

III Facoltà di Ingegneria dell'Informazione
Corso di Laurea in Ingegneria Elettronica

Tesi di Laurea Magistrale

Satellite modulare: monitoraggio e telemetria per la gestione dell'energia



Relatori:

prof. Dante Del Corso
prof. Leonardo Reyneri

Candidato:

Corrado Maddaleno

gennaio 2008

Sommario

Il progetto AraMiS (ARchitetture Modulari per Satelliti) nasce nel dicembre del 2006, sulla base dell'esperienza maturata con il progetto PICcolo Cubo del Politecnico di Torino (PiCPoT). PiCPoT è stato il primo nanosatellite universitario del Politecnico di Torino, sviluppato coinvolgendo diversi dipartimenti e con alto valore didattico, in quanto realizzato direttamente dagli studenti. Aveva la forma di un piccolo cubo, di cui cinque facce ricoperte da pannelli solari e la sesta predisposta per le telecomunicazioni, ed era composto da schede sviluppate ad hoc per la missione da svolgere. Proprio in quest'ultima peculiarità risiedeva uno dei punti deboli di PiCPoT. La scarsa riusabilità del progetto PiCPoT e le varie difficoltà che sono state riscontrate durante la fase di integrazione, nella quale può essere necessario smontare e rimontare più volte il satellite

La caratteristica chiave del progetto AraMiS è la modularità, grazie alla quale si mira ad eliminare i difetti sopraesposti. Il progetto non è orientato alla missione da svolgere, ma alla definizione di una architettura e alcuni moduli standard, tra loro compatibili e cooperanti. Ogni modulo ricopre dei ruoli specifici ed è completamente indipendente, tuttavia alcuni di essi se connessi ad altri moduli dello stesso tipo possono aumentare le prestazioni complessive del sistema. Come detto i vari moduli non sono mission-oriented ma task-oriented, perciò quando lo standard e i moduli saranno pronti potranno essere utilizzati in molteplici missioni, anche con payload molto diversi. L'utilizzo di componenti Components Off-The Shelf (COTS) e l'ammortizzamento dei costi di progettazione sulle varie missioni che AraMiS potrà affrontare, donano al progetto caratteristiche fortemente low-cost, rendendolo appetibile anche a enti ed organizzazioni che precedentemente non avevano possibilità di accesso allo spazio, a causa dei costi elevati.

Il progetto AraMiS nasce nell'ottica di sviluppare nano e pico satelliti, aventi una massa complessiva inferiore a 10 kg e orbitanti in Low Earth Orbit (LEO, circa 500 km). I moduli hanno dimensioni standard, di circa 16 cm, alcuni saranno montati all'interno ed altri all'esterno. I moduli esterni fungono anche da struttura portante tranne nel caso in cui il peso complessivo del satellite sia eccessivo. La comunicazione tra i vari moduli è garantita da un bus seriale il quale dovrà avere forti caratteristiche fault-tolerant.

I moduli di cui è composto il progetto AraMiS sono:

Power Supply : *montato sull'esterno del satellite, il suo compito principale è generare elettricità, immagazzinarla in batterie presenti a bordo e scambiarla con altri moduli Power Supply nel caso in cui questi siano in ombra. Su questo modulo verranno inoltre montati i dispositivi atti al controllo d'assetto del satellite. Ogni modulo Power*

Supply garantisce il controllo su uno degli assi del satellite, è necessario montare tre moduli su tre assi indipendenti per garantire la completa governabilità del satellite. Poichè un satellite sarà composto da più moduli Power Supply, è automaticamente garantita una forte ridondanza poichè ogni modulo, seppur in grado di collaborare, è completamente autonomo.

Tx-Rx : *il modulo consente la comunicazione con la stazione terrestre, sia in up-link che in down-link. Entrambe le direzioni sono servite da due canali, aventi frequenza diversa. L'uno operante a 437 MHz, può essere utilizzato dai radioamatori di tutto il mondo per ascoltare il beacon del satellite e aiutare l'ateneo nella localizzazione. L'altro canale a 2,4 GHz dotato di prestazioni più avanzate. Un micro-controllore a bordo di questa scheda si occupa del trattamento dei dati secondo il protocollo previsto e li invia/riceve sul bus seriale del satellite.*

On Board Computer : *il modulo contiene un processore in grado di coordinare il funzionamento dell'intero satellite. I calcoli relativi all'assetto vengono qui effettuati e i comandi ricevuti da Terra interpretati. Tramite bus seriale l'OBC comunica con gli altri moduli e trasmette i dati alla Tx-Rx. Esso dispone inoltre delle funzionalità atte ad accogliere i payload meno complessi.*

In questa tesi si è sviluppato il modulo Power Supply. Il lavoro è cominciato documentandosi sui satelliti universitari esistenti ed analizzando il progetto PiCPoT. In questa fase sono anche stati analizzati i vincoli ambientali al quale il modulo è sottoposto e ai quali l'elettronica deve sottostare: vuoto, vibrazioni e temperatura sono solo alcuni dei problemi affrontati nel progetto. Le radiazioni, prodotte dal Sole o provenienti dallo spazio profondo, possono interagire con i semiconduttori drogati, creando effetti noti come SEU (Single Event Up-set) e SEL (Single Event Latch-Up), che possono portare alla perdita di dati o alla distruzione dei dispositivi. Per mitigare questi effetti sono stati progettati e testati appositi circuiti anti Latch-Up.

Sono state successivamente analizzate varie architetture per condividere l'energia tra i moduli Power Supply, considerando l'idea di collegamenti dedicati tra moduli o la realizzazione di un bus di potenza sul quale riversare l'energia in eccesso. Dopo questo studio iniziale si è proceduto con la progettazione e realizzazione di un prototipo di Power Supply basato sull'architettura di base. Il prototipo è dotato di uno switching boost isteretico, atto a mantenere il punto di massima efficienza dei pannelli solari, al GaAs aventi un'efficienza del 26%, ed in grado di elevarne la tensione al fine di caricare due celle di batterie al litio poste in serie. Attualmente la potenza massima stimata, per modulo, è di 3 W

Il punto di lavoro dei pannelli solari è impostato da un circuito analogico in maniera approssimativa ed il micro-controllore di bordo può spostarlo secondo algoritmi più sofisticati ma non ancora implementati. La carica della batteria è supervisionata dal micro-controllore, il quale interrompe il processo se la batteria è carica o se la temperatura di questa è troppo elevata. Nel prototipo realizzato la carica viene interrotta bloccando lo switching boost mentre in futuro sarà necessario progettare un resistore di shunt sul quale inviare la potenza in eccesso, questo per prelevare sempre energia dai pannelli solari, il chè abbassa la loro temperatura.

Il micro-ctrllore, un MSP430 della Texas Instrument, è dotato di un ADC integrato attraverso il quale acquisisce sette diversi parametri del prototipo per i quali sono stati collaudati e testati appositi circuiti di condizionamento. Si è infine utilizzata l'interfaccia UART per simulare il bus di bordo inviando i dati di telemetria raccolti e contemporaneamente consentire il debug del software tramite PC.

Si è descritto il software tramite UML e lo si è realizzato. Il prototipo è stato collaudato e risulta funzionante. L'intero lavoro è stato eseguito collaborando con altri tesisti, dottorandi e personale del Politecnico sviluppando la capacità del candidato al lavoro di squadra.

Il seguente elaborato è organizzato come segue:

capitolo 4.1 *descrive il progetto AraMiS e l'ambiente spaziale in cui opera;*

capitolo 2 *vengono analizzate pregi e difetti delle possibili architetture per il modulo Power Supply. È presentato il modello UML del software che gestisce la telemetria;*

capitolo 3 *descrive le specifiche del prototipo di Power Supply sviluppato;*

capitolo 4 *descrive il progetto del prototipo di Power Supply;*

capitolo 5 *riporta le misure svolte sul prototipo realizzato;*

capitolo 6 *riporta le conclusioni della tesi;*

appendici *riporta gli schemi elettrici e il software finale del prototipo realizzato.*

Indice

Sommario	II
1 Introduzione	1
1.1 Il progetto precedente (PiCPoT)	1
1.2 Il progetto AraMiS	2
1.3 Vincoli ambientali	4
1.3.1 Temperatura	5
1.3.2 Vuoto	5
1.3.3 Single-event effects SEE	6
1.3.4 Total dose	7
2 Architetture di alimentazioni modulari	8
2.1 Specifiche	9
2.2 Possibili soluzioni	11
2.2.1 Architettura base	11
2.2.2 Ipotesi A	13
2.2.3 Ipotesi B	15
2.2.4 Ipotesi C	17
2.2.5 Analisi dei guasti	18
2.3 Gestione della condivisione dell'energia	24
2.4 Architettura prescelta	25
2.5 Modello UML	27
2.5.1 I diagrammi dei casi d'uso	27
2.5.2 I corsi di azione base	28
3 Modulo Power Supply	31
3.1 Specifiche dell'architettura prescelta	31
3.2 Sviluppo del primo prototipo	37
4 Progetto modulo Power Supply	38
4.1 Introduzione	38
4.2 Alimentazione e tensioni di riferimento	38
4.2.1 Regolatore lineare di tensione ZSR330	38
4.2.2 Riferimento di tensione	40

4.3	Switching isteretico	41
4.3.1	Comparatore isteretico	41
4.3.2	Boost switching	43
4.3.3	Snubber e simulazione	49
4.4	Circuito Anti Latch-Up	51
4.5	Micro-controllore	56
4.5.1	Configurazione	57
4.6	Circuiti di telemetria	58
4.6.1	Misure di tensione	58
4.6.2	Misure di temperatura	61
4.6.3	Misure di corrente	65
5	Collaudo e misure	71
5.1	Alimentazione e tensioni di riferimento	71
5.1.1	Alimentazioni	71
5.1.2	Tensione di riferimento	71
5.2	Circuito anti latch-up	72
5.3	Switching isteretico	75
5.3.1	Pannelli solari di prova	75
5.3.2	Carico di prova	75
5.3.3	Comparatore isteretico	76
5.3.4	Switching	77
5.4	Micro-controllore e SW	81
5.4.1	Architettura e caratteristiche testate dell'MSP430	81
5.4.2	Monitoraggio	84
5.4.3	Consumi rilevati	84
5.5	Telemetrie	86
5.5.1	Tensione del pannello solare	86
5.5.2	Tensione della batteria	87
5.5.3	Corrente media erogata dal pannello solare	87
5.5.4	Corrente media di batteria	88
5.5.5	Sensori di temperatura	90
5.5.6	Riepilogo errori delle telemetrie	94
5.6	Kill switch	94
6	Conclusioni	95
A	Schematici	96
B	Sorgenti software	108
B.1	File hardware.h	108
B.2	File adc.h	110
B.3	File check.h	110
B.4	File flash.h	111

B.5	File uart.h	111
B.6	File main.c	113
B.7	File adc.c	114
B.8	File check.c	120
B.9	File flash.c	121
B.10	File uart.c	123

Bibliografia		129
---------------------	--	------------

Elenco delle tabelle

2.1	Caratteristiche principali delle ipotesi di architettura	13
2.2	Effetti di un guasto permanente per l'ipotesi <i>A</i>	19
2.3	Effetti di un guasto temporaneo per l'ipotesi <i>A</i>	20
2.4	Effetti di un guasto permanente per l'ipotesi <i>B.1</i>	21
2.5	Effetti di un guasto permanente per l'ipotesi <i>C.1</i>	23
3.1	Specifiche batteria UBC425085	34
4.1	Specifiche nominali e ridotte dello ZSR330.	40
4.2	Principali caratteristiche degli induttori selezionati	48
4.3	Principali caratteristiche di diodi selezionati	48
4.4	Principali caratteristiche degli N-MOS selezionati	48
4.5	Principali caratteristiche dei condensatori selezionati	48
4.6	Potenza dissipata dal boost: caso ottimo	49
4.7	Potenza dissipata dal boost: caso pessimo	49
4.8	Correnti assorbite dal micro-controllore	51
4.9	Specifiche nominali e ridotte dell'IRLML6402.	56
4.10	Tensioni da misurare	58
4.11	Componenti partitore di tensione	60
4.12	Caratteristiche dei circuiti di condizionamento di corrente	66
5.1	Misure relative al circuito anti Latch-Up	72
5.2	Misure relative alla tensione di gate del transistor Q_4	77
5.3	Riduzione dei consumi utilizzando varie modalità operative	85
5.4	Deviazione di guadagno e errori di offset per le varie grandezze fisiche.	94

Elenco delle figure

1.1	Schema a blocchi del satellite universitario PiCPoT	3
1.2	Vista esterna di PiCPoT.	3
1.3	Un esempio di satellite con architettura AraMiS	5
1.4	Sezione trasversale di un inverte CMOS	6
2.1	Generazione dell'energia e sua distribuzione	11
2.2	Configurazione base della mattonella Power Supply	12
2.3	Connessione a diodo-OR	13
2.4	Schema di connessione per l'ipotesi <i>A</i>	14
2.5	Schema di connessione per l'ipotesi <i>B1</i>	15
2.6	Schema di connessione per l'ipotesi <i>B2</i>	16
2.7	Schema di connessione per l'ipotesi <i>C1</i>	17
2.8	Interuttori presenti nella configurazione <i>A</i>	19
2.9	Schema circuitale del deviatore SW1	22
2.10	Schema e nomi degli switch dell'ipotesi <i>C</i>	24
2.11	Possibili configurazioni delle sotto-reti e dell'IPB	26
2.12	Diagramma dei casi d'uso di Power Supply	30
3.1	Caratteristica I/V dei pannelli solari, a freddo in blu, a caldo in rosso.	32
3.2	Potenza erogata dai pannelli solari, a freddo in blu, a caldo in rosso. É evidenziato il punto di massima potenza.	33
3.3	Tipiche forme d'onda del processo di carica di una cella a litio-polimeri.	34
3.4	Lo schema mette in risalto la posizione del kill switch rispetto alla scheda Power Supply	36
4.1	Schema a blocchi del prototipo Power Supply	39
4.2	Trascaratteristica del comparatore isteretico non invertente	42
4.3	Schema elettrico del comparatore isteretico e dei MOS driver	44
4.4	Schema elettrico switching boost	45
4.5	Tensione V_{ds} senza un circuito di snubber. Sono visibili forti oscillazioni causate dalle capacità parassite dei componenti.	50
4.6	Tensione V_{ds} con snubber. Le oscillazioni parassite vengono rapidamente smorzate.	52
4.7	rivelatore di picco	53

4.8	Schema elettrico del circuito Anti Latch-Up	54
4.9	Circuito equivalente dell'ingresso analogico dell'MSP430	57
4.10	Circuito di condizionamento per le tensioni	59
4.11	Caratteristica del resistore NTC.	62
4.12	Tensione di uscita in funzione della temperatura dei pannelli solari.	63
4.13	Circuito di condizionamento del sensore di temperatura del pannello solare. La resistenza variabile R_6 rappresenta l'NTC.	64
4.14	Condizionamento del sensore di temperatura della batteria	65
4.15	Tipico schema di utilizzo e schema interno del dispositivo INA138	67
4.16	Circuito per la misura della corrente erogata dal pannello solare	68
4.17	Circuiti per la misura della corrente di carica/scarica della batteria	70
5.1	Schema elettrico del circuito Anti Latch-Up	73
5.2	Configurazione di prova per simulare un Latch-Up e verificare il funziona- mento dell'ALU	74
5.3	Caratteristiche I/V dei pannelli solari, linea continua. Pannelli solari in prova nelle altre serie	76
5.4	Caratteristiche P/V dei pannelli solari, linea continua. Pannelli solari in prova nelle altre serie	77
5.5	Caratteristica V/I del pannello solare in prova. Interpolando i punti è possibile ricavarne la R_{eq}	78
5.6	Efficienza dello switching isteretico	79
5.7	Potenza d'uscita dello switching isteretico	80
5.8	Efficienza in funzione della potenza d'uscita.	81
5.9	Andamento di M al variare del carico	82
5.10	Corrente assorbita dal prototipo Power Supply in diverse condizioni d'uso .	85
5.11	Caratteristica della conversione della tensione del pannello solare.	86
5.12	Caratteristica della conversione della tensione del pannello solare.	87
5.13	Caratteristica di conversione della corrente media erogata dal pannello solare	88
5.14	Caratteristica di conversione della corrente media di carica della batteria . .	89
5.15	Funzione inversa per il sensore di temperatura della batteria: dal valore numerico alla temperatura.	91
5.16	Dati ricavati attraverso l'uso dei metodi proposti. Sono anche presentate le due rette interpolanti.	92
5.17	Funzione inversa per il sensore del pannello solare: dal valore numerico alla temperatura.	93
A.1	Regolatore lineare di tensione.	97
A.2	Generatore della tensione di riferimento.	98
A.3	Il circuito anti Latch-Up.	99
A.4	Lo switching isteretico, il comparatore e i segnali che ne influenzano il comportamento.	100
A.5	Lo schema elettrico del uC MSP430F2254.	101
A.6	Integrato per la comunicazione seriale di debug.	102

A.7	Circuiti di condizionamento delle correnti e della temperatura di batteria.	103
A.8	Circuito di condizionamento per la tensione di batteria.	104
A.9	Circuiti di condizionamento della corrente e della temperatura del pannello solare.	105
A.10	Circuito di condizionamento per la tensione dei pannelli solari.	106
A.11	Visione gerarchica dello schema elettrico.	107

Capitolo 1

Introduzione

Nell'ultimo decennio si è assistito ad un forte incremento della realizzazione di satelliti di piccole dimensioni, molti dei quali in ambito universitario. Esso infatti ha partecipato attivamente alla progettazione e realizzazione di *nano-satelliti* (peso compreso tra il chilogrammo e i dieci kilogrammi) e *pico-satelliti* (peso inferiore al chilogrammo). Uno dei risultati di questa attività è la definizione di una piattaforma internazionale specifica, che definisce degli standard progettuali ben precisi e permette alle Università di realizzare il proprio satellite e mandarlo nello spazio a costi contenuti. Nasce così lo standard per picosatelliti denominato CUBESAT, [16], sviluppato nel 2001 dal Professor Robert Twiggs, docente alla Stanford University, USA, in collaborazione con lo Space Systems Development Laboratory (SSDL) della Stanford University e la California Polytechnic State University. Questo standard prevede la realizzazione di satelliti di forma cubica di 10 cm di lato e con una massa di 1 Kg, la cui struttura è definita in funzione dell'adattamento al lanciatore POD (Picosatellite Orbital Deployer).

Numerose università italiane e straniere si sono occupate della progettazione di un satellite, anche per il forte valore didattico dell'esperienza, che permette agli studenti di affrontare un problema progettuale serio e di sviluppare sia le proprie capacità ingegneristiche che l'abilità di lavorare in team.

Il lavoro descritto in questa tesi è un ampliamento e generalizzazione dei concetti di architettura modulare standard per piccoli satelliti.

1.1 Il progetto precedente (PiCPoT)

Prima di descrivere la nuova architettura (AraMiS), è utile un riassunto delle caratteristiche principali di un piccolo satellite realizzato al Politecnico di Torino (progetto PiCPoT). Questa sigla significa "PICcolo Cubo del POLitecnico di Torino". Il satellite PiCPoT è stato progettato interamente da un gruppo di lavoro composto da studenti e docenti del Politecnico. Gli studenti progettisti erano laureandi di Ingegneria Aerospaziale, Energetica, Elettronica, Informatica e delle Telecomunicazioni, composti in un gruppo di lavoro omogeneo, (ad esempio [19], [17], [4] e [5]).

PiCPoT è un cubo con sei facce quadrate ed ortogonali tra loro e dotato esternamente di cinque pannelli solari, tre fotocamere, due antenne, due kill switch e un connettore di test. In figura 1.2 si vede l'aspetto esteriore del satellite.

Gli obiettivi principali del progetto erano:

- dimostrare la possibilità di un progetto interdipartimentale nel Politecnico di Torino;
- verificare il comportamento di componenti *COTS* (Commercial Off-The-Shelf) in ambiente spaziale;
- acquisire dati relativi alle condizioni ambientali dell'orbita *LEO* (Low Earth Orbit) e *MEO* (Medium Earth Orbit).

La parte elettronica di PiCPoT è costituita dalle seguenti schede:

- **Power Switch:** genera le tensioni di alimentazione per tutti i sottosistemi del satellite, sceglie la batteria da utilizzare e gestisce gli anti latch-up;
- **Power Supply:** mantiene cariche le batterie a bordo del satellite e monitora lo stato dei pannelli solari e delle batterie;
- **ProcA e ProcB:** sono i due processori di bordo ed eseguono le stesse operazioni. Acquisiscono i dati dai sensori per le telemetrie e gestiscono il payload. Possono in oltre sia inviare i dati a terra che riceverli;
- **Payload:** acquisisce le immagini da una delle tre telecamere a bordo, inoltre il processore presente sulla scheda permette la conversione dal formato PAL al formato JPEG così da trasmettere l'informazione in formato compresso;
- **TxRx:** trasmette i comandi al satellite e riceve da esso i dati. Le frequenze utilizzate sono 437 MHz per la trasmissione e 2.4 GHz per la ricezione.

Inoltre, era prevista la comunicazione con una stazione di terra, alla quale PiCPoT avrebbe inviato dati di telemetria (temperature, stato del satellite e carica delle batterie) e ogni ora una o più fotografie e dalla quale avrebbe ricevuto dei telecomandi. In figura 1.1 è visibile lo schema a blocchi generale del satellite [19].

Il satellite è stato lanciato il 26 luglio 2006 dalla base di lancio di Baykonour dal lanciatore ucraino DNEPR-II. Purtroppo non è stato possibile eseguire i test in orbita previsti a causa di problemi di natura idraulica al lanciatore.

