dell'*ARC detector* e le schede elettroniche LT5534® e AD8302® per l'acquisizione dei segnali RF. Il sistema è stato comunque preimpostato prevedendone l'inserimento e l'utilizzo sulle basi dei manuali [16], [18], [19].
- Si è quantificato l'errore massimo in acquisizione sulla base delle caratteristiche degli apparecchiature utilizzate.
- Sono state definite le modalità di collegamento e di impiego di tutte le apparecchiature.
- Sono stati completati gli schemi elettrici necessari al collegamento delle apparecchiature sia interne che esterne al rack.
- La realizzazione del rack di comando è in fase di completamento, come pure l'assemblaggio degli ancillari necessari ai test.

Livello del PLC

- Il PLC è stato assemblato ed ogni scheda (ad eccezione della scheda contatore) è stata configurata coerentemente con i parametri da acquisire.
- L'acquisizione da ogni sensore è stata provata o tramite collegamento diretto con il PLC o simulando il segnale da acquisire con un generatore di segnale; anche la scalatura delle uscite analogiche è stata verificata sperimentalmente.

- Il programma sviluppato è stato testato con successo in merito alle operazioni di remotizzazione, automazione ed *interlock* richieste dall'applicazione.
- La programmazione del PLC per lo svolgimento delle funzioni richieste, manca esclusivamente del codice per la gestione della scheda contatore.

Livello dell'interfaccia grafica *WinCC*

- I componenti e funzioni dell'interfaccia grafica sono state provate con variabili fittizie o con l'effettivo collegamento al PLC.
- L'interfaccia grafica è completa e funzionante rispetto alle modalità di impiego che sono state descritte.

8.2 Prossime attività

Una volta completato il cablaggio interno del rack con l'inserimento della scheda contatore, il prospetto delle attività necessarie al completamento della struttura di controllo, fino alla messa in opera per i test prevede:

1. il test sul rack per verificare il corretto funzionamento di ogni componente;
2. il collegamento del rack alle apparecchiatura esterne;
3. la verifica delle impostazioni sulle apparecchiature ed eventuale calibrazione dei sensori;
4. l'inserimento del codice necessario alla gestione della scheda contatore;
5. un'ulteriore calibrazione dei parametri per l'acquisizione dei segnali di potenza con la scheda *high speed*, utilizzando un programma di prova derivato direttamente da quello usato nei test.

Nonostante non sia stato preso in considerazione nello sviluppo trattato, focalizzato esclusivamente sulle funzioni di acquisizione ed automazione, appare opportuno prevedere inoltre il completamento del programma del PLC con le componenti per la gestione degli allarmi causati da eventi imprevisti e malfunzionamenti sia dell'impianto che del PLC stesso.

8.3 Miglioramenti e sviluppi del lavoro svolto

I principali limiti della struttura di controllo sviluppata sono la frequenza di misura e soprattutto quella di archiviazione nello storico dei valori di vuoto e potenza RF. Per aumentare la frequenza di salvataggio di questi dati nello storico, si dovranno salvare nell'archivio WinCC (quindi con la frequenza di un salvataggio ogni $500\,ms$), dei pacchetti di più misure e non esclusivamente la sola misura, contenuta nel rispettivo DB, relativa all'ultimo periodo di aggiornamento t_{DB}.

L'interfaccia grafica è già predisposta per lo sviluppo della gestione automatica dell'impianto da vuoto da parte del PLC, utile soprattutto in previsione della fase operativa dell'acceleratore. Per la programmazione del PLC a tale scopo sarà necessario definire delle procedure di gestione estremamente dettagliate, che permettano la descrizione del sistema da vuoto come una "macchina a stati finiti", in modo da riuscire sempre a determinare lo stato del sistema e le operazioni da compiere.

Elenco dei simboli

(i, j)	corrispondenza del *pick-up* (i, j), 57
$AMPLITUDE(1, 3)$	potenziale del *pick-up* di riferimeto, 61
$AVERAGE_{PWR}$	*average power loss in cavity*, 20, 24
A_t	anticipo temporale di t_A, 101
A_t^*	massimo anticipo temporale di t_A, 101
Att	attenuazione di cavi ed attenuatore, 58
$Att_{cav}(i, j)$	Att per $P_{cav}(i, j)$, 60
Att_{fwd}	Att per P_{fwd}, 58
$CAVITY_{PWR}$	*power loss in RFQ cavity*, 24
D	$\lceil \tau_I / \tau_P \rceil$, fattore di decimazione, 65
FWD_{PWR1}	*forward power coupler 1*, 20
FWD_{PWR2}	*forward power coupler 2*, 20, 24
$Flow_{cold}$	*flow rate of cold circuit*, 21
$Flow_{warm}$	*flow rate of warm circuit*, 21
HI_{LIM}	limite superiore della grandezza misurata, 45
Hi_{IN}	limite superiore del segnale in ingresso, 43
$K_{en}(i, j)$	costante geometrica in (i, j), 61
$LOSS_{PWR}$	*power loss in bridge cavity*, 20
LO_{LIM}	limite inferiore della grandezza misurata, 45
Lo_{IN}	limite inferiore del segnale in ingresso, 43
OUT_{int}	valore intero in uscita, 71
P	misura di pressione, 51
$P(V_{out})$	P_{cav} o P_{fwd} in funzione di V_{out}, 67
P_a	$P_{cav}(1, 3)$ diviso $Att_{cav}(1, 3)$ e $\beta_{pu}(1, 3)$ lineari, 60
P_a/P_b	misura di $P_a/P_b[dB]$, 60
P_b	P_{fwd} diviso Att_{fwd} e β_{fwd} lineari, 60
P_{cav}	misura di potenza in cavità, 57
$P_{cav}(i, j)$	misura di P_{cav} in (i, j), 57
P_{fwd1}	misura di FWD_{PWR1}, 57
P_{fwd2}	misura di FWD_{PWR2}, 57
P_{rfl1}	misura di RFL_{PWR1}, 57
P_{rfl2}	misura di RFL_{PWR2}, 57
$Power_{cold}$	*power dissipated by the cold circuit*, 22
$Power_{warm}$	*power dissipated by the warm circuit*, 22
Q_0	fattore di merito, 61
Q_L	fattore di merito *loaded*, 61