1.2 Il progetto AraMiS

Il progetto AraMiS nasce come evoluzione del progetto PiCPoT. L'obiettivo è la definizione di un'architettura modulare standard a basso costo per satelliti di piccole dimensioni([18]). Bisogna infatti considerare che la progettazione e realizzazione di satelliti è in linea generale molto costosa e quindi non accessibile a tutti: lo sviluppo di un'architettura modulare,

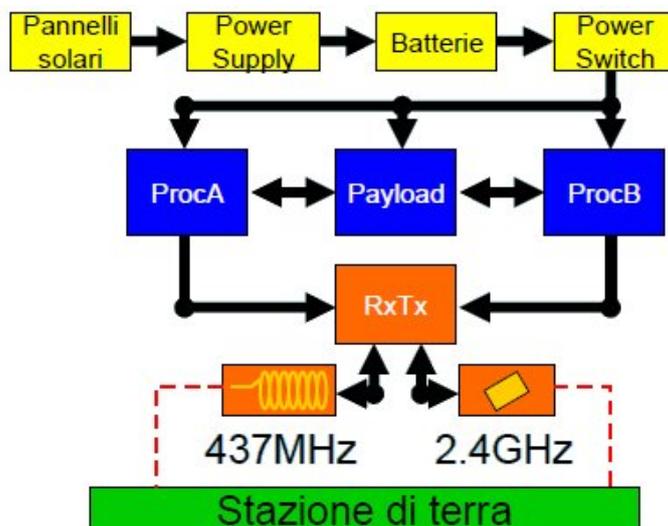


Figura 1.1. Schema a blocchi del satellite universitario PiCPoT

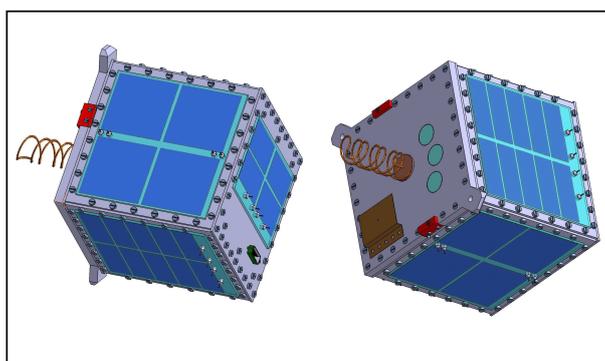


Figura 1.2. Vista esterna di PiCPoT.

insieme all'utilizzo di componenti *COTS*, potrebbe contribuire in maniera notevole ad abbattere i costi fissi di progettazione e sviluppo, dal momento che questi sarebbero condivisi tra numerose missioni. Gli obiettivi principali del progetto sono:

- applicare il concetto di modularità e standardizzazione all'intero satellite, compresi i sottosistemi elettronici;
- utilizzare dispositivi *COTS*, e ottenere l'alta affidabilità con soluzioni sistemistiche;
- progettare, sviluppare e collaudare una serie di mattonelle (*tiles*) modulari, corrispondenti ai principali sottosistemi del satellite, utilizzabili in numero differente per le varie missioni;
- sviluppare metodologie di test a basso costo.

Le mattonelle modulari (fig. 1.3) sono almeno di due tipi:

- **Power Supply**: questo modulo è dedicato alla generazione e gestione dell'energia e al controllo di assetto. Tutti i moduli di questo tipo prevedono un'interfaccia con bus di potenza e bus dati, i quali possono collegare tra loro i vari moduli (sulla topologia dei collegamenti si discuterà più avanti). Inoltre essi contengono: pannelli solari, regolatore switching, batterie, sensori e attuatori di assetto con relativi driver, driver per attuatore di orbita, sensori di housekeeping, microcontrollore.
- **TxRx**: questo modulo è dedicato alla comunicazione con la stazione di terra. È composto da due canali (trasmissione e ricezione) e contiene: antenne, codificatore/decodificatore di canale, decodificatore di telecomando, interfaccia bus dati, controllo di assetto.

A queste sono associati altri moduli, quali il payload, variabile in base alla missione da svolgere, e l'OBC(On-Board Computer) che coordina il funzionamento dell'intero satellite.

Inoltre è necessario fare in modo che le mattonelle modulari siano sempre compatibili con un ragionevole sottosistema meccanico, e soprattutto che quest'ultimo sia in grado di sostenere adeguatamente il payload. Per finire, è prevista una stazione di terra, destinata a ricevere i dati e le telemetrie ed inviare telecomandi.

1.3 Vincoli ambientali

Il progetto di un sistema elettronico è fortemente influenzato dall'ambiente nel quale esso opererà([10]). Questo discorso è applicato anche ai satelliti e l'ambiente in cui essi operano: lo spazio.

I satelliti AraMiS operano in un'orbita LEO, posta a circa 600 km dalla Terra, nei prossimi paragrafi verranno dettagliati gli effetti a cui sono sottoposti.

1.3.1 Temperatura

Il satellite sarà sottoposto a forti gradienti termici, dovuti alla differenza di temperatura tra la faccia esposta al sole e quella rivolte nella direzione opposta verso il deep-space, mitigati dalla conduzione termica della struttura del satellite.

Si consideri inoltre che l'irraggiamento solare, circa 1300 W/m^2 , è molto più elevato che sulla Terra in quanto non attenuato dall'atmosfera.

1.3.2 Vuoto

In orbita LEO l'atmosfera è ancora presente, seppur in densità molto bassa. Questo comporta l'assenza del fenomeno della convezione, grazie al quale viene dissipata, in condizioni normali, gran parte del calore prodotto dai dispositivi elettronici. Il calore può ancora essere dissipato solo grazie agli effetti di conduzione termica e irraggiamento.

È necessario prestare attenzione alla composizione interna di qualsiasi componente elettronico o elettromeccanico, in particolare alla presenza di liquidi o gas al loro interno, che possono determinare fenomeni di evaporazione o di esplosione. Per esempio le batterie al Litio contengono al loro interno una pressione di 0,3 bar, trascurabile sulla Terra, ma che nel vuoto crea un'elevata forza per unità di superficie che tende a far esplodere la batteria. I condensatori elettrolitici non possono essere utilizzati nel progetto, per il loro

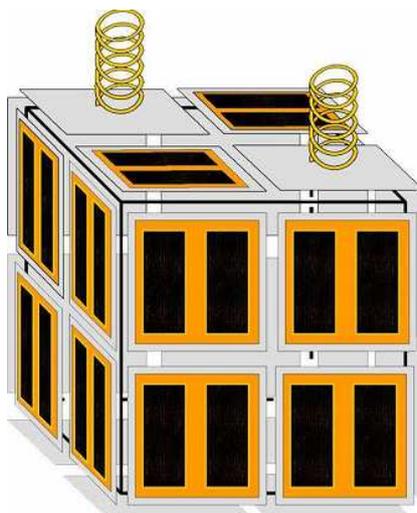


Figura 1.3. Un esempio di satellite con architettura AraMiS

contenuto di soluzione elettrolitica. Volendo utilizzare dei motori è necessario informarsi sul loro contenuto di oli lubrificanti

1.3.3 Single-event effects SEE

Quando le radiazioni ionizzanti presenti nello spazio attraversano dei semiconduttori esse generano una coppia elettrone-lacuna([1], [14] e [7]). Questo processo è noto come ionizzazione diretta. Le cariche così generate possono ricombinarsi o propagarsi attraverso i meccanismi di *drift* e *diffusion*. Poichè le funzioni dei dispositivi attivi sono governate dal controllo dell'iniezione di carica nelle giunzioni, la generazione incontrollata di carica risultante dalla ionizzazione può produrre diversi effetti sui dispositivi.

Tutti questi effetti sono noti come *single-event effects*. Tra i più critici vi sono il *single-event Latch-Up*(SEL) e il *single-event up-set*(SEU).

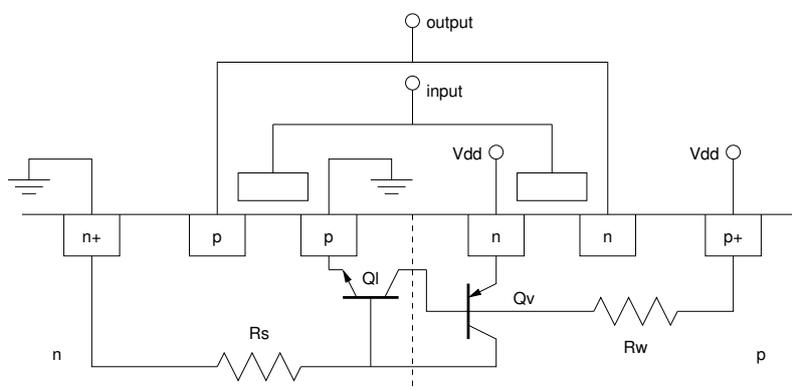


Figura 1.4. Sezione trasversale di un invertitore CMOS

Single Event Latch-upSEL Analizzando la struttura di un layout di un dispositivo CMOS (si veda a tal proposito la figura 1.4) si nota come oltre ai due MOS che realizzano un tipico invertitore siano presenti anche due transistori bipolari parassiti. La particolarità di questa struttura parassita è che corrisponde alla struttura di un componente elettronico: il Silicon Controlled Rectifier (SCR). L'SCR è un componente di potenza che ha un catodo, un anodo ed un gate. Quando la corrente sul gate è sufficiente per portare in conduzione il transistor si innesca una reazione positiva che mantiene un percorso a bassa impedenza tra il nodo di alimentazione ed il riferimento a potenziale nullo, causando un'elevata dissipazione di potenza, che può portare al danneggiamento del dispositivo.

Questo fenomeno si verifica quando si ha un'iniezione di carica nella base del transistor parassita, quindi finché circola corrente, anche molto bassa. Questa situazione perdura finché l'alimentazione del dispositivo è presente ed è noto come SEL.

Proprio per evitare il danneggiarsi dei dispositivi CMOS devono essere previsti dei circuiti *anti latch-up* a monte di essi. Il circuito anti latch-up è in grado di rivelarne la

presenza e toglie alimentazione al dispositivo per permettere il diseccitamento dell'SCR parassita.

Single Event Up-set (SEU) Qualora le memorie siano colpite dalle radiazioni esse vanno incontro alla perdita di dati, poichè la radiazione è in grado di caricare una locazione di memoria precedentemente scarica, o addirittura alla perdita del firmware dei processori di bordo. Utilizzando componenti COTS essi non sono protetti da questi fenomeni per i quali è necessario inserire ridondanza nelle informazioni e nei circuiti di elaborazione. I dati in memoria andranno quindi scritti con codice a protezione d'errore e i firmware replicati in diverse locazioni della memoria, in maniera tale da averne sempre una copia corretta disponibile.

1.3.4 Total dose

Gli effetti fin qui descritti hanno preso in esame fenomeni *istantanei*. È chiaro però che all'aumentare del tempo trascorso in orbita sempre più radiazioni avranno attraversato ed interagito con i dispositivi. I quali lentamente vanno incontro ad un degradarsi delle loro prestazioni. Per esempio i transistori MOS aumentano gradualmente la loro tensione di soglia, questo comporterà un maggiore ritardo nella propagazione dei segnali e così via. Questi effetti sono dovuti alla *total dose* accumulata e si manifestano soltanto dopo alcuni anni trascorsi in orbita LEO.

La durata prevista delle missioni AraMiS è inferiore a 6 mesi, pertanto questi effetti possono essere trascurati nella selezione dei componenti.

Capitolo 2

Architetture di alimentazioni modulari

In questo capitolo verranno analizzate le funzioni richieste alla mattonella Power Supply e il modo in cui possono essere fornite utilizzando un'architettura che presenti il miglior compromesso tra servizi e ridondanza offerte contro complessità e costo d'implementazione.

Presentiamo un glossario dei termini utilizzati di seguito:

- **IPB:** *Internal Power Bus*. Le mattonelle Power Supply sono in grado di scambiare energia tra di loro al fine di ottimizzare i cicli di carica/scarica delle batterie. Ciò si realizza fisicamente grazie all'IPB nel caso di sotto-reti di Power Supply.
- **IPI:** *Internal Power Interconnection*. È simile all'IPB e si differenzia da esso in quanto si applica solo nel caso di collegamento diretto tra due Power Supply. Si tratta quindi di un collegamento dedicato.
- **mattonella Power Supply:** si tratta della scheda fisica che andrà a comporre le faccie esterne dei satelliti del progetto AraMiS, per maggiori dettagli si veda 2.1. In essa trovano posizione circuiti aventi compiti anche molto diversi tra loro.
- **MPP:** il *Maximum Power Point* è il punto di lavoro, inteso sul piano I/V, nel quale un pannello solare eroga la massima potenza e lavora quindi con la massima efficienza raggiungibile.
- **MPPT:** *Maximum Power Point Tracking*. L'MPP varia nel tempo in funzione di fattori quali la temperatura e l'illuminazione del pannello solare. Eseguire un MPPT significa perciò riconoscere il MPP e spostare il punto di lavoro del pannello solare al fine di raggiungere il MPP.
- **OBC:** *On Board Computer*. È una delle schede del progetto AraMiS. Si occupa principalmente di coordinare le varie operazioni e sarà necessario solo un OBC per satellite.

- **TX-RX:** É una delle schede del progetto AraMiS. Si occupa di ricevere e inviare a terra i dati e i comandi. Disporrà di due canali di comunicazione a frequenza diverse, l'uno con portante a 437 MHz l'altro a 2,4 GHz.
- **OPB:** *Output Power Bus.* La mattonella Power Supply è la fonte di alimentazione per tutte le schede, diverse da altre mattonella Power Supply, presenti sul satellite. L'OPB è il supporto fisico attraverso il quale questo si può realizzare e nel quale tutte le Power Supply riversano la propria energia.
- **Power Supply:** con questo termine si indicano solo alcune funzionalità della mattonella Power Supply. Precisamente tutte le funzionalità riguardanti la generazione, conservazione e condivisione dell'energia più i compiti di housekeeping.
- **SPC:** *Solar Panels Controllers.* Anche detto più semplicemente caricabatteria, è un circuito che si occupa di adattare i livelli di tensione tra pannelli solari e batterie e adottare tecniche di MPPT.
- **TX-RX:** É una delle schede del progetto AraMiS. Si occupa di ricevere e inviare a terra i dati e i comandi. Disporrà di due canali di comunicazione a frequenza diverse, l'uno con portante a 437 MHz l'altro a 2,4 GHz.

2.1 Specifiche

La mattonella dovrà essere in grado di fornire le seguenti funzionalità:

Recupero e immagazzinamento energia Tramite pannelli solari la mattonella dovrà essere in grado di ricavare energia dalla luce solare. Attraverso un circuito caricabatteria l'energia verrà immagazzinata nelle batterie presenti in ogni mattonella. Il caricabatteria inoltre si occuperà di ottimizzare l'estrazione di energia dal pannello solare adottando la tecnica del MPPT(Maximum Power Point Tracking).

Condivisione dell'energia Al fine di ottimizzare la vita delle batterie e di aumentare la ridondanza del sistema è opportuno che le mattonelle Power Supply abbiano la possibilità di condividere l'energia tra di loro. Questo può essere reso possibile tramite un bus di potenza che colleghi un caricabatterie ad una generica batteria di un'altra Power Supply oppure collegando un pannello solare ad un caricabatterie di una mattonella esterna o ancora entrambe le soluzioni possono coesistere. Più avanti in questo capitolo si analizzeranno i pro e i contro di queste soluzioni.

Housekeeping Il sottosistema Power Supply dovrà essere in grado di misurare alcuni importanti parametri presenti all'interno di esso e fornirli all'OBC (On Board Computer) qualora richiesti.

Di seguito, brevemente elencati, i parametri misurati:

- tensione, corrente e temperatura del pannello solare;

- tensione, corrente e temperatura della batteria;
- segnali provenienti da fotodiodi e magnetometri.

Bus di comunicazione La mattonella Power Supply ha la possibilità di scambiare dati con altre mattonelle e con l'OBC tramite un bus seriale di comunicazione. Questo canale di comunicazione dovrà necessariamente essere fortemente fault-tolerant e garantire una certa ridondanza. Al tempo stesso dovrà avere bassi consumi di potenza e comunicare con un bit-rate per ora stimato in 200kbps([18]).

Al momento della consegna di questo elaborato sono ancora allo studio il tipo di bus e il protocollo da adottare. Le ipotesi più probabili al momento sono transceiver accoppiati a trasformatore, con arbitrato a rivelazione di collisioni (CSMA/CD).

Controllo di assetto Sulla mattonella Power Supply trovano posto anche due diverse unità di controllo d'assetto. L'una basata su ruota d'inerzia, l'altra su controllo attivo del campo magnetico (*magnetorquer* [16]).

La prima soluzione adotta un piccolo motore elettrico al cui asse è collegata una certa massa, costituita da una ruota esterna o eventualmente dallo stesso rotore interno del motore. Imprimendo accelerazioni e decelerazioni alla ruota, per il principio della conservazione del momento d'inerzia, esse vengono trasferite come coppie agenti sull'intera struttura.

La seconda soluzione alimenta un solenoide, ricavato negli strati interni di un PCB, il quale genera un dipolo magnetico orientato lungo una ben determinata direzione. Quest'ultimo interagendo con il campo magnetico terrestre genera una coppia che pone in rotazione la struttura.

I due sistemi si integrano a vicenda. Notiamo che ogni mattonella Power Supply fornisce gli strumenti necessari al controllo di assetto di 1 asse, ma posizionate su cinque facce di un cubo, configurazione minima del satellite, garantiscono la stabilizzazione su 3 assi.

Supporto meccanico La mattonella Power Supply è anche una parte integrante del sotto-sistema meccanico. Su di esso vengono allocati diversi componenti tra cui il pannello solare, le batterie, la ruota d'inerzia, il solenoide per il controllo d'assetto e il PCB con i vari componenti elettronici. Questa mattonella verrà posizionata all'esterno del satellite e unendosi alle altre mattonelle esterne sarà in grado di fornire la funzione di supporto meccanico all'intero satellite, payload compreso.

La dimensione geometrica della mattonella sarà standard ed uguale per tutte le mattonelle esterne, un quadrato di 165 mm (la dimensione utile per quanto riguarda il PCB sarà di soli 144 mm, per via della struttura esterna). Inoltre verranno utilizzate delle viti per il fissaggio con passo non superiore a 15 mm. Ciò garantisce che il satellite risulti sigillato contro segnali elettromagnetici fino ad una frequenza di 2,4 GHz, frequenza utilizzata dalla mattonella TX-RX per comunicare con la stazione terrestre.

2.2 Possibili soluzioni

2.2.1 Architettura base

Come sopraccitato, uno dei compiti delle mattonelle Power Supply è rendere possibile lo scambio di energia tra di esse. Questo scambio può avere luogo in diversi punti della catena di carica della batteria. Osserviamo a tal proposito la figura 2.1. In essa le linee tratteggiate indicano possibili punti di inserzione di un eventuale bus di potenza, mentre con la sigla SPC (Solar Panel Controllers) è indicato il caricabatterie.

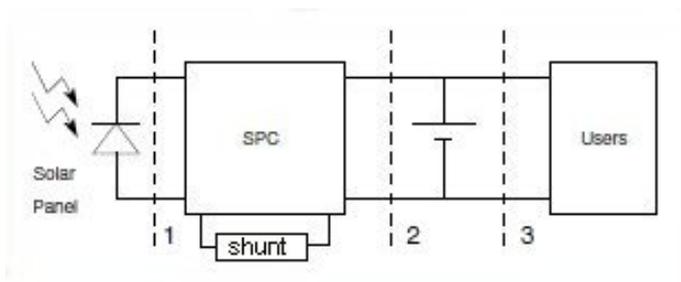


Figura 2.1. Generazione dell'energia e sua distribuzione

La struttura è replicata in ogni mattonella Power Supply e se collegassimo ogni sezione con le sue rispettive controparti otterremmo un fortissimo aumento della ridondanza e della affidabilità al prezzo di elevata complessità. Scopo di questa sezione è analizzare pregi e difetti delle possibili implementazioni.

Per farlo, prendiamo inizialmente in considerazione la mattonella base, visibile in figura 2.2, che presenta elementi comuni a tutte le possibili soluzioni. Essa dispone di un certo numero di celle solari, da tre a sei, connesse in parallelo, poste sulla faccia rivolta verso l'esterno della mattonella. La loro efficienza è fortemente influenzata dalla loro illuminazione e dalla temperatura a cui lavorano, quindi la tensione alla quale è erogata la massima potenza cambia in base a questi parametri. Per compensare queste variazioni e prelevare sempre la massima potenza disponibile viene utilizzato un circuito caricabatteria che innalza la tensione e insegue il MPP. Di qui in poi ci si riferirà ad esso con la sigla SPC.

La batteria sarà composta da due celle di Li-Po, in serie, con una tensione nominale di 7,4V. Questa tecnologia è stata scelta perchè ha la massima densità di energia.

Il supervisore di questo processo è un microcontrollore che segue la carica della batteria, provvede ai compiti di housekeeping, riceve comandi dall'esterno e eventualmente dirotta la potenza in eccesso, generata dai pannelli solari, su dei resistori di shunt.