RFL_{PWR1} *reflected power coupler 1*, 20

RFL_{PWR2} *reflected power coupler 2*, 20, 24

R_t ritardo temporale di t_A, 101

R_t^* massimo ritardo temporale di t_A, 101

T_1 *temperature of RFQ cold channels*, 25

T_2 *temperature of RFQ warm channels*, 25

T_C tempo medio di ciclo del programma, 46

$T_{C_{max}}$ $max\{T_C\}$, 49

T_g *temperature of global input circuit* $-15°C$, 25

T_{2max} valore massimo per T_2, 26

T_{ARC} periodo di aggiornamento di n_{ARC}, 54

$Tcold_{in}$ *input temperature of cold circuit*, 21

$Tcold_{out}$ *output temperature of cold circuit*, 21

$Twarm_{in}$ *input temperature of warm circuit*, 21

$Twarm_{out}$ *output temperature of warm circuit*, 21

$V(i,j)$ misura del potenziale in (i,j) normalizzato, 61

V_I ampiezza impulso di *interrupt*, 65

V_{SI} tensione della soglia di *interrupt*, 65

V_{SI}/V_I^* soglia limite per l'*interrupt*, 99

V_{SI}/V_I rapporto di soglia, 65

$V_{dip}(j)$ tensione di dipolo j, 62

V_{mag} V_{out} AD8302® per P_a/P_b, 60

$V_{mono}(j)$ tensione di monopolo j, 62

V_{out} tensione in uscita dal trasduttore, 52

V_{phs} V_{out} AD8302® per *phase*, 60

$V_{quad}(j)$ tensione di quadrupolo j, 62

$\Delta P_{cav}(i,j)$ errore su $P_{cav}(i,j)$, 62

ΔQ_G errore di quantizzazione sulla grandezza misurata, 45

ΔQ_T errore di quantizzazione in uscita da $DAT4135$, 50

ΔQ_{16bit} passo di quantizzazione con $n_{bit} = 16$, 44

$\Delta Q_{T_{PLC}}$ errore ΔQ_G sulla misura con $Pt100$ e $DAT4135$, 50

ΔQ_{cold} errore ΔQ_G su $Flow_{cold}$, 54

$\Delta Q_{n_{bit}}$ passo di quantizzazione con n_{bit}, 44

ΔQ_{warm} errore ΔQ_G su $Flow_{warm}$, 54

ΔT $T_2 - T_1$, 25

ΔT_g *difference between the values of* T_g *in 2 different istants*, 26

$\Delta T_{iniziale}$	valore di progetto per ΔT, 26
ΔV_{mag}	errore sulla misura di V_{mag}, 67
ΔV_{out}	errore ΔQ_G sulla misura di V_{out}, 51
ΔV_{phs}	errore ΔQ_G nella misura di V_{phs}, 69
Δ_Q	passo di quantizzazione, 43
Δf	$f_{RF} - f_0$ scostamento in frequenza, 61
Δl	differza di lunghezza tra i conduttori, 69
$\Delta phase$	errore nella *phase*, 69
Δt	ritardo tra segnale di *interrupt* e segnale modulante, 65
c	$c = 299792458\,[m/s]$ velocità della luce., 69
$dutycycle$	t_P/τ_P, 20
e_Q	errore di quantizzazione, 43
f_0	frequenza di risonanza dell'RFQ, 25
f_{RF}	frequenza della cavità, 61
n_C	numero di A/D nella scheda, 42
n_{ARC}	numero scariche rilevate in T_{ARC}, 54
n_{bit}	numero di bit dell'A/D della scheda, 43
$offset$	$offset$ della *phase*, 60
out	parametro reale in uscita, 71
$phase$	misura dello sfasamento tra P_{fwd1} e $P_{cav}(1,3)$, 57
t_A	tempo di aggiornamento del dato nella scheda, 42
t_C	tempo di conversione dell'A/D, 42
t_I	durata impulso di *interrupt*, 65
t_P	durata dell'impulso del segnale modulate, 19
t_R	tempo di reazione, 49
t_{DB}	periodo di aggiornamento nel DB, 50
t_{att}	tempo di attesa di un nuovo *interrupt*, 65
β	attenuazione, 58
β_{fwd}	attenuazione *directional coupler*, 58
$\beta_{pu}(i,j)$	attenuazione del *pick-up*(i,j), 59
δT	errore di misura con $Pt100$, 49
δV_{phs}	risoluzione nella misura di V_{phs}, 68
δ_{Tlin}	errore di linearita, 50
$\delta phase$	risoluzione della *phase*, 68
λt	sovrapposizione temporale, 96
λt^*	λt necessaria per l'*interrupt*, 98
λt_{min}	$t_I/2$ sovrapposizione temporale minima, 98

ω_0 — $2 \cdot \pi \cdot f_0[Hz]$, 61

σ_F — errore relativo sulla misura di flusso, 53

σ_P — errore relativo sulla misura di pressione, 51

σ_T — errore relativo su misura di temperatura, 53

$\sigma_V(i,j)$ — errore relativo su $V(i,j)$, 62

$\sigma_{P_{AD}}$ — errore relativo su P_{cav} con AD8302®, 68

$\sigma_{P_{AD}}^{P_{fwd}}$ — $\sigma_{P_{AD}}$ dovuto a ΔP_{fwd}, 67

$\sigma_{P_{AD}}^{V_{mag}}$ — $\sigma_{P_{AD}}$ dovuto a ΔV_{mag}, 67

$\sigma_{P_{LT}}$ — $\sigma_{P_{cav}}$ o $\sigma_{P_{fwd}}$ con LT5534®, 67

$\sigma_{Pcav}(i,j)$ — errore relativo su $Pcav(i,j)$, 62

σ_{Pot} — errore relativo sulla potenza, 53

τ_I — durata complessiva segnale di *interrupt*, 65

τ_P — periodo del segnale modulate, 19

τ_{ACQ} — t_{DB} dell'acquisizione con *interrupt*, 66

A/D — convertitore analogico digitale, 41

DB — *Data Block*, area di memoria, 48

DBxx.DBXyy — identificativo di una DB *double*, 83

DBxx.DBXy.z — identificativo di un DB *bit*, 83

FB — blocco funzionale del programma, 86

FC — funzione del programma, 86

Global ARC — segnale globale *ARC detector*, 54

Ix.y — ingresso digitale PLC, 83

L PIW — *Load Peripheral Input Word*, 45

Mx.y — identificativo di un *merker bit*, 83

OB1 — OB principale, 84

OB — *Organization Block*, 48

OB35 — OB eseguito ogni $100\,ms$, 48

OB40 — OB dell'*interrupt* di processo, 64

Qx.y — uscita digitale PLC, 83

Bibliografia

[1] Wikipedia;
http://en.wikipedia.org/wiki/International_Fusion_Materials_Irradiation_Facility

[2] INFN; http://www.infn.it/energia/IFMIF.pdf

[3] LNL-IFMIF Documentation; http://ifmif.lnl.infn.it/index.php?n=IFMIF.Documentations

[4] JAEA (Japan Atomic Energy Agency); http://www.jaea.go.jp/english/index.shtml

[5] TRASCO; http://trasco.lnl.infn.it

[6] Brian Rusnak Lawrence Livermore National Laboratory, Livermore, CA 94550; *RF Power an Home Coupler Tutorial*; 11th Workshop on RF Superconductivity Lubeck-Travemunde 2003

[7] S.Kazakov, H. Matsumoto, K. Saito, T. Higo, T. Sakei, M. Sato, F. Furuta, R. Orr, J. Hong, A. Yano, H.Urakata, O. Yushiro; *High Power Test of Coupler with Capacitive Window*; LINAC 2006

[8] M. Stribet, I.E. Campisi, G.K. Davis, M. Drury, T. Powers, G.Myneni, K.M. Wilson and T. Whitlach - TJNAF, Yoon Kang - ORNL, K.A. Cummings and T. Hardek - LANL; *High Power RF Tests on Fundamental Power Couplers for the SNS Project*; EPAC 2002

[9] E.N. Schmierer, K.C.D. Chan, D.C. Gautier, J.G. Gioia, W.B. Haynes, F.L. Krawezyk, M.A. Madrid, D.L. Schrage, J.A. Waynert, LANL, Los Alamos, NM 87545, USA, B. Rusnak, LLNL, Livermore, CA 94550, USA; *High Power Testing of the APT Power Coupler*; LINAC 2000

[10] Karen Ann Cummings, LANL; *Theoretical Predictions and Experimental Assessments of the Performance of Allumina RF Windows*; 1998

[11] R. I. Cutler, G. Arbiquc, J. Grippe S. Marsden, 0. Marrufo, and R. Rodriguez SSC Laboratory Dallas, Texas; *Rf Commissioning of the Superconducting Super Collider Radio Frequency Quadrupole Accelerator*; PAC 1993

[12] Giuseppe Valeriano Lamanna e Vincenzo Valentino, INFN Sez. di Bari; Roberto Baruzzo, Strumenti Scientifici Cinel; Luciano Costa e Mauro De Lazzari, INFN Laboratori Nazionali di Legnaro; *The Vacuum Pumping System for the Trasco/ADS RFQ*; nota interna; 2001

[13] A. Palmieri, F. Grespan, A. Pisent INFN/LNL, Legnaro (PD) Italy; *Perturbation Analysis on a Four-Vane RFQ*; pag 606; LINAC 2010

[14] Francesco Grespan, Università degli studi di Padova, Facoltà di scienze MM.FF.NN., INFN/LNL; *Stabilizzazione del campo accelerante nel quadrupolo a radiofrequenza del progetto spes: caratterizzazione teorica e risultati sperimentali*; Cap.5; 2005

[15] Antoniazzi Loris, INFN/LNL; *Schemi Elettrici del rack di controllo per il test dell'RFQ di TRASCO*; 2010

[16] *Siemens*®; manuali per sistema di automazione con PLC SIMATIC S7-300; http://support.automation.siemens.com/WW/llisapi.dll?func=cslib.csinfo&lang=it&siteid=cseus&aktprim=0&extranet=standard&viewreg=WW&objid=10805159&treeLang=it

[17] *Siemens*®; manuali per sistema di supervisione con *WinCC* V7.0 SP1; http://support.automation.siemens.com/WW/llisapi.dll?func=cslib.csinfo&lang=it&siteid=cseus&aktprim=0&extranet=standard&viewreg=WW&objid=10805584&treeLang=it

[18] *Linear Technology*®; manuale scheda elettronica per l'acquisizione dei segnali RF LT5534®; www.linear.com

[19] *Analog Devices*®; manuale scheda elettronica per l'acquisizione dei segnali RF AD8302®; www.analog.com

[20] *Datexel*®; manuali per il modulo di conversione DAT4135 ed il software *Prosoft* per la sua programmazione; www.datexl.com

[21] *Pfeiffer Vacuum*®; manuali per il controller da vuoto TPG256A, le *vacuum gauges* IKR261 e PKR261, le *angle valves* PAF58232; www.pfeiffer-vacuum.com

[22] *Oerlikon Leybold Vacuum*®; manuali per il controller da vuoto IT23, le *vacuum gauges* ITR100 e TTR90, il gruppo pompa tubomolecolare e controller NT20; www.oerlikon.com/leyboldvacuum