La potenza conservata nelle batterie è resa disponibile al sistema tramite un bus di potenza, sezione 3 della figura 2.1, duplicato per aumentare l'affidabilità. Ognuno dei due bus, che da ora in avanti indicheremo come OPB (Output Power Bus), è accoppiato alla batteria tramite uno switch, controllato via software, e con un diodo connesso in serie garantisce che le batterie possano solo erogare corrente verso il carico. Viene bloccata

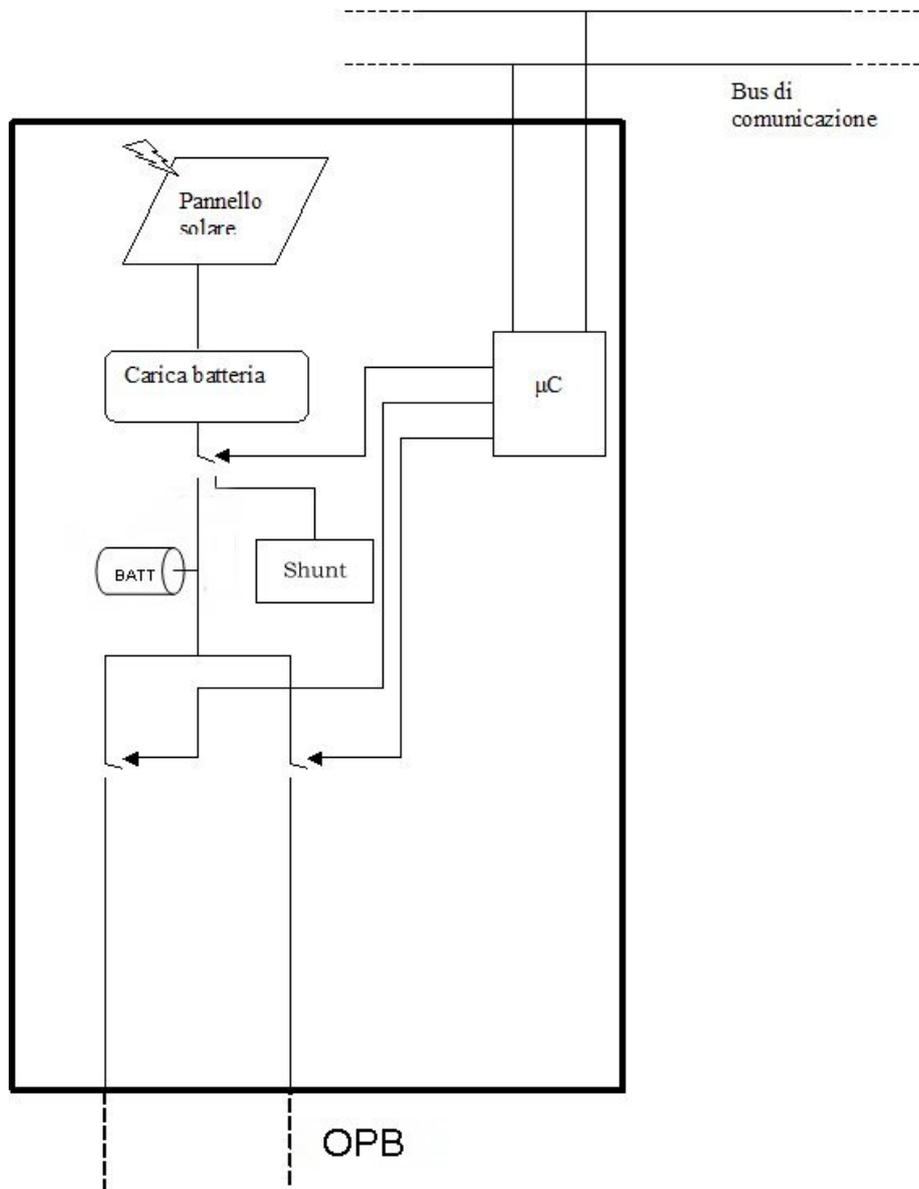


Figura 2.2. Configurazione base della mattonella Power Supply

una eventuale carica della batteria dall'OPB. Questo diodo consente inoltre, in caso di malfunzionamento del software, di realizzare una connessione di tutte le mattonelle in diodo-OR grazie alla quale la potenza necessaria al satellite è assorbita dalla batteria più carica tra quelle disponibili. Si crea infatti la configurazione visibile in figura 2.3.

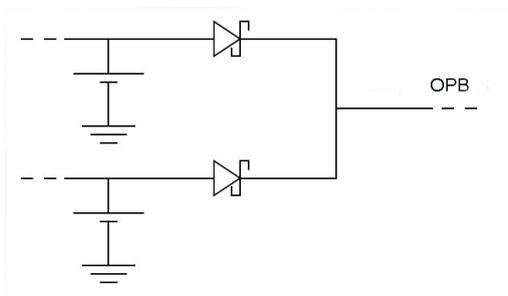


Figura 2.3. Connessione a diodo-OR

Infine è certamente necessaria la presenza del bus di comunicazione, anch'esso duplicato per ridondanza.

La tabella 2.1 introduce alle possibilità offerte dalle varie ipotesi, mettendo in risalto quale componente può utilizzare i servizi generati a bordo di una Power Supply. I dettagli delle varie ipotesi verranno analizzati nei paragrafi seguenti.

Ipotesi	SPC usufruenti del pannello solare	Batterie usufruenti dell'SPC
A	propria	propria
B.1	propria	propria, adiacente dx e sx
B.2	propria, adiacente dx e sx	propria
C.1	propria	propria e appartenenti alla sotto-rete
C.2	propria e appartenenti alla sotto-rete	propria

Tabella 2.1. Caratteristiche principali delle ipotesi di architettura

2.2.2 Ipotesi A

Nella figura 2.4 è visibile il tipo di connessione più semplice. Le mattonelle sono completamente indipendenti l'una dall'altra e non sono previsti scambi di energia tra di esse.

Gli interruttori sono normalmente chiusi: in tal modo, grazie ai diodi, viene sempre fornita potenza dalla batteria più carica tra tutte quelle disponibili.

In questa configurazione, ogni mattonella è isolata dalle altre, cioè ogni pannello solare può caricare soltanto la batteria appartenente alla propria mattonella.

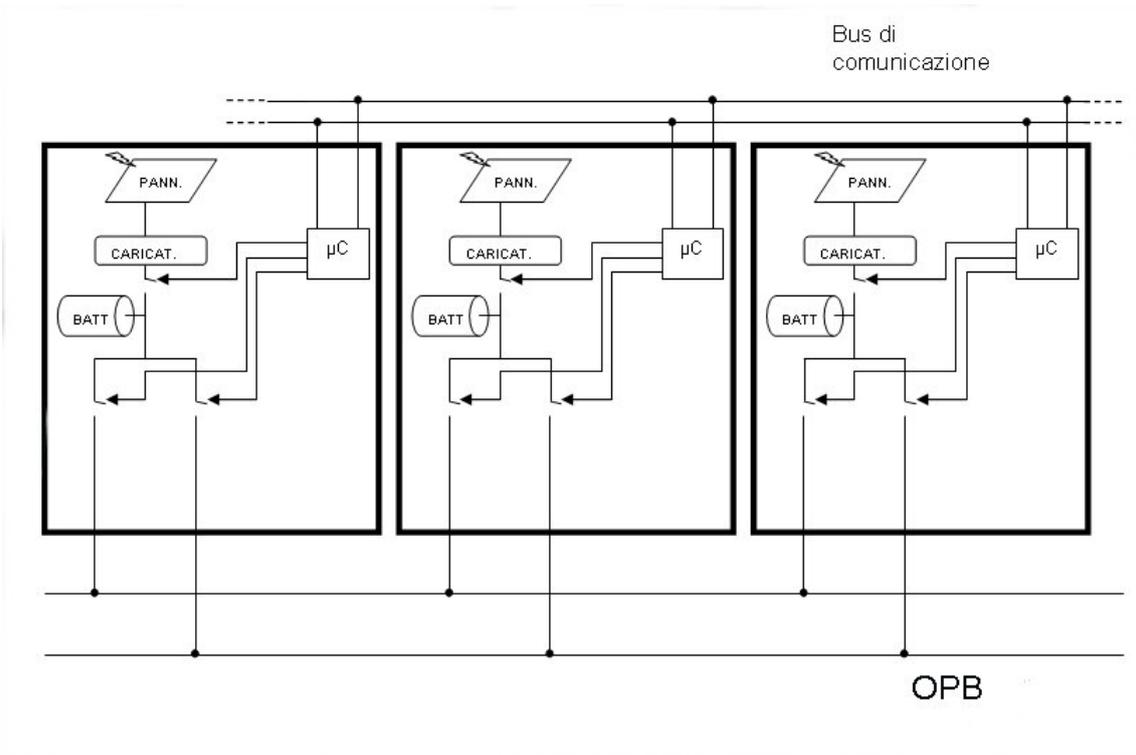


Figura 2.4. Schema di connessione per l'ipotesi A

- **Vantaggi:** la configurazione è semplice e economica. Il codice di controllo delle singole mattonelle è breve e semplice.
- **Svantaggi:** poca flessibilità: in caso di guasto per una mattonella, non è più possibile utilizzare nessuno dei suoi componenti e la mattonella è interamente persa.

2.2.3 Ipotesi B

Variante 1

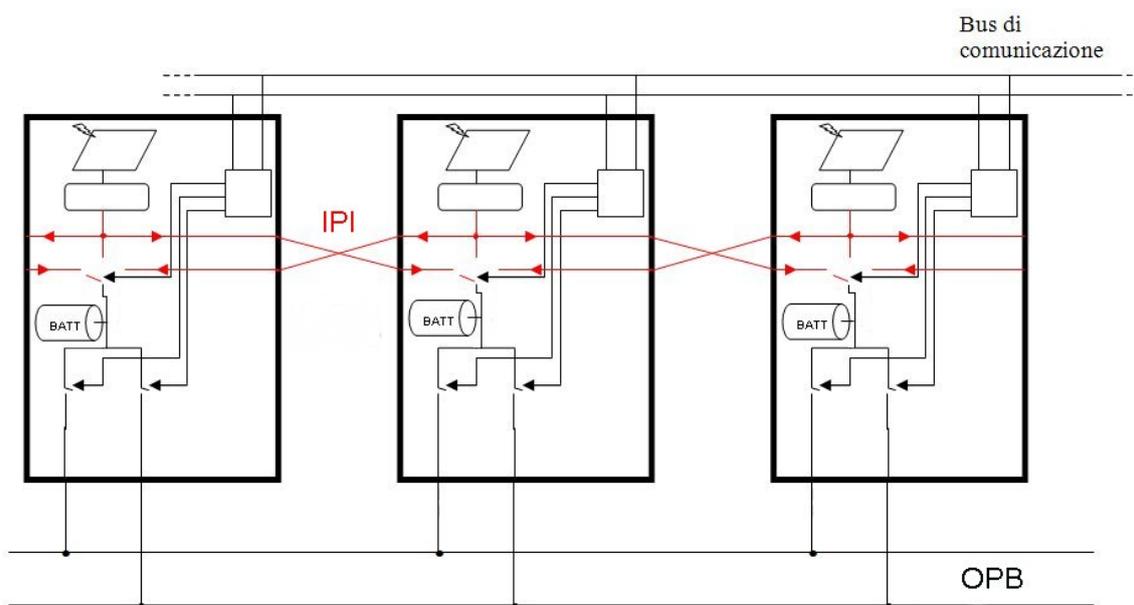


Figura 2.5. Schema di connessione per l'ipotesi B1

In questa configurazione, figura 2.5, ogni batteria può ricevere energia dal caricatore della propria mattonella oppure da quello delle celle adiacenti (alla sua destra o sinistra). Si tratta di aggiungere, rispetto alla configurazione di base, per ogni mattonella quattro interruttori (più eventualmente altri quattro per aumentare la ridondanza) e i necessari connettori di interconnessione.

Il microcontrollore, oltre a svolgere le funzioni già descritte nel paragrafo 2.2.1, gestisce anche questi nuovi interruttori, per decidere da chi deve essere caricata ogni batteria.

In rosso nella figura è evidenziato l'IPI (Internal Power Interconnection), come possiamo osservare esso è composto da almeno due cavi per ogni mattonella Power Supply. Entrambi i cavi sono collegati all'uscita del caricabatteria e vanno a connettersi al polo positivo delle batteria di altre mattonelle.

- **Vantaggi:** in caso di guasto del caricabatteria, una mattonella può utilizzare quello di una delle Power Supply adiacenti. Questa nuova funzionalità non richiede un bus

aggiuntivo né di potenza né di comunicazione. Inoltre lo scambio di informazioni, e quindi il traffico sul bus di comunicazione, non aumenta eccessivamente.

- **Svantaggi:** ogni mattonella può comunicare solo con le due adiacenti, quindi la flessibilità, pur essendo maggiore che nell'ipotesi 1, non è elevatissima. Inoltre, sono necessari componenti aggiuntivi (connettori, interruttori) e viene occupata un'area maggiore del PCB. Si ha anche un certo aumento di traffico sulla bus di comunicazione.

Variante 2

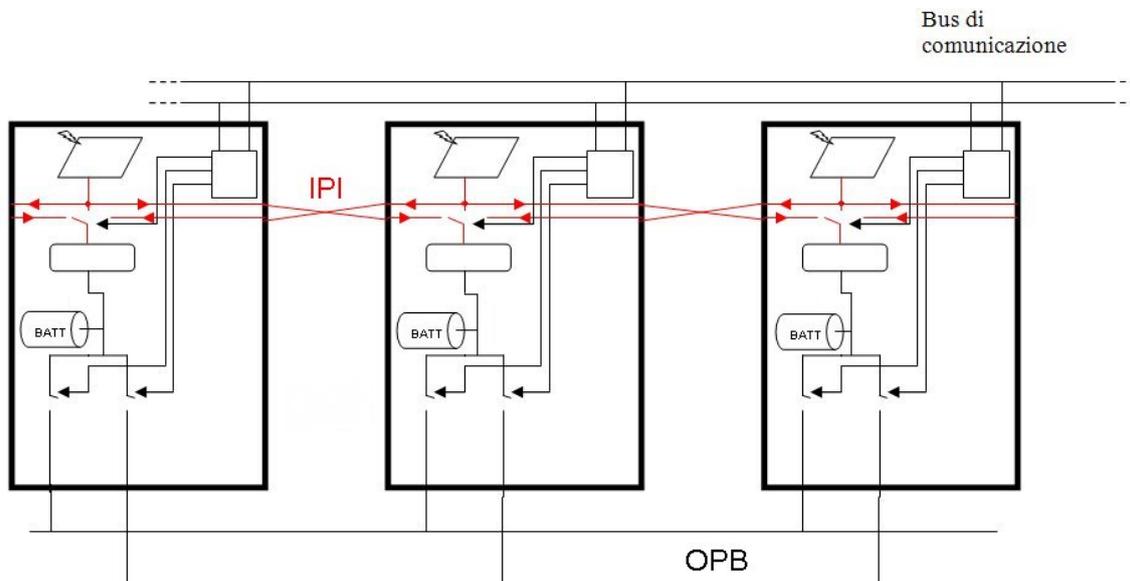


Figura 2.6. Schema di connessione per l'ipotesi B2

Un'altra configurazione possibile è analoga alla precedente, con la differenza che è il pannello solare di una mattonella ad essere collegato ai caricatori delle celle adiacenti.

- **Vantaggi:** paragonabili all'ipotesi precedente.
- **Svantaggi:** l'ipotesi B.2 porta con sé gli svantaggi della soluzione B.1. Bisogna però considerare che dovendo il caricabatterie mantenere il MPP in real-time avrà bisogno di dati aggiornati per quanto riguarda i valori di tensione, corrente e temperatura del pannello solare. Qualora sia un caricabatterie posto su un'altra Power Supply ad occuparsi di fare ciò, esso avrà bisogno di questi dati e può saturare la capacità del bus di comunicazioni. Inoltre poiché la tensione uscente dai pannelli solari è inferiore rispetto a quella in uscita dal caricabatterie, a parità di potenza trasferita, si rende necessario utilizzare cavi con sezione più generosa e questo significa un

leggero incremento del peso del satellite. Complessivamente quindi gli svantaggi di questa soluzione sono molti e gravi.

2.2.4 Ipotesi C

Variante 1

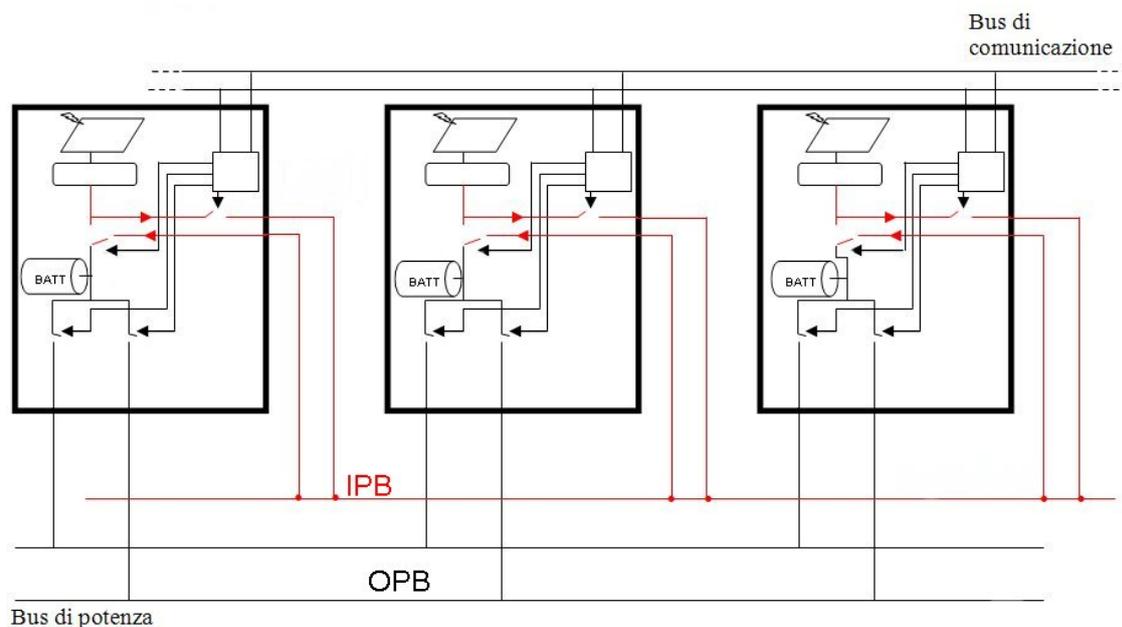


Figura 2.7. Schema di connessione per l'ipotesi C1

Questa configurazione è la più flessibile: ogni mattonella è collegata a un bus di potenza chiamato IPB (Internal Power Bus evidenziato in rosso nella figura 2.7) eventualmente ridondato per prevenire guasti. Non si tratta degli OPB, i bus che forniscono energia all'utente. Questo bus è 'dedicato', serve alle varie Power Supply per condividere l'energia. Ciò avviene tramite due connettori, uno per fornire energia, l'altro per acquisirla caricando le proprie batterie. In questo modo è possibile caricare qualsiasi batteria con qualsiasi caricabatteria. Rispetto alla configurazione di base delle mattonelle, si aggiunge un IPB (o due), due interruttori (eventualmente duplicati) e gli eventuali connettori di interconnessione. In caso di guasto dell'IPB, il tutto continua a funzionare come nell'ipotesi A.

L'IPB può anche essere assemblato in modo da creare dei sotto-insiemi di Power Supply interconnesse tra loro, ponendo però un limite al numero di mattonelle che condividono lo stesso IPB. Per esempio nel caso di satellite cubico avente faccia composta da quattro mattonelle, avrò un massimo di ventitrè Power Supply (uno slot sarà certamente occupato

dalla mattonella TX-RX per le comunicazioni a terra). In tal caso sarà molto più semplice per l'integratore assemblare e testare quattro IPB, ciascuno dei quali connesso a sei mattonelle, che non un unico IPB connesso a ventitrè Power Supply.

- **Vantaggi:** La configurazione è estremamente flessibile: nel caso di connessione completa e con le mattonelle rivolte in ognuna delle sei direzioni delle facce di un cubo è sempre disponibile energia per caricare le batterie presenti su una qualsiasi delle mattonelle Power Supply presenti a bordo. Inoltre in caso di guasto di un componente di una mattonella permette di utilizzare le parti ancora funzionanti all'interno di essa. L'IPB è composto da un singolo conduttore. Una soluzione più snella rispetto a quella dell'ipotesi *B*.
- **Svantaggi:** sono necessari alcuni componenti aggiuntivi: un bus di potenza (o due), due interruttori per ogni mattonella (o quattro per la ridondanza). Nel caso di un satellite composto da un gran numero di mattonelle Power Supply la cablatura dell'IPB potrebbe diventare un compito particolarmente gravoso. Dal momento che ogni mattonella deve comunicare con tutte le altre, il traffico sulla rete può aumentare notevolmente.

Variante 2

Un'altra configurazione possibile è analoga alla *C.1*, con la differenza che è il pannello solare di ogni mattonella, anziché il caricabatteria, ad essere collegato all'IPB.

- **Vantaggi:** paragonabili all'ipotesi *C.1*.
- **Svantaggi:** sono gli svantaggi già descritti per l'ipotesi *B.2* uniti agli svantaggi della soluzione *C.1*

2.2.5 Analisi dei guasti

Al fine di completare la valutazione su quale ipotesi presenta il miglior compromesso tra pregi e difetti è necessario procedere all'analisi dei guasti. Considerare cioè cosa accade alla mattonella Power Supply quando uno degli switch, circuitalmente realizzati con transistori MOS, si cortocircuita, C.C., o rimane interdetto e non risponde più ai comandi, C.A. . Ovviamente questi non sono gli unici inconvenienti ai quali può andare incontro la scheda, ma rappresenta uno dei fattori chiave attraverso il quale eleggere la miglior soluzione tra quelle esaminate finora.

Per ognuna delle ipotesi considerate, si avranno due tabelle dei guasti: la prima esaminerà i danni derivanti dalla rottura del componente (interruttore irrimediabilmente in C.A. o C.C.), la seconda invece si occuperà dei danni derivanti da errori di comando del controllore (interruttore erroneamente in C.A. o C.C., ma recuperabile) dovuti a SEU.

Ipotesi A

In figura 2.8 sono evidenziati i nomi di riferimento per gli switch di Power Supply in configurazione A. Nella tabella 2.2 sono presentati, con una breve descrizione, gli effetti di un guasto permanente sugli interruttori. In tabella 2.3 gli effetti di guasti temporanei.