[23] *Helix Technololgy*®; manuale per i gruppi compressore e pompa criogenica; www.helixtechnololgy.com

[24] *Lake Shore*®; manuale per il misuratore di temperatura delle pompe criogeniche LS218S, www.lakeshore.com

[25] *Vat*®; manuale per *gate valves* 10846.E44, www.vatvalve.com

[26] *KRONE*®; manuale per i misuratori di flusso ad ultrasuoni KRONE®; www.krohne.com

[27] *Aft-Microwave*®; manuale per l'*ARC detector* ARC 4; www.aft-microwave.com

[28] *Italmec-elettronica*®; manuale per i regolatori di temperatura dello *Skid* MPS5; www.italmec-elettronica.it

[29] Tesista cinese, comunicazioni private

A Appendici

A.1 Alternative per l'acquisizione del segnale dall'*ARC detector*

Si descrivono qui due possibili alternative valutate al fine di determinare la modalità di acquisizione dei segnali dell'*ARC detector*.

L'intera informazione fornita dall'*ARC detector* è ovviamente contenuta nei quattro segnali analogici, ma per poterla utilizzare a pieno sarebbe necessario:

1. inserire una scheda d'acquisizione per segnali analogici dedicata (programmabile e funzionante in modo indipendente dal PLC), con frequenza di campionamento $\geq 10\,kHz$;
2. predisporre la comunicazione per il trasferimento dei dati dalla scheda al software $WinCC$;
3. vista la incompatibilità tra la frequenza dei dati e quella di aggiornamento dell'archivio di $WinCC$ è necessario inoltre sviluppare una struttura dati apposita per il salvataggio, oltre ad una funzione che permette di riordinarli temporalmente in fase di analisi.

Questa soluzione esclude il PLC dalla catena di acquisizione e nonostante renda disponibile a video e sullo storico tutte le informazioni sui fenomeni di scarica, rallenta di molto eventuali funzioni di controllo collegate a tali grandezze. Và inoltre considerato che richiede oltre all'inserimento di nuovo hardware anche lo sviluppo di software con supporti diversi da quelli già in uso.

Limitandosi alla sola informazione dei segnali digitali, si può discriminare esclusivamente se si è verificata o meno una scarica. In questo senso si è valutata la possibilità di leggere i segnali TTL dei quattro moduli o il solo segnale *Global ARC*, con una scheda per ingressi digitali, inserendo a monte di ogni canale un flip-flop di tipo S-R. Esaminando questa soluzione, sono necessarie:

1. la realizzazione di una scheda o di una basetta elettronica, per l'installazione dei flip-flop (uno per ogni canale di interesse), l'inserimento di una scheda DI/DO per il PLC in grado di gestire la logica TTL, o in caso anche quanto necessario per realizzare l'interfaccia trai differenti livelli di tensione;
2. la realizzazione dei collegamenti in modo che l'uscita del flip flop (Q), collegata all'ingresso digitale, assuma il valore logico $Q = 1$ a seguito del comando di *Set* determinato dal segnale TTL proveniente dall'*ARC detector*, assuma il valore $Q = 0$ a seguito del comando di *Reset* determinato attraverso un'uscita digitale, siano inabilitati i comandi incoerenti con lo stato logico dell'uscita.

Con questa realizzazione sarebbe possibile determinare se si è verificata una scarica con una periodicità di $1 \div 2\,T_C$, ed eventualmente sapere anche in quale zona. Questo tipo di informazione può essere utilizzata per contare il numero delle scariche rilevate dal PLC in un certo intervallo di tempo, che può ovviamente non coincidere con il numero di quelle effettivamente rilevate dall'*ARC detector*, ma comunque sia sarà sufficiente per discriminare se c'è stata o meno una scarica. Anche in questo caso è necessario elaborare una struttura dati opportuna, ma decisamente più semplice di quella dell'alternativa precedente, se si desidera superare i limiti imposti dalla frequenza di archiviazione.

A.2 Alternative per l'acquisizione dei segnali di potenza

Si descrive qui una possibile alternativa valutata per l'acquisizione dei segnali di potenza.