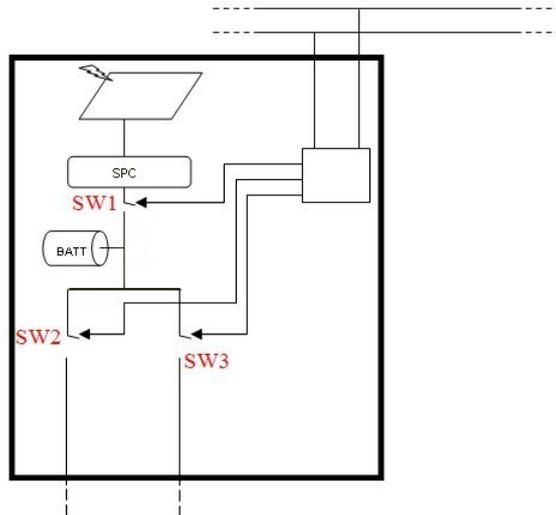


Figura 2.8. Interuttori presenti nella configurazione A

	C.C.	C.A.
SW1	-la batteria non può compiere regolari cicli di carica/scarica -in caso di guasto del caricabatteria non è possibile isolarlo dalla batteria	-non è possibile caricare la batteria, tutta la mattonella diventa inutilizzabile
SW2	-il uC non è più in grado di isolare la Power Supply dall'OPB	-il corrispettivo OPB non è più servito da questa mattonella, non si tratta di un guasto critico
SW3	-il uC non è più in grado di isolare la Power Supply dall'OPB	-il corrispettivo OPB non è più servito da questa mattonella, non si tratta di un guasto critico

Tabella 2.2. Effetti di un guasto permanente per l'ipotesi A

Gli effetti, sul sotto-sistema Power Supply, sono identici ma nella seconda tabella destinati a svanire senza lasciare traccia. Solo nel caso in cui lo SW1 abbia un problema di lunga durata si andrebbe incontro a effetti irreversibili, quali la perdita della batteria.

Tra i guasti permanenti i più critici sono quelli riguardanti lo SW1, a causa della mancanza di ridondanza di quel nodo, che causano la perdita immediata della batteria

	C.C.	C.A.
SW1	-la batteria non può compiere regolari cicli di carica/scarica -in caso di sovraccarico del caricabatteria non è possibile isolarlo dalla batteria	-non è possibile caricare la batteria, tutta la mattonella diventa inutilizzabile
SW2	-il uC non è più in grado di isolare la Power Supply dall'OPB	-il corrispettivo OPB non è più servito da questa mattonella, non si tratta di un guasto critico
SW3	-il uC non è più in grado di isolare la Power Supply dall'OPB	-il corrispettivo OPB non è più servito da questa mattonella, non si tratta di un guasto critico

Tabella 2.3. Effetti di un guasto temporaneo per l'ipotesi A

o una grave diminuzione della vita della stessa. A questo problema i satelliti AraMiS potranno ovviare grazie alla loro intrinseca ridondanza modulare, ma le loro prestazioni diminuirebbero.

Volendo mettere in pratica l'ipotesi A sarebbe quindi necessario prestare particolare attenzione e cura nella realizzazione dello SW1 e prendere in considerazione l'ipotesi di duplicarlo.

Ipotesi B

Nella figura 2.5, a pagina 15, si può osservare come il polo positivo di ogni batteria si collegato ad un deviatore a tre posizioni. Poichè esso sarà realizzato con MOS, i quali possono assumere solo le posizioni di conduzione/interdizione, la figura 2.9 mostra lo schema circuitale per realizzare il deviatore. L'analisi dei guasti dovrà prendere in considerazione ognuno degli interruttori visibili nonché quelli già presenti in figura 2.8.

Variante 1 La tabella 2.4 riporta l'analisi dei guasti permanenti. Si è deciso di omettere la tabella dei guasti temporanei in quanto sarebbe stata uguale, ma con effetti transitori.

Osservando la tabella risulta chiaro come nessun guasto, singolarmente, è in grado di rendere inutilizzabile tutti i componenti di una Power Supply. Le prestazioni diminuiscono in alcuni casi, ma sono necessari un minimo di due guasti alla stessa mattonella per perdere la capacità di estrarne potenza.

Si nota inoltre come sia opportuno inserire in serie agli interruttori SW1-DX, SW1-SX e SW1-B dei diodi al fine di evitare di porre in parallelo le tensioni di uscita di due differenti caricabatterie.

Variante 2 Come già evidenziato nella sezione 2.2.3 a pagina 16 questa soluzione ha dei difetti così gravi da sconsigliare la sua implementazione. Per tanto l'analisi dei guasti

	C.C.	C.A.
SW1-SX	-si perde la possibilità di utilizzare il proprio caricabatteria -si rischia di sovraccaricare il caricabatterie adiacente e disturbarne il funzionamento	-si perde la possibilità di utilizzare il caricabatteria adiacente sinistra
SW1-B	-si è obbligati ad utilizzare il proprio caricabatterie, questo potrebbe comportare una cattiva gestione del ciclo di carica/scarica.	-si perde la possibilità di utilizzare il proprio caricabatteria.
SW1-DX	-si perde la possibilità di utilizzare il proprio caricabatteria -si rischia di sovraccaricare il caricabatterie adiacente e disturbarne il funzionamento	-si perde la possibilità di utilizzare il caricabatteria adiacente destro
SW2	-il uC non è più in grado di isolare la Power Supply dall'OPB	-il corrispettivo OPB non è più servito da questa mattonella, non si tratta di un guasto critico
SW3	-il uC non è più in grado di isolare la Power Supply dall'OPB	-il corrispettivo OPB non è più servito da questa mattonella, non si tratta di un guasto critico

Tabella 2.4. Effetti di un guasto permanente per l'ipotesi B.1

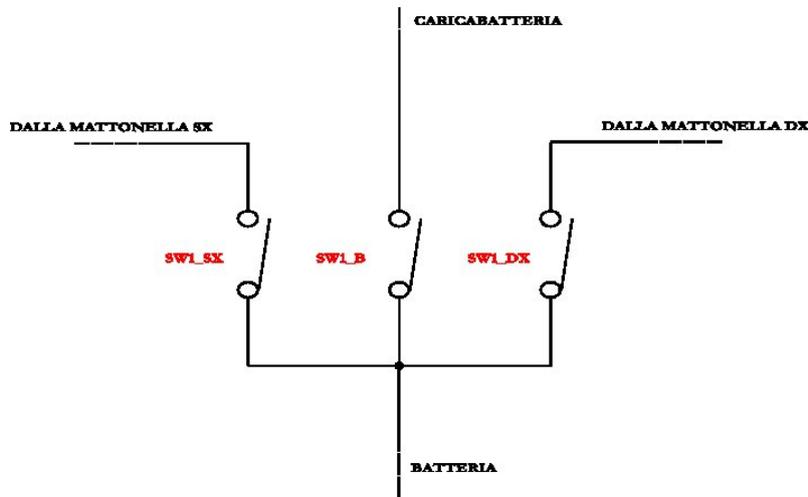


Figura 2.9. Schema circuitale del deviatore SW1

non è effettuata. Ci saremmo comunque trovati in una situazione non dissimile da quella precedente.

Ipotesi C

In questo caso nella tabelle ci riferiremo agli interruttori con i nomi mostrati in figura 2.10. Notiamo che lo SW2 è un deviatore, sarà quindi composto da due interruttori chiamati SW2-SPC e SW2-IPB. Il primo collegante batteria e caricabatteria, l'altro pone in contatto batteria e IPB.

Variante 1 Anche in questo caso un singolo guasto non è sufficiente a rendere completamente fuori uso una mattonella Power Supply e i guasti temporanei assumono ancora meno importanza.

Tra i vari guasti particolare attenzione va alla condizione nella quale SW2-IPB è in cortocircuito. Questa condizione potrebbe limitare la possibilità di caricare una delle altre batterie connesse all'IPB.

Supponiamo infatti che si voglia caricare la batteria posta sulla mattonella num. 4 dal caricabatteria della mattonella num. 2, per esempio. Ebbene configurati correttamente i vari switch delle diverse Power Supply, nel caso di corto dello switch SW2-IPB della mattonella num.1, le batterie 1 e 2 andrebbero a porsi in parallelo, aumentando, nella migliore delle ipotesi, i tempi di carica.

Per tale motivo è consigliabile duplicare l'interruttore SW2-IPB, ossia porne due in serie.

Variante 2 Valgono le considerazioni già effettuate per l'ipotesi B.2.

	C.C.	C.A.
SW1	-il caricabatteria rimane collegato all'IPB e se è difettoso non è possibile isolarlo	-questa Power Supply perde la possibilità di inviare la propria potenza sull'IPB, riuscirà solo più a caricare la propria batteria o a ricevere energia dall'IPB
SW2-SPC	-non è possibile scollegare il proprio SPC	-è possibile caricare la batteria dall'IPB -è possibile utilizzare il proprio caricabatteria commutando opportunamente SW1 e SW2-IPB.
SW2-IPB	-non è possibile isolare questa batteria dell'IPB	-l'energia dell'IPB non è più disponibile
SW3	-il uC non è più in grado di isolare la Power Supply dall'OPB	-il corrispettivo OPB non è più servito da questa mattonella, non si tratta di un guasto critico
SW4	-il uC non è più in grado di isolare la Power Supply dall'OPB	-il corrispettivo OPB non è più servito da questa mattonella, non si tratta di un guasto critico

Tabella 2.5. Effetti di un guasto permanente per l'ipotesi C.1

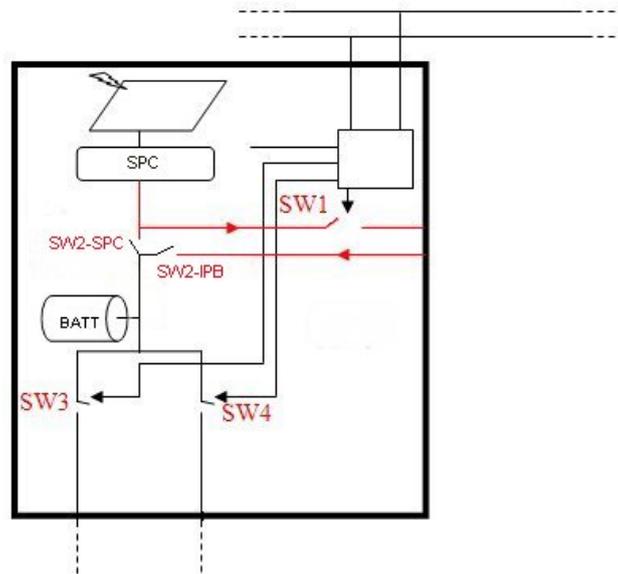


Figura 2.10. Schema e nomi degli switch dell'ipotesi C

2.3 Gestione della condivisione dell'energia

È necessario stabilire chi governa il processo di scambio dell'energia e il controllo dei cicli di scarica/carica delle batterie. Ci troviamo di fronte a due opzioni:

- controllo centralizzato;
- controllo distribuito.

Entrambi i metodi possono coesistere con tutte le ipotesi valutate sinora. Analizziamoli più in dettaglio.

Centralizzato Un master monitora lo stato di ogni Power Supply e decide quali batterie devono essere utilizzate e quali devono essere ricaricate per mezzo di quale mattonella.

- **Vantaggi:** il traffico sulla rete non è eccessivo. L'algoritmo di gestione è più semplice. Inoltre il controllore può tempestivamente interrompere il traffico nella rete in caso di necessità.
- **Svantaggi:** è necessaria un'unità centrale di controllo. Quindi si deve aggiungere un componente al di fuori delle schede (componente aggiuntivo, maggiore spazio necessario, inoltre questo componente deve essere necessariamente ridondato) oppure implementare un algoritmo che di volta in volta 'elegga' un master tra i microcontrollori delle varie schede (algoritmo aggiuntivo, maggiore complicazione).

Distribuito Sono i microcontrollori stessi delle Power Supply a comunicare tra loro e 'accordarsi'.

- **Vantaggi:** la modularità in questo caso si può dire totale. Non sono necessari componenti aggiuntivi. Non esiste il rischio che il componente centrale cessi di funzionare, compromettendo tutta la struttura. Ogni mattonella è perfettamente autonoma.
- **Svantaggi:** l'algoritmo di gestione è complesso e richiede un maggiore scambio di informazioni. Il traffico sulla rete è più elevato e cresce notevolmente con il numero di celle.

2.4 Architettura prescelta

Durante lo svolgimento della tesi si sono svolte alcune riunioni del gruppo che si occupa del progetto AraMiS, nelle quali sono state presentate e discusse le ipotesi sopra descritte. Si è deciso di condurre un'esplorazione iniziale dell'architettura dell'ipotesi C.1, esposta a pagina 22, la quale presenta degli ottimi compromessi tra complessità e benefici.

Riepiloghiamo le caratteristiche principali iniziando dai componenti aggiuntivi rispetto alla configurazione base:

- 3 interruttori MOS;
- 1 diodo di protezione;
- 2 cavi di collegamento all'IPB;
- 1 connettore.

Agli elementi sopraelencati va aggiunto il cavo che fisicamente costituisce l'*Internal Power Bus*. Quest'ultimo va però conteggiato come uno per ogni sotto-rete del satellite. Le sotto-reti saranno composte da un numero massimo variabile di elementi, fino ad un minimo di una scheda isolata. In figura 2.11 possiamo osservare diversi esempi di raggruppamenti.

Proprio perchè il numero di elementi di una sotto-rete è variabile si è deciso di utilizzare un sistema in cui il master sia locale su una delle mattonelle e si autoelegga. La routine di selezione master dovrà fornire delle garanzie riguardo:

- l'elezione del master in un tempo massimo;
- l'unicità del master;
- un meccanismo di priorità per richieste contemporanee;
- assicurare i precedenti punti anche in caso di fault di alcune mattonelle Power Supply.

In ultimo si segnala che spetta a chi assembla il satellite decidere come creare e connettere le sotto-reti. Oltre a creare i collegamenti egli dovrà configurare correttamente il software inserendo l'indirizzo della mattonella e il numero della sotto-rete a cui essa è collegata.

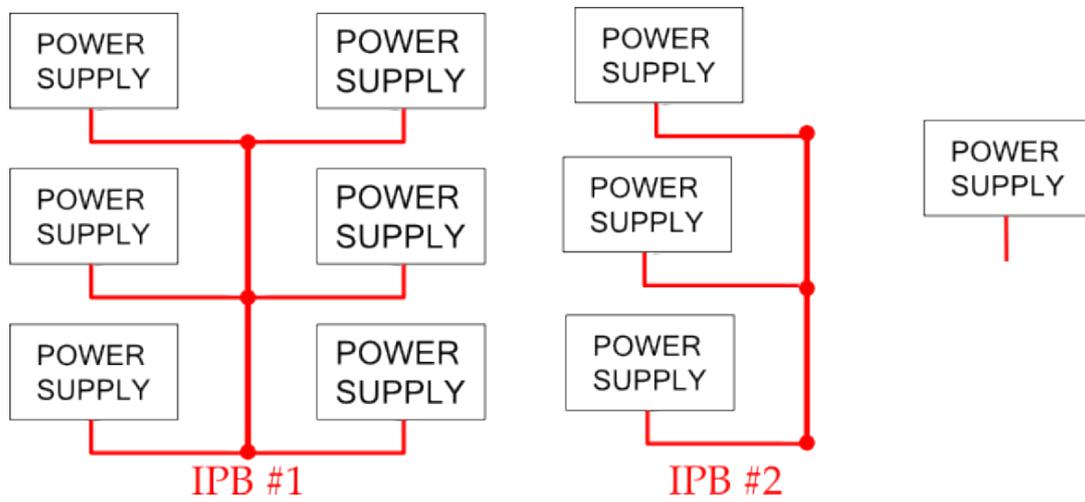


Figura 2.11. Possibili configurazioni delle sotto-reti e dell'IPB

2.5 Modello UML

L'UML (Unified Model Language), [8], [6] e [11], è un linguaggio universale per rappresentare qualunque tipo di sistema, sia esso software, hardware o organizzativo. Il suo obiettivo è specificare e documentare le caratteristiche di un sistema.

Modellizzare il sistema Power Supply con l'aiuto degli strumenti forniti dall'UML consente di rendere la scrittura del codice è più agevole ed efficiente oltre al fatto che in tal modo è più facile scrivere del codice riutilizzabile in futuro, prevedere ed anticipare eventuali carenze del sistema. Nell'ambito di un progetto come AraMiS, nel quale vari studenti si avvicendano nella stesura del software e diversi gruppi di persone sono impegnati nella realizzazione dei vari moduli, l'utilizzo dei diagrammi UML permette di fornire una chiara idea, a chiunque sia coinvolto nello sviluppo, di tutto l'insieme che costituisce il sistema.

Per fare ciò l'UML si avvale di strumenti grafici, per lo più diagrammi, attraverso i quali esplicitare le funzioni strutturali e comportamentali del sistema. I principali diagrammi sono:

- **diagramma delle classi:** si specificano le classi che fanno parte del progetto e le loro interazioni;
- **diagramma dei casi d'uso:** spiegati nel seguito;
- **diagramma collaborazionale:** mostrano le interazioni che avvengono tra gli oggetti che partecipano a una situazione specifica, mettendo in primo piano le relazioni tra gli oggetti e la loro topologia. I diagrammi di collaborazione sono specialmente adatti a mostrare un particolare flusso o situazione di programma e sono uno dei migliori tipi di diagramma per dimostrare o spiegare rapidamente un processo nella logica del programma.

Nel seguito verrà illustrato il diagramma dei casi d'uso della Power Supply. In particolare, si è posto attenzione alle funzionalità offerte dal punto di vista della telemetria, si è inoltre ipotizzato l'esistenza di altri casi d'uso. Si tratta di un diagramma ancora incompleto e soggetto a modifiche.

2.5.1 I diagrammi dei casi d'uso

Spesso il primo passo per modellizzare un sistema è definirne i casi d'uso. Questi diagrammi rappresentano i “modi” in cui il sistema può essere utilizzato, ossia, in altre parole, le funzionalità che il sistema mette a disposizione dei suoi utilizzatori.

L'utilizzatore del sistema è chiamato *attore*. I diagrammi descrivono l'interazione tra attore e sistema senza prendere in esame la struttura interna di quest'ultimo (modello *black box*). È importante comprendere che la figura di attore può essere ricoperta non solo da esseri umani, ma anche da altre applicazioni, sistemi o in casi più generale enti o organizzazioni.

In figura 2.12 è presentato il diagramma dei casi d'uso della mattonella Power Supply. In esso possiamo individuare tre attori:

- **Modulo Power Supply:** si tratta di un modulo identico a quello in questione ma che stia svolgendo il ruolo di master. Ha quindi la possibilità di richiedere alcuni parametri agli altri moduli.
- **Central Unit (CU):** questo ruolo sarà ricoperto dal modulo On Board Computer. Esso provvederà infatti ad interpretare e coordinare i comandi provenienti dalla stazione di terra e reindirizzarli ai moduli destinatari del messaggio. Condivide i casi d'uso del modulo Power Supply e ne possiede di specifici.
- **Integrator:** si tratta della figura incaricata di assemblare il satellite per la specifica missione. Alcuni parametri della Power Supply devono essere impostati in base alla missione.

2.5.2 I corsi di azione base

Al fine di rendere più chiara l'interpretazione dei diagrammi dei casi d'uso ognuno di essi è accompagnato dalla descrizione del proprio *corso d'azione base*. In questi testi attore e sistema dialogano ed il corso d'azione base termina quando sono state fornite tutte le risposte necessarie a soddisfare l'obiettivo dell'attore.

Nel seguito il prefisso '0x' indica che quello che segue è un numero esadecimale, notazione normalmente utilizzata nel linguaggio C.

GetPowerTelemPan

CU send via the communication protocol the command GET_POWER_TELEM_PAN using the choosen protocol.

PS_module returns the most recent data stored in memory about solar panels telemetry. The first byte is ACK, follow by converted value of V_pan, I_pan and T_pan. Data are represented on 16 bit, left aligned without sign. Depending on choosen platform significant bit are scaled to no less then 8bit. Details about data range are:

- **V_pan:** range $0 \div 5$ V. Value 0x0000 is associated to 0 V.
- **I_pan:** range $0 \div 1$ A. Value 0x0000 is associated to 0 A.
- **T_pan:** range $-50 \div 150$ °C. Value 0x0000 is associated to 150 °C. There is no a direct proportion between voltage and temperature so a LUT or a polynomial interpolation must be adopted.

GetPowerTelemBat

CU send via the communication protocol the command GET_POWER_TELEM_BAT using the choosen protocol.

PS_module returns the most recent data stored in memory about solar panels telemetry. The first byte is ACK, follow by converted value of V_bat, I_bat_car, I_bat_scar and T_bat. Data are represented on 16 bit, left aligned without sign. Depending on

chosen platform significant bit are scaled to no less than 8bit. Details about data range are:

- **V_bat**: range $0 \div 9,23$ V. Value 0x0000 is associated to 0 V.
- **I_bat_car**: range $0 \div 1$ A. Value 0x0000 is associated to 0 A.
- **I_bat_scar**: range $0 \div 3,67$ A. Value 0x0000 is associated to 0 A.
- **T_bat**: range $-50 \div 150$ °C. Value 0x0000 is associated to -50 °C. There is no a direct proportion between voltage and temperature so a LUT or a polynomial interpolation must be adopted.

GetPowerTelemExt

CU send via the communication protocol the command GET_POWER_TELEM_EXT using the chosen protocol.

PS_module returns 100 sample from each acquisition channel. Every minute one sample per channel is stored in memory. The first return data is the older and last one is the newer. Data formats are as described in use case *GetPowerTelemPan* and *GetPowerTelemBat*.

StopPowerTelem

CU send via the communication protocol the command STOP_POWER_TELEM using the chosen protocol.

PS_module returns ACK. ADC and external devices are stopped and shut down. NACK will be return if commands GET_POWER_TELEM_PAN, GET_POWER_TELEM_BAT and GET_POWER_TELEM_EXT are receive until a ACTUATE_POWER_TELEM is received.

ActuatePowerTelem

CU send via the communication protocol the command ACTUATE_POWER_TELEM using the chosen protocol.

PS_module returns ACK. ADC and external devices are initialized and started.

ConfigAddress

Integrator set the address of the PS_module for permit the communication with Central Unit. Set the Sub-net number in order to ensure energy share.

ConfigSystem

Integrator set the parameters used by the PS_module.

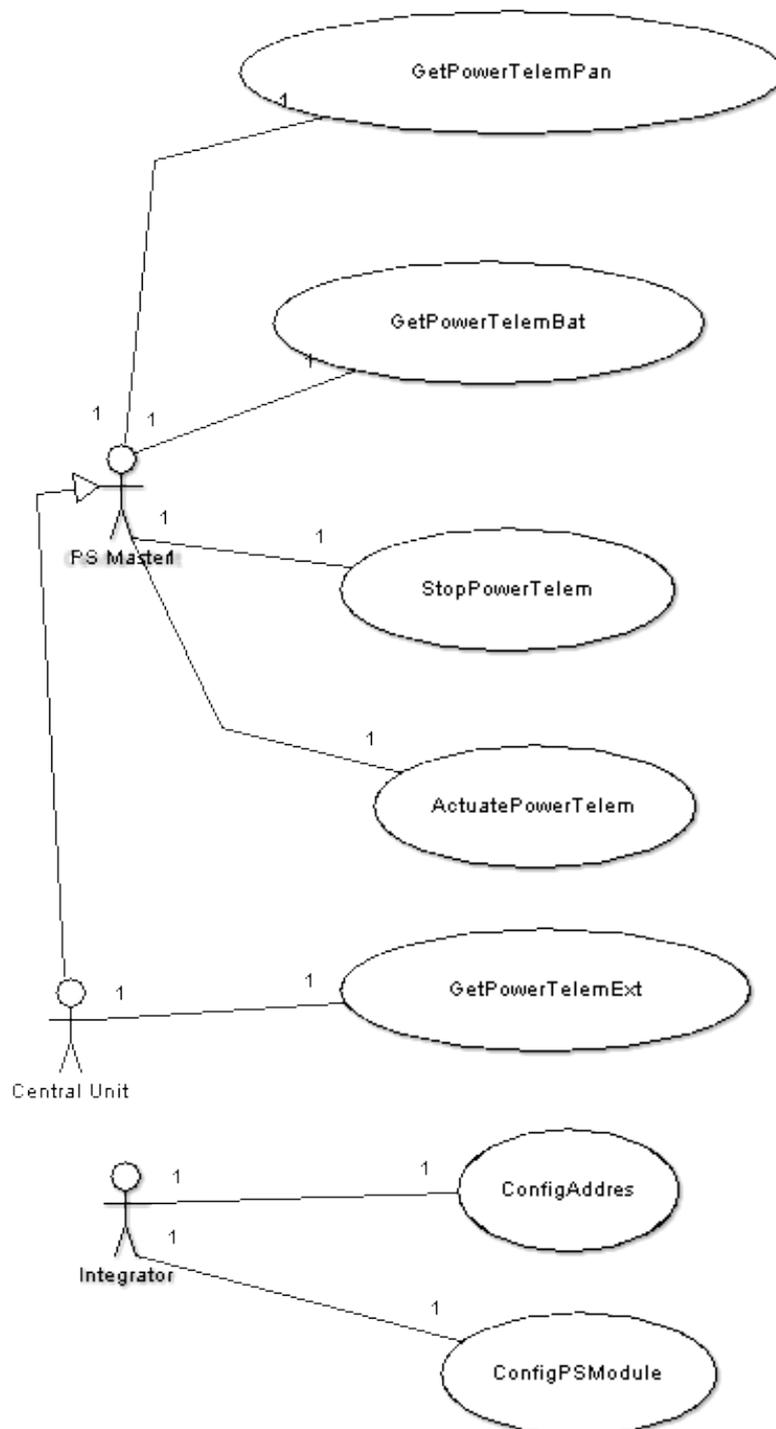


Figura 2.12. Diagramma dei casi d'uso di Power Supply

Capitolo 3

Modulo Power Supply

Dopo aver stabilito quale sia la configurazione ottima per la mattonella Power Supply si è proceduto alla progettazione e realizzazione del primo prototipo. Poichè per testare la capacità di condividere l'energia sarebbero necessari almeno due prototipi funzionanti, a causa del poco tempo a disposizione, si è preferito costruirne uno solo, con capacità limitate, ma fornire, a chi vi lavorerà inseguito, una solida base da cui partire. Vedremo quindi quali compiti sarà in grado di effettuare il primo prototipo.

Il progetto elettronico del prototipo è analizzato nel prossimo capitolo, mentre più avanti in questo capitolo si parlerà della divisione e organizzazione del lavoro.

3.1 Specifiche dell'architettura prescelta

Il primo prototipo della mattonella Power Supply soddisferà i seguenti requisiti ed avrà le seguenti caratteristiche.

Pannelli solari Si tratta di tre unità, fornite dalla ditta CESI S.p.A., poste in parallelo al fine di aumentare la corrente erogata. I grafici I/V e P/V sono visibili in figura 3.1 e 3.2 rispettivamente. É chiaramente visibile lo spostamento del MPP in funzione della temperatura. Come visibile nelle figure si può stimare una potenza di picco di circa 1,6 W a 4,3 V.

Batterie Li-Po Due batterie a polimeri di litio connesse in serie formano la batteria della Power Supply. La tecnologia a Li-Po presenta innumerevoli vantaggi rispetto alle tradizionali Ni-Cd e Ni-MH tali da motivarne la maggiore spesa per l'acquisto. Si è scelto il modello UBC425085 prodotto dalla ULTRALIFE BATTERIES con una capacità di 1,6 Ah. In tabella 3.1, le principali caratteristiche di questa batteria.

La batteria deve avere un ridotto spessore per contenere l'ingombro di ogni mattonella Power Supply e non togliere spazio all'interno al satellite.

La carica della batteria, si veda [15], si può dividere in fasi. La prima avviene a *corrente-costante*, pari al massimo ad un decimo della capacità della stessa, 160 mA. Questa fase si protrae fino al raggiungimento di una tensione di 4,2 V per cella. A questo punto si passa

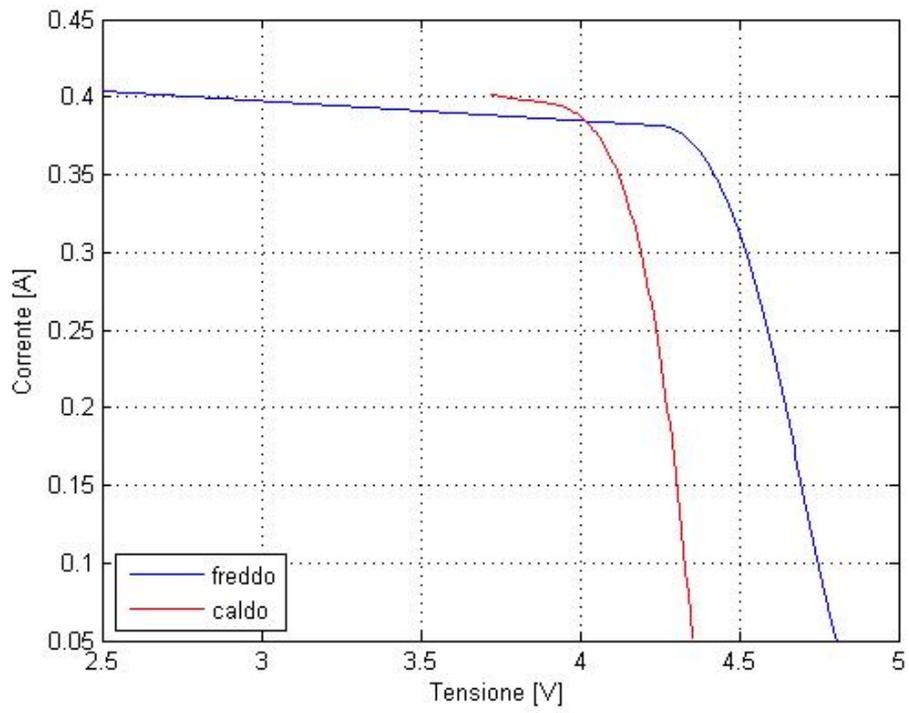


Figura 3.1. Caratteristica I/V dei pannelli solari, a freddo in blu, a caldo in rosso.

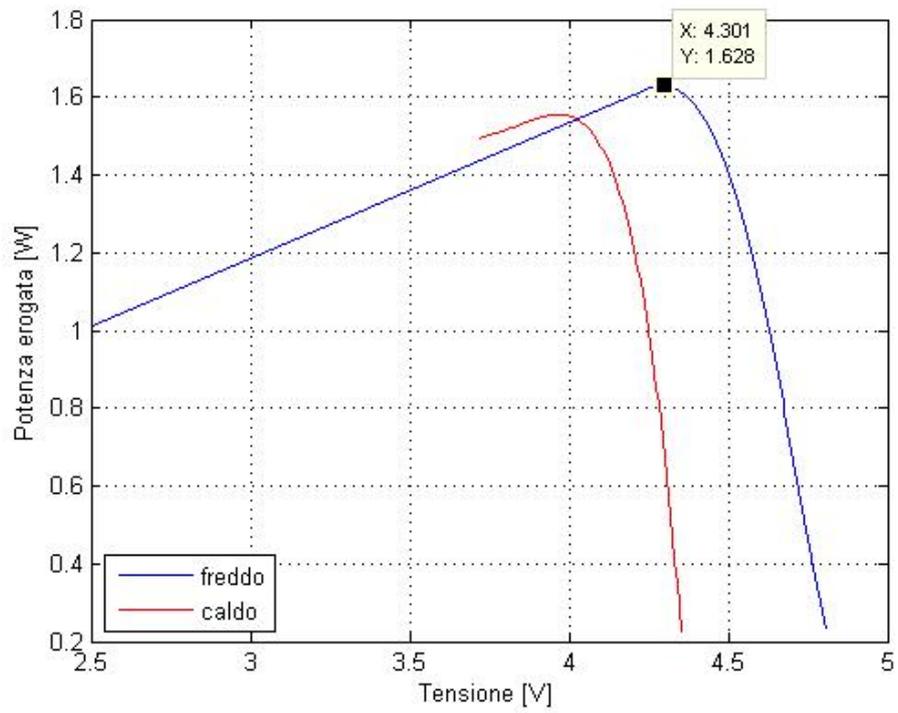


Figura 3.2. Potenza erogata dai pannelli solari, a freddo in blu, a caldo in rosso. È evidenziato il punto di massima potenza.

Tensione nominale	3,7 V
Corrente di scarica massima	1,6 Ah
Densità di energia	156 Wh/Kg
Peso	38 g
Temperatura operativa	-20 ÷ 60 °C
Dimensioni	86 × 51 × 4,7 mm

Tabella 3.1. Specifiche batteria UBC425085

ad un fase di carica a *tensione-costante*, fino a che la corrente di carica della batteria diventa trascurabile. A tal punto il processo di carica può considerarsi concluso. La figura mostra le tipiche forme d'onda del processo appena descritto.

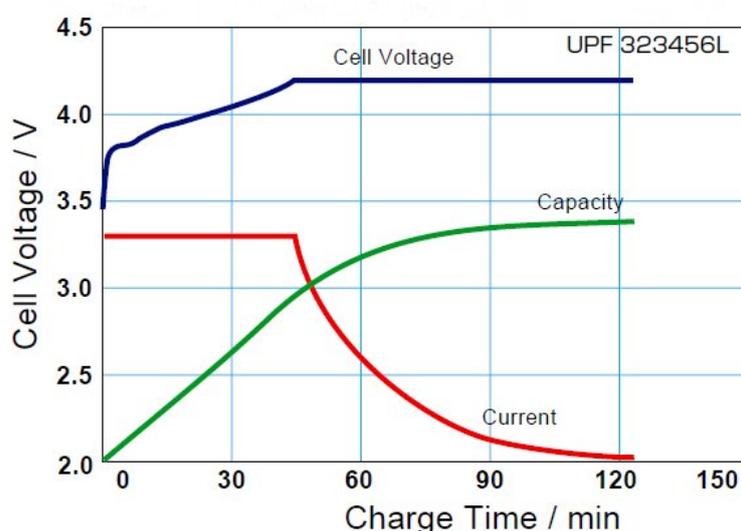


Figura 3.3. Tipiche forme d'onda del processo di carica di una cella a litio-polimeri.

Si è scelto di utilizzare due batterie connesse in serie per limitare, a parità di potenza prelevata, la corrente sui bus esterni alla mattonella. Una corrente troppo elevata si tradurrebbe soltanto in perdite maggiori nei conduttori.

Si tenga inoltre presente che la tensione di batteria non è regolata: le schede che utilizzeranno questa riserva di energia provvederanno a regolarla come necessario.

Queste considerazioni erano già state effettuate per il progetto PiCPoT. Costituiscono pertanto un dei punti di partenza per questo progetto.

Circuito caricabatteria Lo scopo principale di questo circuito è caricare la batteria e contemporaneamente alimentare i componenti della mattonella Power Supply. Per fare

ciò si estrarrà potenza dai pannelli solari. Elenchiamo le caratteristiche e funzionalità del caricabatteria:

- A causa della ridotta dimensione dei pannelli è necessario ottimizzare il processo di estrazione dell'energia. Pertanto, dovendo alzare la tensione d'ingresso ed ottenere alta efficienza di conversione, la topologia a cui ricorrere sarà un *convertitore switching boost*;
- Dovrà essere presente almeno un meccanismo di MPPT;
- la carica della batteria dovrà avvenire seguendo il procedimento descritto nel paragrafo *Batterie Li-Po*;
- Si deve poter interrompere il processo di carica;
- la tensione d'ingresso ha un range di $2,5 \div 5$ V;
- la corrente d'ingresso ha un range di $0 \div 0,5$ A;
- la tensione d'uscita ha un range di $6 \div 8,4$ V;
- la corrente d'uscita ha un range di $0 \div 0,4$ A.

Regolatore lineare di tensione La tensione di alimentazione, per tutti i dispositivi logici e analogici sulla scheda Power Supply, è fornita da un regolatore lineare. Esso dovrà erogare 3,3 V ed una corrente di almeno 50 mA. La tensione da regolare è quella di batteria, pertanto dovrà essere in grado di operare con una tensione d'ingresso compresa tra i 6 e i 10 V.

Telemetrie La mattonella Power Supply deve monitorare alcuni dei suoi segnali interni. Tra questi ricordiamo:

- relativi al pannello solare:
 - tensione;
 - corrente;
 - temperatura;
- relativi alla batteria:
 - tensione;
 - corrente di carica;
 - corrente di scarica;
 - temperatura;

Per i dettagli relativi a questi segnali si veda il paragrafo 2.5.2. Si sottolinea come nel primo prototipo non sono presenti nè magnetometri nè fotodiodi in quanto maggiormente attinenti con il controllo di assetto e quindi selezionati e sviluppati da altri tesisti.

Micro-Controller I compiti di supervisione, comunicazione, controllo e telemetria saranno svolti da un μC *low-power*. La sua caratteristica principale dovrà essere un consumo bassissimo di potenza ed il software dovrà garantire un uso estensivo della capacità di stand-by. Per la gestione del protocollo il software seguirà le indicazioni del modello UML, paragrafo 2.5.

Comunicazione seriale per debug Dovrà essere possibile comunicare con un PC, o apposito terminale, scambiando comandi e pacchetti dati. Il protocollo sarà del tipo seriale asincrono.

Circuito anti latch-up I dispositivi realizzati in tecnica CMOS sono soggetti al fenomeno del *latch-up*, come spiegato in 1.3.3. Un opportuno circuito anti latch-up dovrà essere inserito tra regolatore di tensione e dispositivo CMOS, al fine di interrompere l'alimentazione nel caso in cui lo sfortunato evento si verificasse. Esaurito un lasso di tempo sufficientemente ampio l'alimentazione del circuito verrà ripristinata.

Kill Switch Il prototipo della mattonella Power Supply dovrà essere dotato di un interruttore attraverso il quale togliere l'alimentazione a tutti i componenti.

Questa funzionalità è richiesta da tutte le agenzie di razzi vettori. Per questioni di sicurezza richiedono che tutto il carico trasportato, tipicamente composto da un satellite principale più altri cinque o sei satelliti più piccoli, sia completamente disattivo e non emetta alcun tipo di EMI.

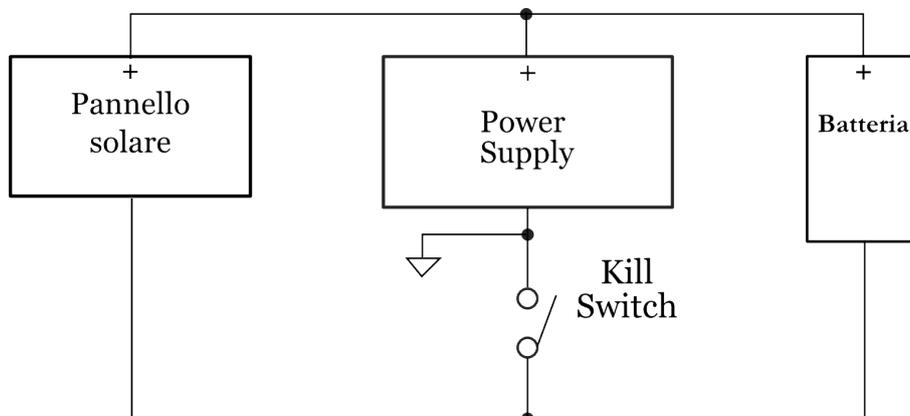


Figura 3.4. Lo schema mette in risalto la posizione del kill switch rispetto alla scheda Power Supply

La figura 3.4 mostra dove deve essere posizionato il *kill switch* rispetto ai componenti esterni e alla scheda Power Supply.

Basso consumo e Rad Hard Vi sono poi alcune specifiche che non sono esplicite ma intrinseche nella progettazione di un sistema quale un satellite spaziale.

Innanzitutto a bordo del satellite si dispone di una energia limitata, pertanto è di primaria importanza non sprecarne. Tutti i circuiti andranno progettati tenendo questo concetto sempre ben presente. In egual modo, tutti i dispositivi vengono scelti non tanto guardando alle loro prestazioni pure, quanto valutando la loro capacità di portare a termine l'obiettivo consumando il minimo necessario.

La scelta dei componenti, che ricordiamo essere COTS, è resa più difficile dall'ambiente spaziale che obbliga a ridurre al minimo indispensabile i componenti CMOS. Dove possibile i bipolari saranno da preferire in quanto meno sensibili agli effetti delle radiazioni. Per esempio l'intero circuito fosse costituito interamente da componenti bipolari si potrebbe evitare di realizzare un circuito anti latch-up.

Circuito Stampato Il circuito verrà realizzato su un PCB monofaccia sviluppato senza l'ausilio di ditte esterne. Le dimensioni massime consentite per la scheda sono 12 mm × 7,5 mm, mentre la larghezza minima delle piste è 0,3 mm.

3.2 Sviluppo del primo prototipo

Partendo dalle specifiche sopra riportate si è iniziato a lavorare per il progetto della Power Supply. Sono state analizzate diverse tesi riguardanti il progetto PiCPoT e si è partecipato alle riunioni svolte all'interno del Dipartimento di Elettronica del Politecnico di Torino.

La selezione di componenti COTS (Commercial Off-The-Shelf) è avvenuta su internet, consultando i siti dei principali distributori di componenti elettronici. Al fine di minimizzare i costi si è utilizzato, per quanto possibile, componenti disponibili come *sample* gratuiti. In particolare si sono utilizzati sample della Texas Instrument e della Maxim.

La realizzazione dello schematico e del circuito stampato è stata portata a termine con l'ausilio della suite di programmi della Mentor Graphics TM. In particolare i programmi utilizzati sono stati:

- *Library Manager*, per la creazione dei componenti da utilizzare non disponibili in libreria e la gestione di componenti già esistenti;
- *Design Capture*, per fare gli schematici del progetto;
- *Expedition PCB*, per la disposizione dei componenti e per la loro connessione.

Il montaggio dei componenti sul prototipo e i tutti i relativi test sono stati svolti nel Laboratorio Hardware del dipartimento.

Capitolo 4

Progetto modulo Power Supply

4.1 Introduzione

In questo capitolo si progetterà il primo prototipo di Power Supply rispecchiante le specifiche descritte nel capitolo 3.

Nella figura 4.1 è visibile uno schema a blocchi generale della scheda:

- i blocchi con sfondo rosso rappresentano componenti esterni ad essa, i quali si interfacciano mediante dei connettori;
- i blocchi con contorno verde utilizzano solo componenti bipolari o comunque non con tecnologia C-MOS. Non sono quindi affetti dal fenomeno del latch-up;
- il contorno rosso sottolinea la presenza di dispositivi C-MOS e la necessità di proteggerli dal latch-up;
- la figura rappresenta con linee spesse le piste di alimentazioni percorse da correnti considerevoli, mentre con linee sottili i segnali principali.