Tralasciando la possibilità d'inserire una scheda d'acquisizione dedicata con una gestione autonoma (già esaminata in App.A.1), la quale presenta notevoli svantaggi soprattutto per la gestione delle routine di controllo, l'alternativa prevede l'inserimento di una scheda elettronica costruita ad hoc, da interfacciare tra il PLC ed i segnali da acquisire. Il compito di tale scheda sarebbe quello di garantire un'acquisizione sincronizzata dei livelli di tensione dei segnali analogici, mantenendo tali livelli in dei *buffer* e permettendo l'acquisizione del segnale da parte del PLC direttamente dai *buffer*. La realizzazione di tale scheda implica:

1. L'installazione di un comparatore di soglia da utilizzare sul segnale impulsato, che comanda l'acquisizione del dato con dei *sample and hold* (uno per ogni segnale da acquisire).

2. La generazione di un segnale di trigger che deve poter essere letto ed inabilitato attraverso un ingresso ed un'uscita digitale del PLC.

3. L'installazione di circuiti *sample and hold* triggerabili, che debbono avere un tempo di acquisizione semplicemente $t_{ACQ} < t_P$ (grazie al trigger).

4. Una precisione in acquisizione ed un tempo di scarica di questi circuiti tale da garantire che la differenza tra il valore di tensione vero (che è stato campionato) e quello effettivamente disponibile ai morsetti del PLC sia $\leq 1/2 \cdot \Delta Q$. In questo modo l'errore rimarrà nell'ordine di grandezza di quello di quantizzazione.

Tale soluzione è apparentemente semplice, ma prevede necessariamente lo sviluppo accurato del componente hardware che deve interfacciarsi con segnali digitali a tensioni differenti, oltre che garantire prestazioni ed affidabilità. Alcuni punti critici nello sviluppo possono essere per esempio la reiezione ai disturbi e la notevole differenza tra il tempo di campionamento del *sample and hold* (per esempio $500\mu s$) ed il tempo di mantenimento della tensione nel *buffer* che dovrà essere $\geq 2 \cdot t_A$, vista l'assenza di una sincronizzazione tra scheda e PLC. Nonostante questo metodo sia valido in linea di principio, esso pone forti limiti in termini di decimazione dei segnali acquisiti e di tempi di reazione, a causa fondamentalmente degli elevati tempi t_A delle schede analogiche. A livello di logica del programma è comunque necessaria la discriminazione dei valori acquisiti al fine di considerare esclusivamente le acquisizioni corrette.

A.3 Dettagli riguardo il completamento e lo sviluppo

Attività per il comletamento

Con riferimento ai punti elencati in Sez.8.2, si forniscono alcuni dettagli e precisazioni a riguardo.

(1, 2, 3) La preparazione della strumentazione e la prova complessiva delle apparecchiature è ovviamente la fase cruciale dell'approccio al test vero e proprio, ma soprattutto è un'occasione di verifica per il lavoro svolto dal candidato.

(4) Per il completamento del programma al fine della gestione della scheda contatore, alla luce del codice implementato in WinCC, che provvede al calcolo della differenza tra gli ultimi due conteggi globali, gestendo il caso di overflow grazie ad un limite massimo per il conteggio $count_{max}$ fissato concordemente per l'interfaccia e per il PLC, si dovra sviluppare un codice che:

- gestisce l'acquisizione del valore di conteggio dalla scheda ad ogni ciclo di programma;
- provvede al confronto tra il conteggio e $count_{max}$;
- nel caso in cui il conteggio superi $count_{max}$, provveda a resettare il valore del conteggio della scheda;
- salva il valore del conteggio in un DB raggiungibile da WinCC.

(5) La via indicata per individuare i parametri di configurazione dell'acquisizione dei segnali RF, sfruttando gli interrupt di processo (Sez.7.1.3), necessità di essere ulteriormente testata, poichè le prove effettuate sono arrivate a risultati ancora distanti dai limiti della teoria sviluppata. Inoltre, con l'utilizzo un programma derivato direttamente da quello di test, si potranno valutare con certezza dei parametri funzionanti nella configurazione operativa.

La gestione degli eventi imprevisti parte prima di tutto da una fase di individuazione delle problematiche che si possono verificare nell'impianto, per capire se è necessario e/o utile un qualche intervento da parte del PLC; si debbono inoltre prendere in considerazione alcune eventualità che possono verificarsi nello svolgimento delle operazioni da parte del PLC stesso. Alcune delle problematiche che si possono verificare sono la rottura dei conduttori di segnali in ingresso o in uscita, segnali fuori range, errori nell'elaborazione del programma da parte del PLC.