Tranne dove diversamente specificato le tolleranze delle resistenze selezionate sono del 1%, mentre per i condensatori le tolleranze sono del 10%

4.2 Alimentazione e tensioni di riferimento

4.2.1 Regolatore lineare di tensione ZSR330

Come indicato nelle specifiche i componenti a bordo della mattonella Power Supply sono alimentati da una tensione di 3,3V. Si è scelto di utilizzare il componente ZSR330 di cui ricordiamo le principali caratteristiche:

- tecnologia bipolare;
- protezione termica e dai corto circuiti integrata;
- massima corrente di alimentazione 600 μ A;

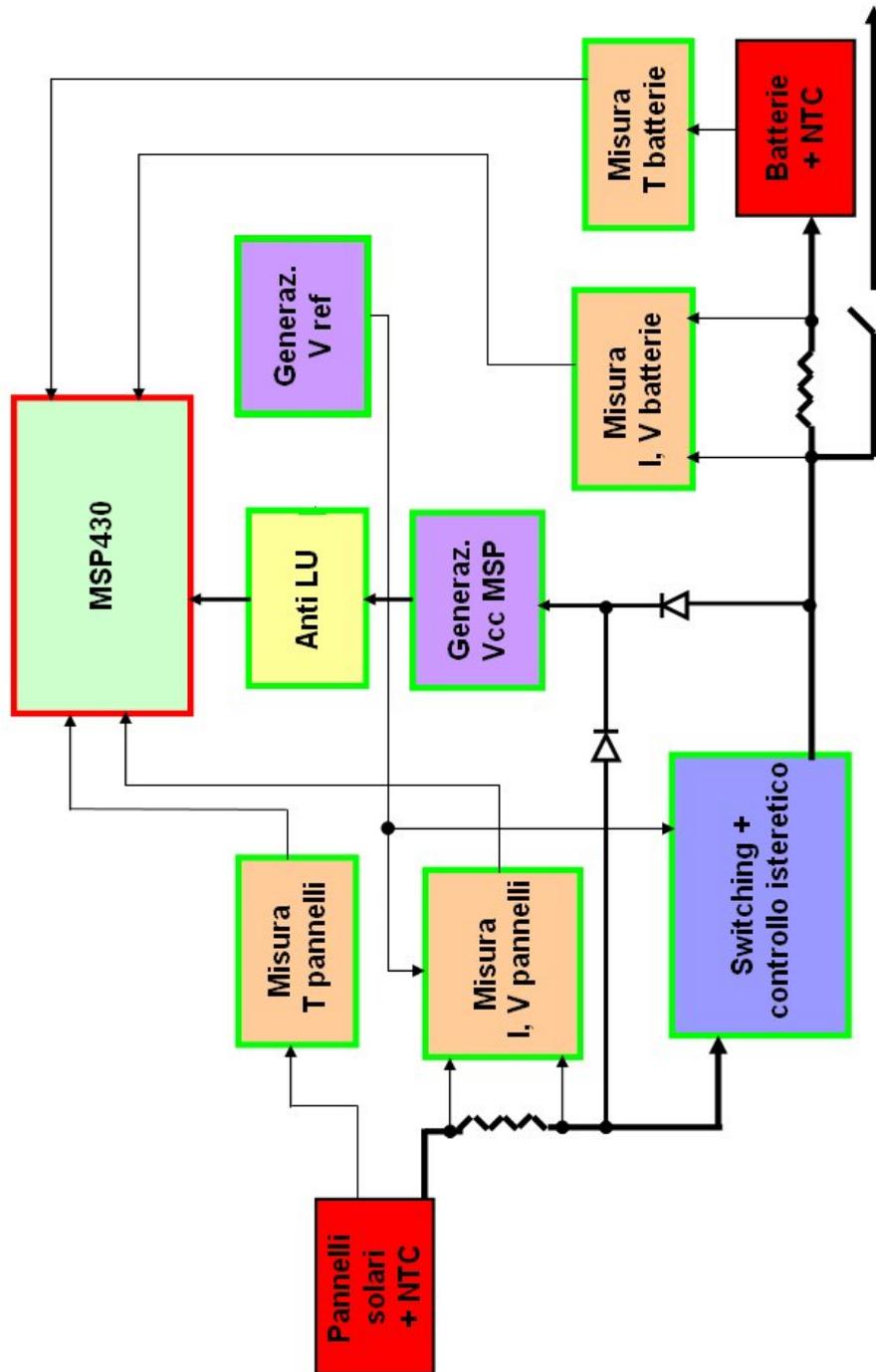


Figura 4.1. Schema a blocchi del prototipo Power Supply

- package SOT223;
- Drop-out minimo di 1,7 V.

Altre caratteristiche del componente sono indicate nella tabella 4.1, la quale anche riporta le stesse caratteristiche ma dopo un processo di *derating*. Si tratta di una riduzione intenzionale degli stress termici ed elettrici ai quali vengono sottoposti i componenti al fine di allungarne la vita utile. Per il calcolo del *derate* si sono utilizzati i dati forniti in [2].

Caratteristica	Nominale	Ridotta
Massima potenza dissipabile @ 25 °C	2 W	1,5 W
Corrente d'uscita	200 mA	160 mA
Massima tensione d'ingresso	20 V	18 V

Tabella 4.1. Specifiche nominali e ridotte dello ZSR330.

Il circuito è completato dall'aggiunta di due capacità di by-pass, l'una all'ingresso del regolatore, l'altra all'uscita, entrambe del valore di 1 μ F.

Calcoliamo ora la potenza dissipata nel caso peggiore. Consideriamo quindi una corrente di 50 mA ed un drop-out di:

$$V_{do} = V_{bat} - V_D - V_o = 8,5 \text{ V} - 0,2 \text{ V} - 3,3 \text{ V} = 5 \text{ V} \quad (4.1)$$

Dove si è considerata la caduta V_D sul diodo Schottky. Dal datasheet del componente risulta una resistenza termica di 50 °C/W, possiamo perciò stimare un'aumento di temperatura di:

$$\Delta T = V_{do} \cdot I_{ZSR330} \cdot R_{th} = 5,75 \text{ V} \cdot 40 \text{ mA} \cdot 48 \text{ °C/W} = 10 \text{ °C} \quad (4.2)$$

La potenza massima dissipata sul dispositivo è di 200 mW. I dati precedenti, relativi all'innalzamento della temperatura di giunzione, si riferiscono al dispositivo operante in condizioni *terrestri*. Certamente in assenza di atmosfera, alla quale cedere calore, la R_{th} sarà maggiore di quanto dichiarato dal costruttore. Solo attraverso accurate analisi termiche del *package* e conducendo delle prove termiche nel vuoto si potrebbe stimare la R_{th} in assenza di atmosfera. Queste prove esulano dalla nostra competenza. Si ritiene comunque che il dispositivo operi in condizioni *safe*, poichè dissipa al più un decimo della potenza dissipabile.

4.2.2 Riferimento di tensione

La tensione di riferimento è generata dal dispositivo AD680:

- tensione di alimentazione da 4,5 a 36 V;
- architettura interna *band gap*;
- taratura laser in fabbrica, $V_o = 2,5 \text{ V} \pm 5 \text{ mV}$;

- coefficiente di temperatura di $2\text{ mV}/^\circ\text{C}$;
- basso consumo: $250\ \mu\text{A}$;
- package 8 S0IC.

Non sono necessari componenti esterni se non delle capacità di stabilizzazione del valore di $0,1\ \mu\text{F}$ all'ingresso e di $50\ \text{nF}$ all'uscita.

4.3 Switching isteretico

La topologia scelta per il regolatore switching è quella di un boost: essa infatti soddisfa i requisiti richiesti di trasferimento di energia, alta efficienza e innalzamento di tensione.

Inoltre l'uscita del boost è equivalente ad un generatore di corrente costante. Questa caratteristica si presta particolarmente per caricare una batteria al litio, durante la prima fase che richiede una corrente costante. La carica della batteria andrà fatta con una corrente non superiore ad un quinto della capacità di batteria, $320\ \text{mA}$. Anticipando il risultato dell'equazione 4.16, uguale alla corrente media d'uscita, di $152\ \text{mA}$ ne risulta che il processo di carica può avere luogo senza inconvenienti.

Durante la seconda fase, in cui è richiesta una tensione costante, il micro-controllore, basandosi sui dati della telemetria, inibisce le commutazioni dello switching, per mantenere costante la tensione d'uscita.

Il boost è dotato, come vedremo più avanti, di un controllo di tipo isteretico, diverso dai controlli di tipo convenzionale, per esigenze di adattamento alle particolari caratteristiche dei pannelli solari.

4.3.1 Comparatore isteretico

In figura 4.3 si può osservare lo schema elettrico del controllo isteretico. Bisogna considerare che la tensione di ingresso dello switching non è fissa, ma assume valori che variano tra $2,5$ e $5\ \text{V}$: proprio questa tensione viene utilizzata per il controllo, che per questo motivo si definisce di tipo *feedforward*. La tensione proveniente dai pannelli solari, opportunamente scalata tramite partitore, è inviata ad un comparatore isteretico, che la confronta con un riferimento dato. Questo riferimento può essere scelto tra:

- la tensione generata dal dispositivo AD680, fissa;
- una tensione fornita dal micro-controllore tramite PWM, variabile a piacere;
- la tensione di uscita del circuito di condizionamento del sensore di temperatura dei pannelli, che varia automaticamente per effettuare il MPPT.

Il comparatore è di tipo isteretico non invertente. La finestra di isteresi è centrata sulla tensione alla quale i pannelli, illuminati, forniscono la massima potenza possibile (v. figura 3.2): questo avviene ad una tensione di $3,97\ \text{V}$. I limiti inferiore e superiore di tale finestra sono dati dalle tensioni alle quali la potenza erogata diminuisce del 5% . Nella

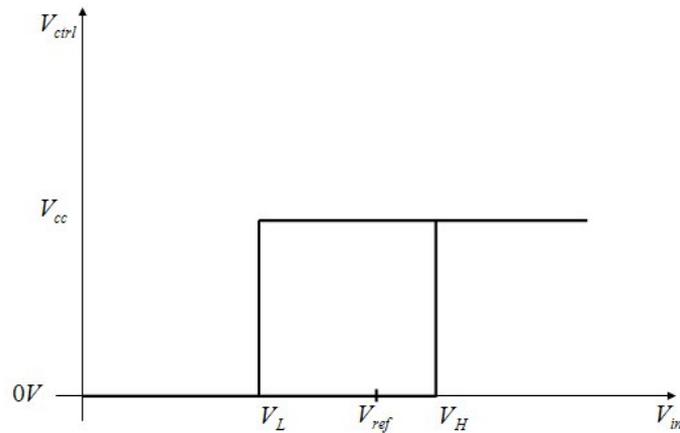


Figura 4.2. Transcaratteristica del comparatore isteretico non invertente

figura 4.2 si osserva la transcaratteristica del comparatore: in ascissa si ha la tensione di ingresso dello switching, in ordinata una tensione di controllo che andrà a comandare i MOS driver. I valori utilizzati sono riportati di seguito:

- $V_L = 3,7\text{ V}$
- $V_H = 4,1\text{ V}$
- $V_{ref} = 3,97\text{ V}$
- $V_{cc} = 3,3\text{ V}$

Si riportano ora le equazioni per il dimensionamento del comparatore, sempre facendo riferimento alla figura 4.3:

$$R_{eq} = R_7 // R_4 \quad (4.3)$$

$$V_H = \frac{V_{ref} \cdot (R_{eq} + R_6)}{R_6} \quad (4.4)$$

$$V_L = \frac{V_{ref} \cdot (R_{eq} + R_6) - V_{cc} R_{eq}}{R_6} \quad (4.5)$$

$$\frac{\Delta V_{in}}{V_{cc}} = \frac{R_{eq}}{R_6} \quad (4.6)$$

Dopo l'esecuzione dei calcoli e il dimensionamento delle resistenze, sono state eseguite numerose simulazioni del circuito tramite il CAD LTSpice ed i valori sono stati modificati fino a trovare sperimentalmente quelli che piú si avvicinano al risultato desiderato.

La tensione in uscita al comparatore isteretico comanda i MOS driver, due transistori bipolari il cui compito é attivare e disattivare il transistoro N-MOS che é l' interruttore del boost. In particolare, se l'uscita del comparatore é bassa, la tensione sul gate del MOS sarà bassa anch'essa, e l'interruttore aperto, e viceversa.

Il comparatore isteretico ha un uscita di tipo *open-collector*, ciò consente di realizzare una supervisione da parte del μC . Infatti solo se il pin del micro-controllore è a livello alto il comparatore è abilitato a pilotare i MOS-driver. Viceversa la tensione del gate del MOS dello switching sarà a livello basso. Si realizza così una connessione *wired-OR* e il micro-controllore è in grado di forzare l'interdizione del MOS quando opportuno.

4.3.2 Boost switching

Nella figura 4.4 si osserva lo schema elettrico del regolatore boost. Grazie al controllo isteretico di cui sopra, il valore della tensione di ingresso rimane all'interno di un range determinato dalla finestra di isteresi del comparatore. Infatti, partendo da una situazione in cui lo switch sia chiuso, si ha una corrente all'interno dell'induttore che cresce linearmente, con la conseguenza di abbassare la tensione su C_{in} . Quando tale tensione diventa inferiore a V_L , l'uscita del comparatore isteretico commuta e lo switch si apre. A questo punto la corrente utilizzata dal circuito a valle non è più prelevata dai pannelli solari ma viene fornita dall'induttore, cosa che permette a C_{in} di caricarsi. La sua tensione infatti si innalza fino a raggiungere il valore di V_H : a quel punto, lo switch si chiude e il ciclo ricomincia.

Esaminando l'andamento nel tempo della corrente nell'induttore, si possono definire:

- T_1 : periodo di tempo in cui l'N-MOS è chiuso e la corrente crescente;
- T_2 : periodo di tempo in cui l'N-MOS è aperto e la corrente decrescente;
- $T = T_1 + T_2$
- I_{pk} : corrente massima nell'induttore, raggiunta al termine di T_1 .

Questo nell'ipotesi di lavorare in una condizione di soglia tra *CCM* (Continuous Current Mode) e *DCM* (Discontinuous Current Mode).

Il primo passo per dimensionare correttamente il boost è determinare la corrente massima nell'induttore, che si ha quando $V_{in} = V_L$. È necessario prendere in considerazione il caso pessimo, cioè quello in cui, in corrispondenza del valore di V_L , i pannelli erogano la massima corrente, e questo avviene nel caso di pannelli caldi. La corrente massima così determinata, effettuando anche un certo derating sul valore esatto, è:

$$I_{pk} = 402 \text{ mA} \quad (4.7)$$

Da simulazioni e calcoli eseguiti nei lavori precedenti, è noto che $T_2 > T_1$, perciò come valore di partenza si impone

$$T_2 = \frac{T}{2} \quad (4.8)$$

inoltre si stima una frequenza di commutazione dello switch:

$$f_{sw} = 150 \text{ kHz} \Rightarrow T = 6,66 \mu\text{s} \quad (4.9)$$

da cui si ricava

$$T_2 = 3,33 \mu\text{s} \quad (4.10)$$

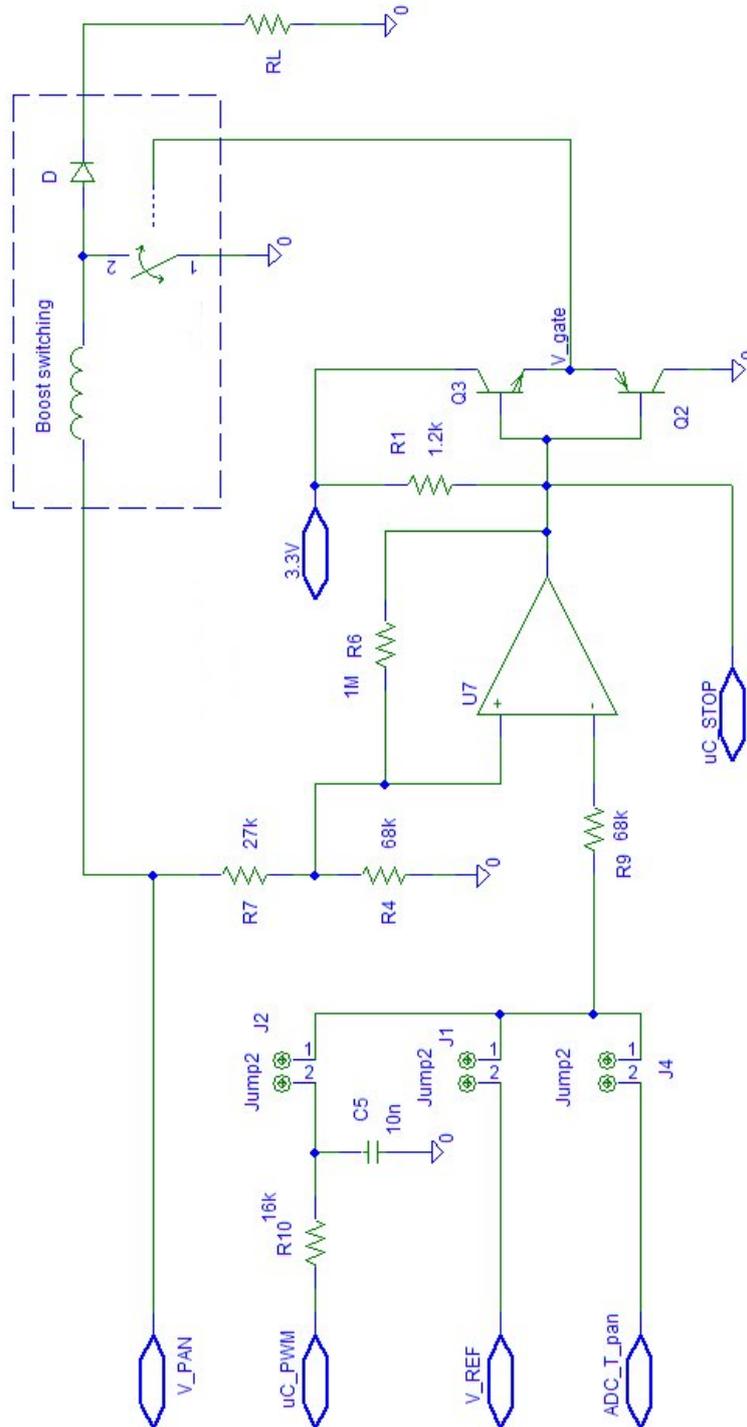


Figura 4.3. Schema elettrico del comparatore isteretico e dei MOS driver

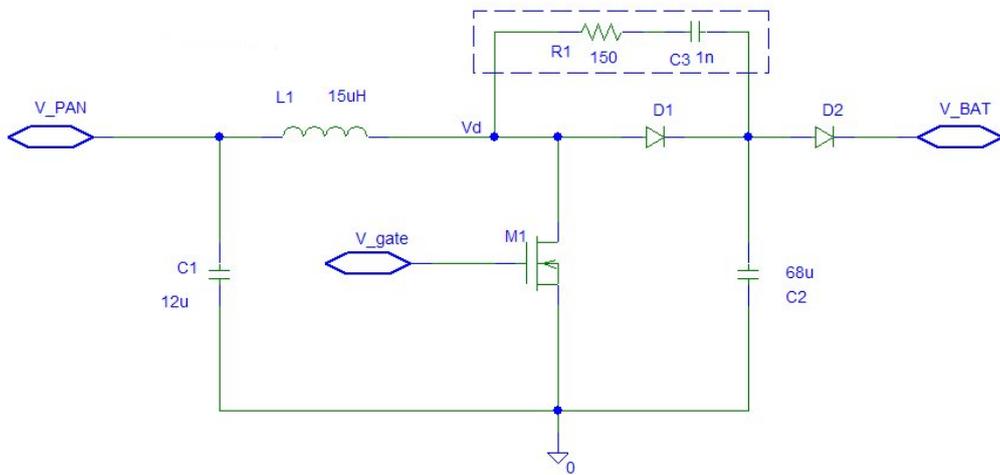


Figura 4.4. Schema elettrico switching boost

A questo punto é possibile calcolare il valore massimo dell'induttore affinché le condizioni imposte vengano rispettate, tramite la formula

$$L_{MAX} = \frac{(V_{out} - V_{in}) \cdot T_2}{I_{pk}} \quad (4.11)$$

considerando che, per garantire che l'induttore si carichi e scarichi ai valori desiderati anche nel caso pessimo, é necessario utilizzare il valore minimo di $(V_{out} - V_{in})$. I valori utilizzati per i calcoli saranno quindi:

- $V_{in \ MAX} = V_{H \ MAX} = 4,42 \text{ V}$;
- $V_{out \ min} = V_{out \ (batt.scarica)} + V_{D_2} = 6 \text{ V} + 0,8 \text{ V} = 6,8 \text{ V}$

Si ottiene cosí il valore massimo di induttanza:

$$L_{MAX} = 19,7 \mu\text{H} \quad (4.12)$$

Viene naturalmente scelto un valore inferiore: $L = 12 \mu\text{H}$. A questo punto conviene ricalcolare il Duty Cycle tenendo conto del valore corretto di induttanza:

$$T_{1 \ MAX} = \frac{I_{pk} \cdot L}{V_{in \ min}} = 1,3 \mu\text{s} \quad (4.13)$$

$$T_{2 \ MAX} = \frac{I_{pk} \cdot L}{V_{out \ min} - V_{in \ MAX}} = 2,02 \mu\text{s} \quad (4.14)$$

Quindi il limite massimo di durata del periodo é

$$T_{MAX} = T_{1 \ MAX} + T_{2 \ MAX} = 3,32 \mu\text{s} \quad (4.15)$$

il che porta la frequenza di switching ad un valore sicuramente superiore ai 300 kHz. Passiamo ora al dimensionamento dei diodi D_1 e D_2 : per quanto riguarda D_1 si ipotizza una corrente di picco di circa 500 mA e una V_γ di circa 0,8 V. Quindi si ha:

$$\bar{I}_{D_1} = \frac{1}{2} \cdot \frac{I_{pk} \cdot T_2}{T_1 + T_2} = 152 \text{ mA} \quad (4.16)$$

essendo il diodo attivo soltanto durante il tempo T_2 ;

$$P_{D_1} = \bar{I}_{D_1} \cdot V_\gamma = 121,6 \text{ mW} \quad (4.17)$$

Questo valore si puó ridurre grazie all'utilizzo di diodi *schottky*, i quali presentano un V_γ non superiore a 0,3 V:

$$P_{D_1} = \bar{I}_{D_1} \cdot V_\gamma = 45,6 \text{ mW} \quad (4.18)$$

Identico discorso vale per il diodo D_2 .