La gestione di queste ed altre eventualità, rilevate con apposite funzioni di diagnosi da parte del PLC, prevede l'avvio di OB dedicati, nei quali è possibile inserire il codice da eseguire in questi casi. Se tali OB non sono programmati, la loro esecuzione non ha ovviamente alcun effetto. La programmazione degli OB collegati alle problematiche individuate come eventi possibilmente dannosi, assieme all'aggiunta di altre funzioni per la gestione di eventi propri dell'impianto in questione, sarà un passo fondamentale per lo sviluppo di un programma affidabile anche nell'ottica dell'utilizzo post test.

Possibili miglioramenti

I principali limiti della struttura di controllo sviluppata sono la frequenza di misura e soprattutto quella di archiviazione nello storico dei valori di vuoto e potenza RF. Il miglioramento dei tempi di aggiornamento e salvataggio dei dati relativi a tali grandezze porterebbe dei vantaggi sia nei tempi di reazione, sia nell'analisi dei dati nello storico.

Considerando di utilizzare lo stesso hardware e rispettando le condizioni limite poste (7.3), è possibile migliorare la frequenze di acquisizione è salvataggio. I valori limite raggiungibili per il tempo di aggiornamento t_{DB}, dei DB dove sono salvati gli ultimi dati acquisiti, sono $66\,ms$ per il vuoto e $20\,ms$ per i segnali di potenza RF (si considerano esclusivamente quelli acquisiti con la scheda analogica *high speed*).

Per ridurre il tempo di aggiornamento delle misure di vuoto si può considerare:

1. Di verificare ad ogni ciclo di programma se il segnale presente all'ingresso $PIWxxx$ differisce da quello al ciclo precedente. In questo modo si ottiene $t_{DB} \leq 66\,ms + T_C$. È preferibile però memorizzare e confrontare tutti gli ingressi interessati ad ogni ciclo, al fine di effettuare le conversioni solo se necessario.

2. Utilizzare per l'acquisizione uno degli OB temporizzati OB36, OB37, OB38 aventi periodi di esecuzione rispettivamente 50, 20 e $10\,ms$. Si possono così ottenere tempi di aggiornamento $t_{DB} \leq 116,\ 86,\ 76\,ms$. Anche in questo caso è preferibile utilizzare dei confronti per discriminare se eseguire o meno la conversione; ad eccezione al più del caso di OB36, in cui solo una acquisizione su cinque coincide con il valore già in memoria.

Tra le due, la seconda possibilità è più ragionevole in termini di carico computazionale, in particolare con l'utilizzo di OB36 o OB37.

Il tempo di aggiornamento t_{DB} delle misure RF, effettuate con il meccanismo di interrupt, è determinato dal parametro τ_I secondo la (4.27). È quindi sufficiente agire su τ_I per aumentare la frequenza di aggiornamento della misura.

Per aumentare la frequenza di salvataggio di questi dati nello storico, si debbono salvare nell'archivio WinCC (quindi con la frequenza di un salvataggio ogni $500\,ms$), dei pacchetti di più misure e non esclusivamente la sola misura, contenuta nel rispettivo DB, relativa all'ultimo periodo di aggiornamento t_{DB}. Il pacchetto di misure dovrà essere costituito da N misure temporalmente sfalsate di t_{DB}; con $N = \lfloor 500\,ms/t_{DB} \rfloor$. In fase di riordino dei dati si sceglierà invece se assegnare tra un dato ed il successivo o un periodo t_{DB}, in questo caso solo i campioni dello stesso pacchetto saranno equidistanti, oppure un periodo di $500\,ms/N$, con il quale tutti i campioni risultano equidistanti.

Per la realizzazione del pacchetto di dati ed il suo utilizzo una volta salvato nello storico, è necessario intervenire sia nella programmazione del PLC, sia in quella dell'interfaccia grafica. Nella programmazione del PLC, una possibile strada per l'implementazione di questa operazione prevede:

1. La definizione e l'utilizzo nella routine di acquisizione di una struttura dati ad *array* a riempimento circolare, di dimensione $N + 1$. In questo array, un'elemento di posizione fissa e nota fa da indice ed individua la locazione dell'ultimo dato acquisito. Ad ogni

acquisizione il nuovo dato sarà quindi salvato nella locazione di memoria occupata dal dato più obsoleto e verrà aggiornato il valore dell'indice.

2. Nelle funzioni di automazione eseguite ciclicamente, si farà quindi riferimento al dato di misura indicato dall'elemento indice.

Al fine di poter utilizzare il pacchetto di dati salvato in archivio, ad esempio per visualizzare un grafico dello storico con il dettaglio di un campione per ogni intervallo t_{DB} (o $500\,ms/N$), si deve programmare l'interfaccia $WinCC$ secondo le seguenti considerazioni.