L'interruttore, costituito da un N-MOS, é attivo, cioé chiuso, durante il periodo di tempo T_1 , perció, sempre considerando una corrente di picco di circa 500 mA, si ha:

$$\bar{I}_{MOS} = \frac{1}{2} \cdot \frac{I_{pk} \cdot T_1}{T_1 + T_2} = 107 \text{ mA} \quad (4.19)$$

Naturalmente, dove é possibile intervenire, conviene minimizzare il consumo di potenza, quindi in questo caso si impone:

$$P_{MOS} = \bar{I}_{mos}^2 \cdot r_{dson} = 10 \text{ mW} \quad (4.20)$$

ottenendo cosí un'indicazione sul limite massimo della r_{dson} :

$$r_{dson} = \frac{P_{MOS}}{\bar{I}_{mos}^2} = 873 \text{ m}\Omega \quad (4.21)$$

Restano da dimensionare C_{in} e C_{out} : in questo caso i parametri da tenere in considerazione sono la corrente efficace e la tensione che i condensatori devono sopportare; i calcoli si eseguono sui valori reali e poi si effettua un derating per rendere il circuito piú robusto.

$$I_{C_{in} \text{ rms MAX}} = \frac{I_{pk}}{\sqrt{3}} = 230 \text{ mA} \quad (4.22)$$

Derating: $I_{C_{in} \text{ rms}} = 690 \text{ mA}$;

$$V_{C_{in} \text{ MAX}} = V_{in \text{ MAX}} = 4,42 \text{ V} \quad (4.23)$$

Derating: $V_{C_{in} \text{ MAX}} = 13 \text{ V}$;

$$I_{C_{out} \text{ rms MAX}}^2 = I_{D_1 \text{ rms MAX}}^2 - I_{out \text{ min}}^2 \quad (4.24)$$

$$I_{D_1 \text{ rms MAX}}^2 = \frac{I_{pk}^2}{3} \cdot D_{MAX} \quad (4.25)$$

$$D_{MAX} = \frac{T_1 \text{ MAX}}{T_1 \text{ MAX} + T_2 \text{ min}} = 0,56 \quad (4.26)$$

$$I_{D_1 \text{ rms MAX}}^2 = 30 \text{ (mA)}^2 \quad (4.27)$$

$$I_{C_{out} \text{ rms MAX}} = 173 \text{ mA} \quad (4.28)$$

Derating: $I_{C_{out} \text{ rms MAX}} = 520 \text{ mA}$;

$$V_{C_{out} \text{ MAX}} = V_{out \text{ MAX}} + V_{D_2} = 8,4 \text{ V} + 0,8 \text{ V} = 9,2 \text{ V} \quad (4.29)$$

Derating: $V_{C_{out} \text{ MAX}} = 30 \text{ V}$.

É anche necessario imporre un ripple massimo in uscita, che in questo caso viene fissato a 100 mV; se ne ricava un'indicazione sulla massima resistenza equivalente serie di C_{out} (ESR):

$$\frac{V_{ripp}}{I_{pk}} = ESR = 250 \text{ m}\Omega \quad (4.30)$$

Derating: $ESR = 83 \text{ m}\Omega$.

Nome componente	Valore [μH]	Toll.	I_{MAX} [A]	ESR [m Ω]
<i>B82464 – A4153 – K</i>	15	10%	2,5	0,046
<i>ELLACTV150M</i>	15	20%	3,1	0,025

Tabella 4.2. Principali caratteristiche degli induttori selezionati

Nome componente	I_F [A]	I_R [mA]	V_F [V]	$V_{R\ MAX}$ [V]	Tipo
<i>CRS06CT – ND</i>	1	0,06	0,32	20	Schottky
<i>20Bq030PbF</i>	2	0,1	0,4	30	Schottky
<i>B320A</i>	3	0,5	0,4	20	Schottky

Tabella 4.3. Principali caratteristiche di diodi selezionati

Nome componente	I_D [A]	$V_{DS\ MAX}$ [V]	$r_{dson\ MAX}$ [Ω]	V_{th} [V]
<i>NTA4153N</i>	0,915	20	0,275	0,76
<i>US5U1</i>	1,5	30	0,34	0,5 – 1,5
<i>RTF015N03</i>	1,5	30	0,34	0 – 1,5

Tabella 4.4. Principali caratteristiche degli N-MOS selezionati

Nome componente	Valore [μF]	$I_{rms\ MAX}$ [A]	V_{MAX} [V]	ESR [m Ω]
<i>TPSE476 * 025#0080</i>	47	1,436	25	80
<i>TPSV686 * 025#0080</i>	68	1,768	25	80
<i>TPSD156 * 035#0100</i>	15	1,225	35	100
<i>TPSE336 * 035#0100</i>	33	1,285	35	100

Tabella 4.5. Principali caratteristiche dei condensatori selezionati

Scelta dei componenti Una volta dimensionati i componenti, é necessario operare una scelta, considerando le caratteristiche e i costi di quelli presenti sul mercato. Chiaramente, l'obiettivo principale é ridurre al minimo i consumi di potenza, senza perdere in prestazioni. In questa fase sono stati selezionati piú componenti che da data sheet risultassero rispondenti alle specifiche, al fine di testarli poi durante il collaudo. Nelle tabelle 4.2, 4.3, 4.4 e 4.5 sono indicate le caratteristiche principali dei componenti selezionati.

A questo punto é possibile calcolare, in base ai componenti scelti, i vari consumi di potenza e quindi l'efficienza teorica del convertitore. Nelle tabelle 4.6 e 4.7 sono visibili i risultati di suddetti calcoli, rispettivamente nel caso ottimo e nel caso pessimo, considerando $P_{in} = 1,555 \text{ W}$.

Componente	$P_{diss} [\text{mW}]$	P_{diss}/P_{in}
L	0,06	0,00429%
D_1	30,4	1,95%
D_2	30,4	1,95%
C_{in}	2,39	0,153%
C_{out}	2,99	0,192%
N-MOS	3,15	0,2%
totale	69,39	4,45%

Tabella 4.6. Potenza dissipata dal boost: caso ottimo

Componente	$P_{diss} [\text{mW}]$	P_{diss}/P_{in}
L	0,248	0,016%
D_1	48,64	3,12%
D_2	48,64	3,12%
C_{in}	5,29	0,34%
C_{out}	5,29	0,34%
N-MOS	3,89	0,25%
totale	112	7,33%

Tabella 4.7. Potenza dissipata dal boost: caso pessimo

4.3.3 Snubber e simulazione

La figura 4.5 riporta la forme d'onda sul drani dell'N-MOS, ottenuta nella simulazione del boost senza uno *snubber*. Si distinguono T_1 , T_2 e T_{IDLE} , ossia il tempo nel quale il MOS non conduce ma la corrente nell'induttanza ha già raggiunto lo zero. Durante T_{IDLE} si osservano delle forti oscillazioni ad alta frequenza dovute ad un circuito RLC parassita. Esse sono causa di perdite, EMI, e stress maggiore dei componenti, vanno perciò eliminate.

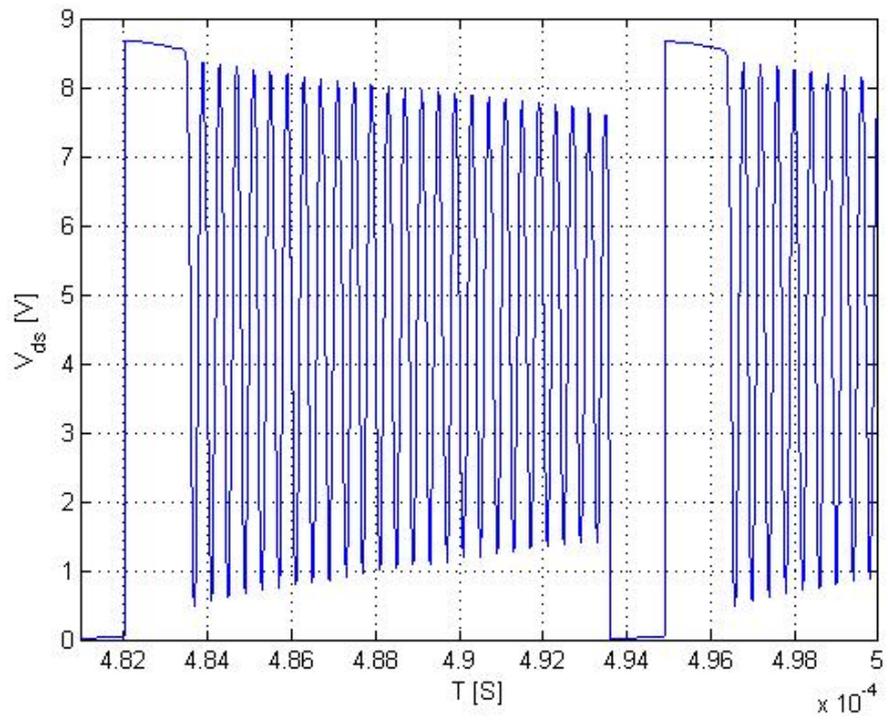


Figura 4.5. Tensione V_{ds} senza un circuito di snubber. Sono visibili forti oscillazioni causate dalle capacità parassite dei componenti.

Una soluzione semplice, ma efficace, è costituita da un circuito RC collegato come visibile in figura 4.4. I due componenti, insieme a quelli già presenti creano un circuito risonante del secondo ordine, il quale ha uno smorzamento il più possibile vicino ad uno.

Poichè lo snubber deve compensare gli effetti di parametri parassiti il dimensionamento dei suoi componenti dovrà essere fatto solo durante il collaudo. Dapprima si procederà misurando la frequenza delle oscillazioni parassite. Conoscendo l'induttanza dominante del circuito, è quella del boost, si può calcolare l'impedenza caratteristica del circuito risonante:

$$Z = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L \quad (4.31)$$

Inizialmente il resistore dello snubber vale $R = Z$. La capacità può essere scelta come:

$$C = \frac{1}{\pi \cdot f \cdot R} \quad (4.32)$$

Il software di simulazione LTSpice contiene al suo interno una libreria, basata su componenti realmente esistenti sul mercato, in grado di ricreare gli effetti dei parametri parassiti. Si è quindi provveduto a dimensionare lo snubber in simulazione, utilizzando i valori ottenuti come base di partenza per il prototipo. I risultati ottenuti sono mostrati nella figura 4.6, nella quale è chiaramente visibile il rapido esaurirsi delle oscillazioni parassite nel T_{idle} .

4.4 Circuito Anti Latch-Up

Qualora un latch-up abbia luogo in un dispositivo CMOS la corrente assorbita dallo stesso aumenta drasticamente. L'anti latch-up pertanto controlla la corrente di alimentazione dell'MSP430, unico dispositivo CMOS presente sulla scheda, e se questa supera una certa soglia interviene interrompendo l'alimentazione.

Ovviamente la *corrente di soglia*, I_{th} , dovrà essere superiore alla massima corrente assorbita dal micro-controllore in condizioni normali. In tabella 4.8 possiamo osservare i vari assorbimenti stimati dell'MSP430.

Fonte	Consumo [mA]
General supply @ 12 MHz	5
ADC10 supply	1,2
Reference buffer supply	1,8
I/O supply	10
Sum	18

Tabella 4.8. Correnti assorbite dal micro-controllore

Per evitare rilevamenti di falsi latch-up scegliamo una corrente di soglia molto superiore alla corrente massima stimata, $I_{th} = 40 \text{ mA}$.

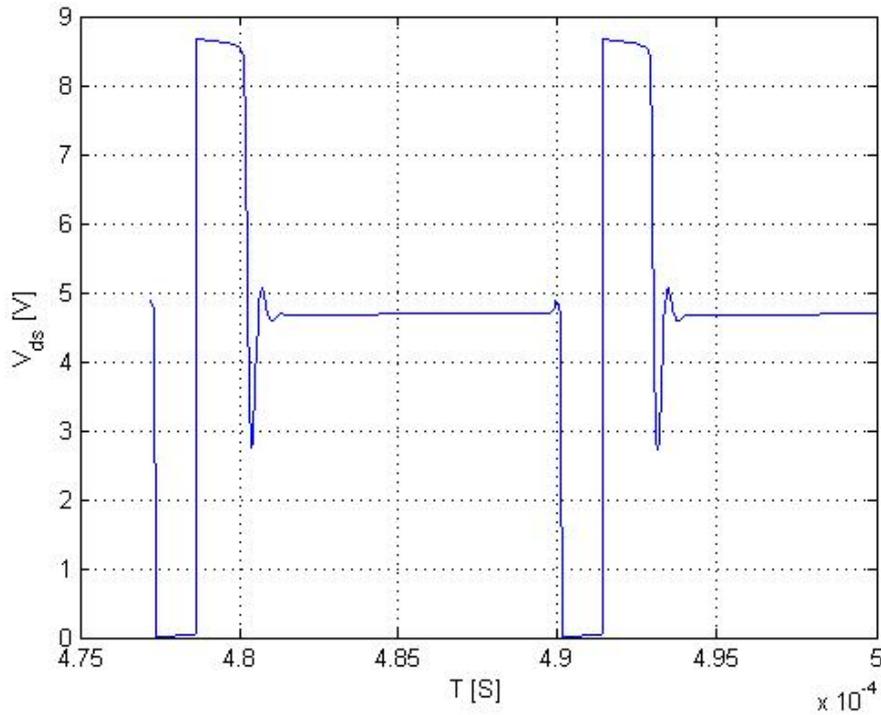


Figura 4.6. Tensione V_{ds} con snubber. Le oscillazioni parassite vengono rapidamente smorzate.

Possiamo pensare l'anti latch-up come formato da tre unità: il current sensing, il rivelatore di picco e il comparatore. La prima unità trasduce la corrente in tensione. La seconda ne rileva il picco massimo e serve per generare il tempo di attesa prima di ripristinare l'alimentazione. L'ultima unità confronta la corrente misurata e comanda i transistor di potenza.

Current sensing Il *sense* di corrente viene effettuato dalla resistenza R_{29} e dall'integrato INA138, descritto in 4.6.3, con un guadagno impostato da R_{32} . Si veda la figura 4.8 al riguardo. La tensione ai capi della resistenza R_{32} , che possiamo considerare come l'uscita del primo stadio dell'anti latch up, vale:

$$V_{R_{32}} = \frac{R_{32} \cdot R_{29}}{5 \text{ k}\Omega} \cdot I_s \quad (4.33)$$

Il valore di R_{29} può essere scelto imponendo una caduta di tensione ai suoi capi inferiore all'1% della tensione di alimentazione del micro-ctrllore:

$$R_{29_{MAX}} = \frac{V_{R_{29_{MAX}}}}{I_{th}} = \frac{33 \text{ mV}}{40 \text{ mA}} = 0,825 \Omega \longrightarrow R_{29} = 0,68 \Omega \quad (4.34)$$

Utilizzando $R_{32} = 220 \text{ k}\Omega$ si ha un rapporto di

$$\frac{V_{R_{32}}}{I_s} = 29,9 \quad (4.35)$$

Quindi, quando $I_s = I_{th}$, si avrà un tensione di

$$V_{R_{32th}} = 1,196 \text{ V} \quad (4.36)$$

Un buffer, realizzato con un amplificatore operazionale MAX4092, isola il current sensing per evitare che i componenti a valle carichino l'uscita dell'INA138 e influiscano sulla funzione di trasferimento 4.35. La tensione d'uscita del buffer viene inoltre collegata ad uno dei canali d'ingresso del convertitore A/D integrato nel micro-controllore.

Rivelatore di picco La tensione generata dall'unità di current sensing va opportunamente trattata. Lo scopo è ottenere fronti di salita rapidi come quelli del segnale originari, il latch-up è infatti un fenomeno molto rapido e tale deve essere il tempo di intervento, mentre i fronti di discesa devono essere *rallentati* per consentire al latch-up di esaurirsi. Lo schema di un rivelatore di picco è visibile in figura 4.7.

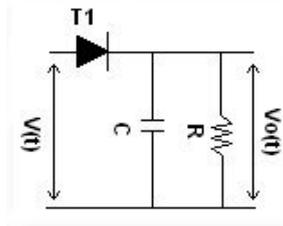


Figura 4.7. rivelatore di picco

Quando la tensione al suo ingresso sale, superando la tensione della capacità, la costante di tempo è determinata dalla resistenza serie del diodo, si considera un valore tipico di 5Ω , quindi la capacità si caricherà rapidamente, con costante di tempo:

$$\tau_r = R_{serie} \cdot C_{23} = 5 \mu\text{S} \quad (4.37)$$

Viceversa quando la tensione di ingresso scende al di sotto della tensione del condensatore questo si scaricherà attraverso R_{33} con costante di tempo:

$$\tau_f = R_{33} \cdot C_{23} = 249 \text{ mS} \quad (4.38)$$

Per calcolare il tempo di attesa dell'anti latch up, il tempo che intercorre tra l'intervento e il ripristino dell'alimentazione, occorre prima analizzare il blocco a valle, il comparatore isteretico.

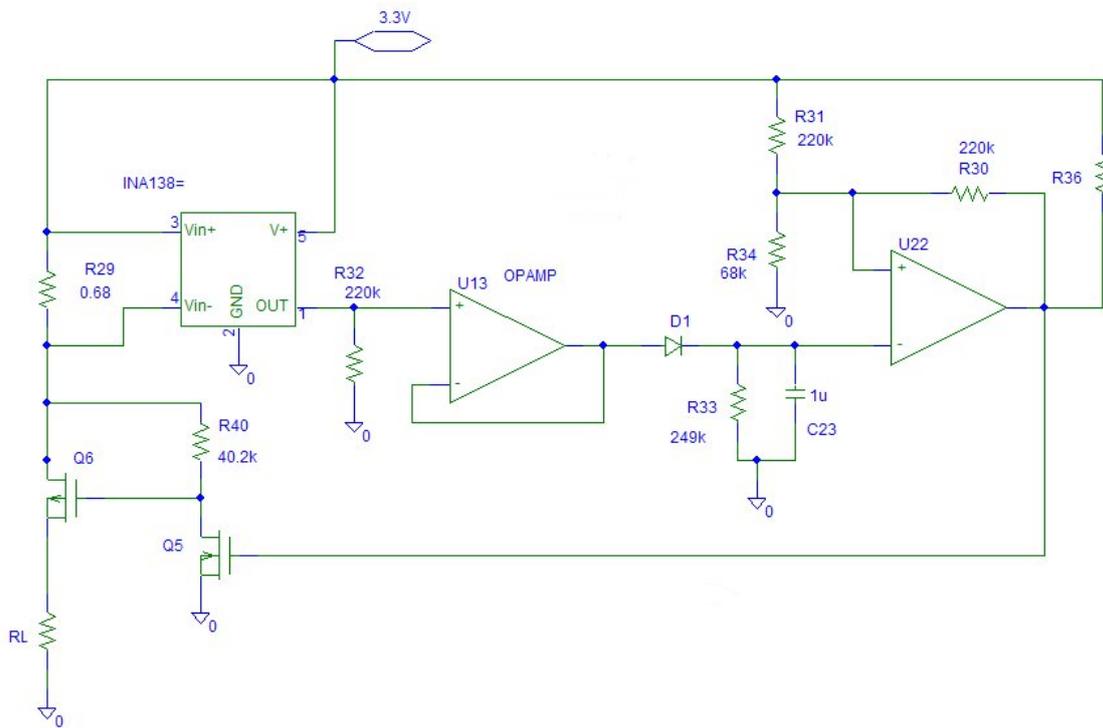


Figura 4.8. Schema elettrico del circuito Anti Latch-Up

Comparatore La figura 4.8 mostra l'intero circuito anti latch-up, compreso l'ultimo blocco: il comparatore isteretico. L'isteresi è necessaria per poter dimensionare il ritardo.

Si analizzi il comparatore U_{22} supponendo inizialmente una tensione d'ingresso nulla, certamente sul pin + vi sarà un potenziale maggiore e ciò forzerà l'uscita a livello alto, considerata pari a $V_o = 3,3\text{ V}$. Le resistenze R_{30} e R_{31} in questo caso sono collegate in parallelo, perciò la tensione sul pin + si può esprimere come:

$$V_+ = V_{al} \cdot \frac{R_{34}}{R_{30} // R_{31} + R_{34}} = 1,26\text{ V} \Rightarrow V_H \quad (4.39)$$

Con i valori di resistenza scelti. Questa è la tensione di soglia superiore V_H e quando la tensione d'ingresso raggiungerà questo valore l'uscita commuterà al livello basso, per i calcoli la si considera 0 V. Ciò pone in parallelo R_{30} e R_{34} , quindi:

$$V_- = V_{al} \cdot \frac{R_{34} // R_{30}}{R_{30} // R_{34} + R_{31}} = 0,63\text{ V} \Rightarrow V_L \quad (4.40)$$

Con i valori di resistenza scelti. Questa è la tensione di soglia inferiore V_L . L'isteresi è definita come:

$$V_{hyst} = V_H - V_L = 0,63\text{ V} \quad (4.41)$$

Si consideri ora la scarica della capacità C_{23} . Essa segue l'equazione:

$$V_c(t) = V_0 \cdot e^{-\frac{t}{\tau_f}} \quad (4.42)$$

Desiderando sapere quanto impiega la capacità per scaricarsi da V_H a V_L , si consideri il seguente sistema:

$$\begin{cases} V_c(t=0) = V_H \\ V_c(t_f) = V_L = V_H \cdot e^{-\frac{t_f}{\tau_f}} \end{cases} \quad (4.43)$$

Da cui ricaviamo:

$$t_f = \tau \ln \frac{V_H}{V_L} = 172,6\text{ mS} \quad (4.44)$$

L'intervallo t_x rappresenta il tempo di distacco dell'alimentazione. Il tempo d'intervento, t_r , può essere ricavato considerando l'equazione di carica del condensatore:

$$V_c(t) = V_{max} \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_r}}\right) \begin{cases} V_c(t=0) = V_H \\ V_c(t) = V_{max} \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_r}}\right) \\ V_c(t_r) = V_H = V_{max} \cdot \left(1 - e^{-\frac{t_r}{\tau_r}}\right) \end{cases} \quad (4.45)$$

Dove V_{max} rappresenta la tensione finale del transitorio. Il suo valore numerico, nel circuito in esame, è il minimo tra la tensione d'uscita di U_{13} , di 3,3 V, e la tensione presente ai capi di R_{32} , 6 V, calcolata nel caso di corrente di cortocircuito del carico, la quale non sarà superiore a 200 mA, corrente massima dello ZSR330. Invertendo la formula otteniamo:

$$t_r = \tau_r \ln \left(\frac{1}{1 - \frac{V_H}{V_{max}}} \right) = 2,48\ \mu\text{S} \quad (4.46)$$

La tensione di uscita del comparatore è di tipo open-collector, pertanto necessità della resistenza di pull-up $R_{36} = 39\text{ k}\Omega$, pilota il gate del transistor N-MOS, Q_5 . Il quale, tramite un pull-up di $40.2\text{ k}\Omega$, pilota Q_6 . Si riportano infine le specifiche nominali e ridotte del transistor P-MOS IRLML6402 che funge da interruttore.

Caratteristica	Nominale	Ridotta
Potenza dissipabile @ 75 °C	0,8 W	0,266 w
Corrente d'uscita	2,2 A	1,65 A
V_{DS}	20 V	18 V
R_{DS}	0,08 Ω	0,088 Ω

Tabella 4.9. Specifiche nominali e ridotte dell'IRLML6402.