1. Al fine del passaggio del pacchetto dei dati a $WinCC$ è necessario indicare un'area di memoria compatta attraverso l'indirizzo d'inizio (es. $DBxxxDBDyy$) e la rispettiva lunghezza in numero di *byte*.

2. È necessario sviluppare una funzione che, in corrispondenza ad ogni acquisizione, sia in grado di riordinare i dati contenuti nella struttura, salvandoli in ordine cronologico in un apposito archivio (*archivio dati*). Parallelamente a questo archivio ne deve essere creato un altro (*archivio tempi*), nel quale sono salvate in ordine cronologico le indicazioni temporali relative ai dati di misura. Tali indicazioni si ricavano a partire da quella che accompagna il pacchetto di misure e saranno spaziate di un tempo t_{DB} o $500\,ms/N$ a seconda della scelta.

3. Nella realizzazione del grafico si mapperanno le misure contenute nell'*archivio dati* in funzione dei tempi nell'*archivio tempi*.

Nonostante l'idea di base sia abbastanza intuitiva, questa implica una serie di conoscenze approfondite sulle modalità di programmazione e trattamento dei dati offerte dal software $WinCC$.

Prossimi sviluppi

In Sez.5.3 si è mostrato che la pagina dell'interfaccia grafica per il controllo del vuoto (Fig.5.8) è predisposta per il funzionamento in automatico, anche se questa modalità è disabilitata. Lo sviluppo della gestione automatica dell'impianto da vuoto, da parte del PLC, è utile soprattutto in previsione della fase operativa dell'acceleratore.

Per la programmazione del PLC a tale scopo è necessario definire delle procedure di gestione estremamente dettagliate, che permettano la descrizione del sistema da vuoto come una "macchina a stati finiti", in modo da riuscire sempre a determinare lo stato del sistema e le operazioni da compiere. La definizione dello stato si baserà sugli stati *on/off* delle pompe e valvole (per queste si deve considerare anche lo stato incerto), sui i livelli di vuoto e temperatura misurati e sui comandi remoti ricevuti dall'interfaccia. Le operazioni da compiere riguarderanno invece il comando delle utenze.

Le procedure previste dall'interfaccia sono racchiuse in tre comandi principali:

- il pompaggio normale, partendo dal pre-vuoto fino alla gestione della rigenerazione delle pompe criogeniche;

- la gestione del rientro d'aria in modo controllato;

- la gestione dello spegnimento dell'impianto.

La molteplicità dei parametri, degli stati di funzionamento e dei comandi da gestire, rendono la definizione della "macchina a stati finiti" un compito non semplice. Anche l'implementazione di questo tipo di logica nel PLC richiede la definizione di una struttura complessa, che permetta di determinare lo stato di funzionamento e le azioni da compiere in modo computazionalmente efficiente.

I.N.F.N. BIBLIOTECA LABORATORI NAZIONALI LEGNARO

Ringraziamenti

I miei più cari ringraziamenti alla mia famiglia, che mi ha dato la possibilità di studiare, lasciandomi sempre libero di decidere per il mio futuro come meglio credevo.

Ai miei amici, che hanno sopportato pazientemente le mie continue assenze, senza mai farmi pesare le mie scelte, restandomi comunque sempre vicino.

A tutti i coinquilini con i quali ho passato gli anni di università, un grazie per la loro simpatia e per tutti i bei momenti condivisi assieme.

Ringrazio tutte le persone con le quali ho collaborato e che mi hanno aiutato durante il tirocinio ai LNL, in particolare il Dr. Fagotti Enrico, il Dr. Grespan Francesco, il Dr. Ing. Palmieri Antonio, per la pazienza e la puntualità nelle spiegazioni e per il loro contributo nella retifica della tesi. Ringrazio inoltre il Dr. Roncolato Carlo che mi ha ospitato nel suo ufficio nei mesi trascorsi ai LNL e chi mi ha preceduto iniziando questo mio compito.

Un grazie al Prof. Vitturi Stefafano che mi ha dato la possibilità di svolgere un tirocinio così stimolante e gratificante.

Un grazie infine a tutti coloro che hanno avuto la pazienza e la perseveranza di leggere fin qui questa tesi, ma soprattutto ringrazio il Buon Dio che mi ha dato la vita, le capacità e la possibilità di arrivare fin qui.