Il che porta ad una potenza dissipata di $P_D = R_{DS} \cdot I_{DS} = R_{th} \cdot I_{th} = 3,52\text{ mW}$. Tutti i parametri rientrano ampiamente nei margini di sicurezza.

4.5 Micro-ctrllore

Si è scelto di utilizzare il micro-ctrllore MSP430F22x2, o alternativamente MSP430F22x4, della Texas Instruments. I due componenti differiscono solamente per la presenza a bordo del secondo, di due amplificatori operazionali, i quali non trovano però applicazioni sul prototipo di Power Supply. L'MSP430 è un micro-ctrllore basato su una CPU a 16 bit, architettura *RISC*, per applicazioni *ultralow-power* e *low-cost*. Dispone inoltre di diverse periferiche integrate atte a svolgere diversi compiti. I dispositivi selezionati si rivelano particolarmente indicati per via delle seguenti caratteristiche:

- Consumo in stand-by di circa $1\ \mu\text{A}$;
- Bassa tensione di alimentazione, da 1,8 a 3,6 V;
- Massima frequenza di clock 16 MHz;
- possibilità di utilizzare una quarzo esterno da soli 32 kHz
- 6 timer, ognuno da 16 bit, integrati a bordo;
- Convertitore A/D a 10 bit, 200 ksps, 12 canali;
- Fino a 32 kB di memoria flash;
- Interfaccia universale di comunicazione seriale, supporta:
 - UART con auto-baudrate;
 - IrDA;
 - SPI;
 - I2C.

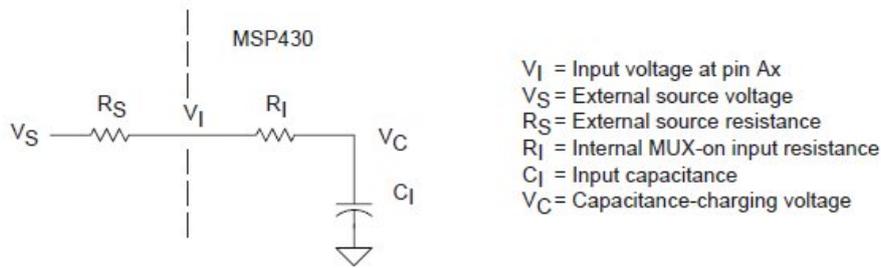


Figura 4.9. Circuito equivalente dell'ingresso analogico dell'MSP430

4.5.1 Configurazione

Tramite software, riportato in appendice, il controllore è configurato come segue:

Oscillatori In modalità attiva viene utilizzato l'oscillatore integrato, ed il software viene eseguito con un clock di 12 MHz. In modalità low-power l'oscillatore interno viene spento, il modulo interno di comunicazione UART, riceve il clock dal quarzo esterno a 32 kHz.

Convertitore A/D Il convertitore A/D, chiamato ADC10, funziona con un clock a 4 MHz ricavato dal clock principale tramite un divisore. La conversione di un canale, dopo la fase di sampling discussa nel seguito, avviene in 13 colpi di clock:

$$T_c = 13 \cdot T_{clock\ ADC10} = 3,25 \mu\text{S} \quad (4.47)$$

Per dimensionare correttamente il tempo di sample è necessario analizzare il circuito di figura 4.9, il quale mostra il circuito equivalente dell'ingresso analogico dell'ADC. Il sample time dovrà essere sufficientemente lungo da garantire la carica di C_I . Considerando tutti i circuiti di telemetria, 4.6, si trova che la maggiore resistenza equivalente vista all'uscita del circuito è di 24,8 k Ω nel caso del partitore della tensione di batteria. Utilizzando le formule indicate sui datasheet del micro-controllore per una precisione di 10 bit:

$$t_{sample} > (R_s + R_i) \cdot \ln(2^{11}) \cdot C_i = 3,83 \mu\text{S} \quad (4.48)$$

Tramite i registri è possibile configurare un $t_{sample} = 4 \mu\text{S}$. Il periodo tra un campionamento e l'altro sarà perciò di:

$$T_s = t_{sample} + t_c = 7,25 \mu\text{S} \Rightarrow F_s = 137,93 \text{ kHz} \quad (4.49)$$

Al fine di ridurre il contributo del rumore il software di acquisizione effettua una media aritmetica. La media viene effettuata su 32 campioni, acquisiti consecutivamente, ed il numero di bit ridotto a 8. L'operazione di media è facilmente e velocemente implementata con uno shift a destra dei dati. Il numero di campioni da considerare, N , è stato scelto

in modo empirico. A causa di questa operazione si ottiene un dato valido solo ogni N campioni acquisiti. Ciò porta a definire una frequenza di campionamento equivalente di:

$$F'_s = \frac{F_s}{N} = 4,31 \text{ kHz} \quad (4.50)$$

È quindi possibile campionare una canale con una frequenza di 4,31 kHz.

Considerando che i canali da acquisire sono sette, il software esegue il seguente algoritmo:

1. campiona N volte il primo canale, ne calcola la media e la memorizza;
2. campiona N volte il secondo canale, ne calcola la media e la memorizza;
3. ...
4. il ciclo ricomincia.

Seguendo questo schema operativo otteniamo un cadenza di campionamento per ogni canale di:

$$F_{s \text{ ch}} = \frac{F'_s}{\#ch} = 615,7 \text{ Hz} \quad (4.51)$$

4.6 Circuiti di telemetria

Si esaminano ora i circuiti di condizionamento delle varie grandezze che si intendono misurare. Gli obiettivi di questi circuiti sono trasdurre in tensione le grandezze di interesse ed ottimizzare la dinamica del segnale a quella del convertitore A/D. Questi segnali sono direttamente collegati all'ADC presente sul MSP430.

4.6.1 Misure di tensione

Le tensioni da misurare sono visibili in tabella 4.10.

Segnale	Range [V]	Circuito di condizionamento
V_{in}	0 ÷ 5	Partitore resistivo con filtro
V_{out}	0 ÷ 10	Partitore resistivo con filtro

Tabella 4.10. Tensioni da misurare

In questi casi non è necessario effettuare alcuna operazione sui segnali, poichè la tensione è maggiore della dinamica dell'A/D, quindi si è optato per un semplice partitore più filtro anti aliasing. Il circuito è visibile in figura 4.10. La scelta dei resistori è frutto di un compromesso tra necessità di basso consumo e periodo di campionamento. È infatti opportuno evitare di utilizzare valori troppo elevati, i quali rallenterebbero il tempo di

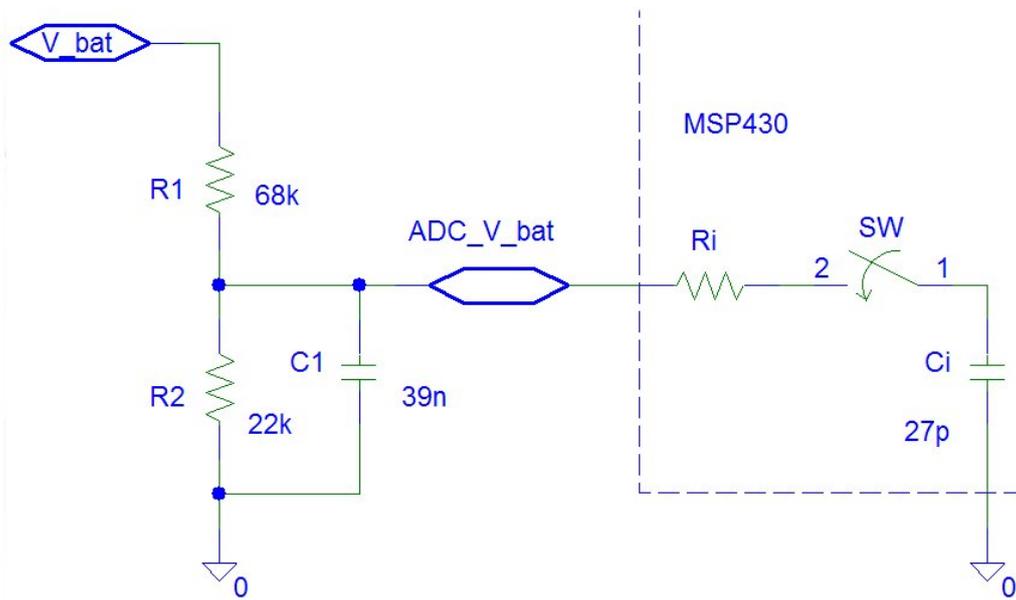


Figura 4.10. Circuito di condizionamento per le tensioni

Segnale	R ₁ [kΩ]	R ₂ [kΩ]	C [nF]
V _{out}	68	22	39
V _{in}	16	16	68

Tabella 4.11. Componenti partitore di tensione

carica della capacità parassita presente all'ingresso dell'ADC, si veda la figura 4.9 e le considerazioni del paragrafo 4.5.1.

Il valore nominale di tali resistori è presente in tabella 4.11. Un condensatore è posto in parallelo all'uscita per evitare il fenomeno dell'aliasing. Si dovrà avere:

$$\frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{eq} \cdot C} \leq \frac{f_s \cdot ch}{2} \quad (4.52)$$

da cui si ricava:

$$C \geq \frac{1}{\pi \cdot R_{eq} \cdot f_s \cdot ch} \quad (4.53)$$

con $f_{sample} \geq 615$ Hz. Possiamo stimare un consumo statico di potenza di alcune frazioni di mW.

Si considerino ora gli effetti del partitore capacitivo che si viene a creare tra la capacità anti-aliasing del partitore e la capacità interna dell'ADC. Esso introdurrà un errore, a causa della divisione della carica tra le due capacità. Tra le due vi è uno switch, SW, il quale conduce durante il sample time. Nelle seguenti formule sono indicate col pedice i le grandezze relative alla capacità interna, col pedice p le grandezze della capacità del partitore. Con lo switch aperto valgono le seguenti relazioni:

$$\begin{cases} Q_i = C_i \cdot V_i = C_i \cdot 0 \text{ V} = 0 \text{ C} \\ Q_p = C_p \cdot V_p = C_p \cdot V_{segnale} = Q_T \end{cases} \quad (4.54)$$

Quando lo switch si chiude il C_p cederà parte della sua carica Q_t a C_i . Esaurito il transitorio i due condensatori saranno alla stessa tensione. In formule:

$$\begin{cases} Q_i = C_i \cdot V_x = \Delta Q \\ Q_p = Q_T - \Delta Q = C_p \cdot V_x \end{cases} \quad (4.55)$$

Da cui si ricava V_x :

$$V_x = V_p \cdot \frac{C_p}{C_i + C_p} \quad (4.56)$$

Il convertitore ADC convertirà allora il segnale V_x , inferiore rispetto all'originario V_p . Volendo calcolare l'errore relativo introdotto nella misura di V_p :

$$\epsilon_{V_p} = \frac{\Delta V}{V_p} = \frac{|(V_p - V_x)|}{V_x} = \frac{C_i}{C_i + C_p} \quad (4.57)$$

L'errore sopradescritto è di tipo sistematico. Il *worst-case* si ha nel caso del partitore di batteria, che ha la capacità di minore, è risulta in un errore del 0,086%, trascurabile in quanto servirebbe una risoluzione del convertitore di 11 bit per poterlo apprezzare.

4.6.2 Misure di temperatura

Al fine di conoscere le temperature operative dei vari componenti del satellite è necessario dotarlo di diversi sensori. Le simulazione svolte da altri gruppi e i dati raccolti durante missioni effettuate con pico-satelliti, [3] e [9], evidenziano un range di temperatura di $-40\text{ }^{\circ}\text{C} \div +150\text{ }^{\circ}\text{C}$ all'esterno e di $-30\text{ }^{\circ}\text{C} \div +100\text{ }^{\circ}\text{C}$ all'interno del satellite. Poche tipologie di sensori riescono a garantire il loro funzionamento con una escursione così ampia. I sensori a filo metallico sono infatti da escludere in quanto, per ottenere elevati valori resistivi, presentano un'altezza notevole: dobbiamo considerare che essi andranno montati a ridosso dei pannelli solari, tra questi e il telaio del satelliti.

La scelta dovrà quindi cadere su un NTC, nel nostro caso il componente TR0603J252K le cui caratteristiche sono:

- spessore pari a 0,4 mm;
- resistenza variabile da $100\ \Omega$ a $42,5\ \text{k}\Omega$;
- range di funzionamento compreso tra $-55\text{ }^{\circ}\text{C}$ e $+160\text{ }^{\circ}\text{C}$;
- tolleranza costruttiva del sensore del 10% a $25\text{ }^{\circ}\text{C}$.

Come usuale utilizzando un NTC è necessario adottare opportuni circuiti di condizionamento al fine di ridurre la sua forte non linearità (osservare la figura 4.11). Questo problema può essere risolto da una linearizzazione software. È comunque necessario valutare attentamente gli errori introdotti da quest'ultima soluzione, caso per caso, in termini di bit di risoluzione.

Nel nostro prototipo, pur utilizzando sempre lo stesso tipo di NTC, sono presenti entrambe le soluzioni, poichè rispondono ad esigenze diverse.

Misure di temperatura dei pannelli solari Il circuito di condizionamento è di tipo attivo, utilizzando un amplificatore operazionale MAX4092. Lo scopo principale è ottimizzare i livelli del segnale, linearizzare per quanto possibile la risposta del sensore e soprattutto generare la tensione di riferimento tale da portare lo switching ad operare sul MPP (Maximum Power Point). Il circuito era già stato sviluppato nell'ambito del progetto PICPOT. Per ulteriori approfondimenti si veda [5]. In appendice è riportato lo schema elettrico completo mentre in figura 4.13 è riportato lo schema semplificato.

Per calcolare la tensione di uscita, indicata con `ADC_T_pan`, consideriamo la corrente che scorre in R_{16} :

$$I = \frac{V_o - V_{ref}}{R_{16} + R_{NTC} + R_{13}} \quad (4.58)$$

La tensione al morsetto negativo dell'operazionale può essere espressa come:

$$V^- = V_o + I \cdot R_{16} \quad (4.59)$$

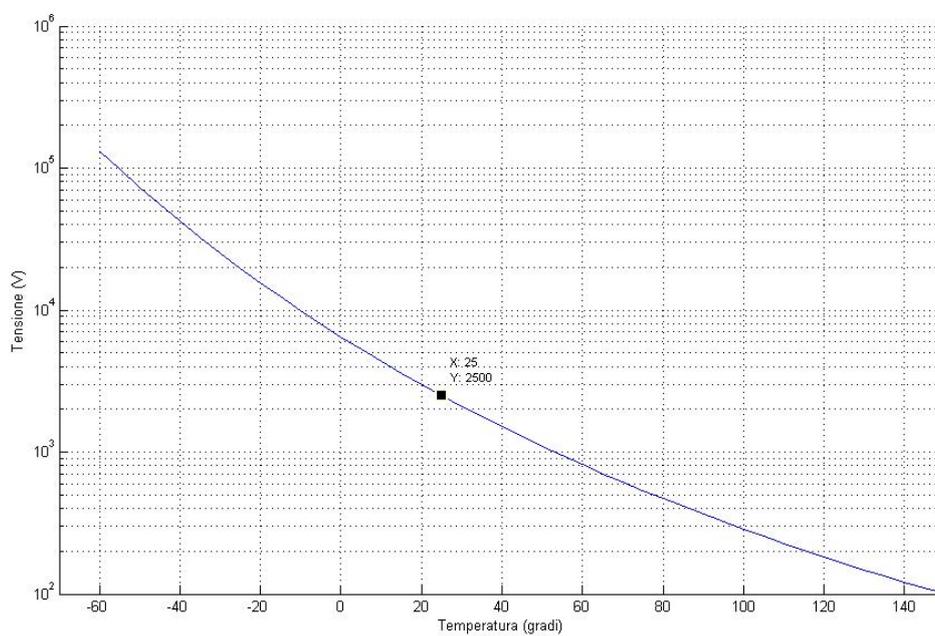


Figura 4.11. Caratteristica del resistore NTC.

Dalle proprietà degli amplificatori operazionali:

$$V^- = V^+ \quad (4.60)$$

$$V_o + I \cdot R_{16} = V_{ref} \cdot \frac{R_{23}}{R_{22} + R_{23}} \quad (4.61)$$

Dopo alcuni passaggi:

$$V_o \cdot \left[1 + \frac{R_{16}}{R_{16} + R_{NTC} + R_{13}} \right] = V_{ref} \cdot \left[\frac{R_{23}}{R_{22} + R_{23}} + \frac{R_{16}}{R_{16} + R_{NTC} + R_{13}} \right] \quad (4.62)$$

Dalla quale si può ricavare analiticamente V_o . Nella figura 4.12 è visibile la tensione di uscita, calcolata con i componenti di figura 4.13, in funzione della temperatura. Questa tensione verrà inviata ai circuiti controllori dello switching e andrà ad indicare, seppur in maniera indiretta il MPP. Si noti anche come la tensione condizionata $V_{out}(T)$ presenti un andamento più lineare rispetto a quella del solo resistore NTC.

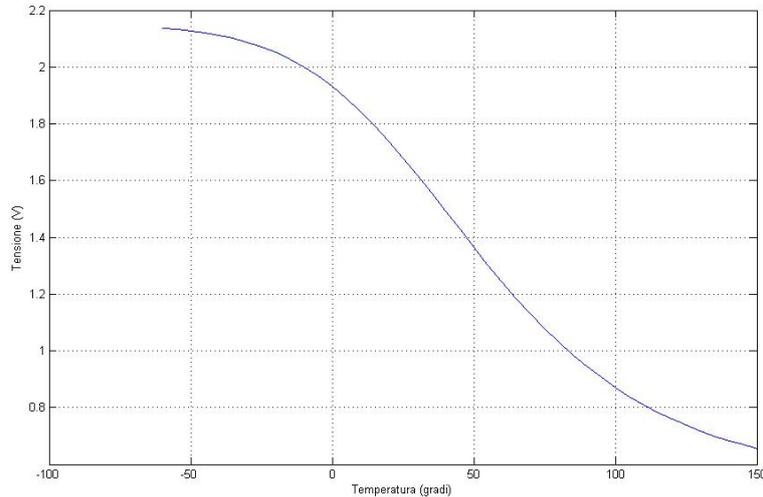


Figura 4.12. Tensione di uscita in funzione della temperatura dei pannelli solari.

Misure di temperatura delle batterie In questo caso si è utilizzato un circuito più semplice, con meno componenti e disattivabile. Si tratta di un NTC in serie ad un resistore di opportuna resistenza, il tutto alimentato da V_{ref} come mostrato in figura 4.14. L'equazione d'uscita è la seguente:

$$V_o(T) = V_{ref} \cdot \frac{R_{39}}{R_{NTC}(T) + R_{39}} \quad (4.63)$$

Grazie ad un semplice script Matlab si è potuto velocemente selezionare l'appropriata resistenza, tale da adattare la tensione di uscita alla dinamica del convertitore A/D. Tale

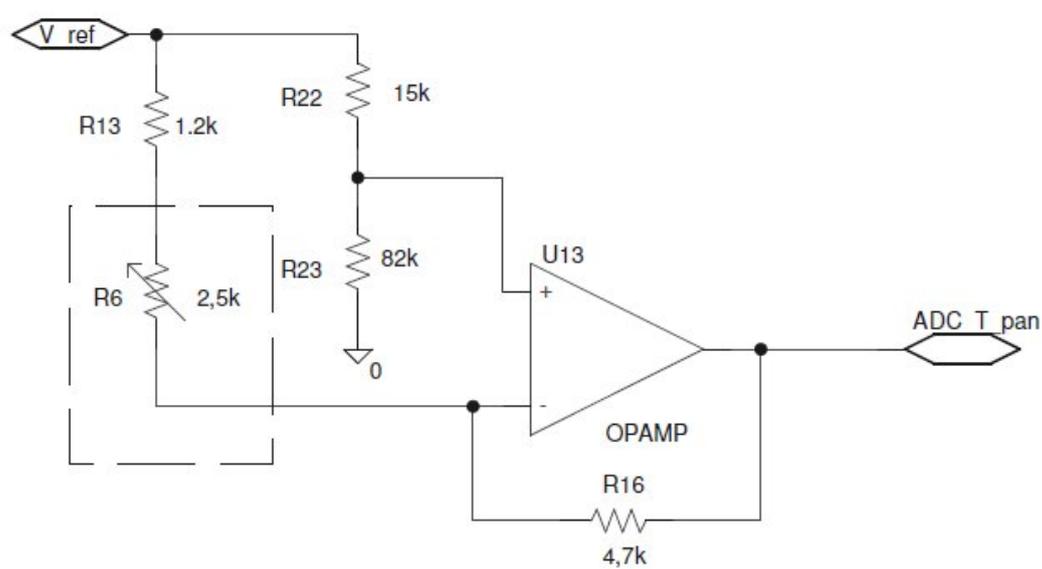


Figura 4.13. Circuito di condizionamento del sensore di temperatura del pannello solare. La resistenza variabile R_6 rappresenta l'NTC.

valore risulta essere di $1\text{ k}\Omega$. La formula 4.53 può essere qui riutilizzata, ottenendo per la capacità un valore minimo di 724 nF , scegliamo quindi $1\text{ }\mu\text{F}$.

Si considerari ora il consumo di questo circuito nel caso pessimo, ossia ad alta temperatura, quando la resistenza equivalente dell'NTC diventa di 100Ω . La resistenza equivalente vista da V_{ref} diventa di soli $1,1\text{ k}\Omega$, e vengono dissipati complessivamente $5,7\text{ mW}$. Si tratta di un assorbimento continuo e prolungato da parte di questo circuito, anche quando non viene effettuata alcuna misura.

Per arginare questo inconveniente sul prototipo è prevista la possibilità di collegare la resistenza di linearizzazione, tramite jumper, anzichè a massa ad un pin del μC . Qualora il pin venga posto in modalità Hi-Z (alta impedenza) si potrà rendere trascurabile l'energia dissipata dal circuito di condizionamento.

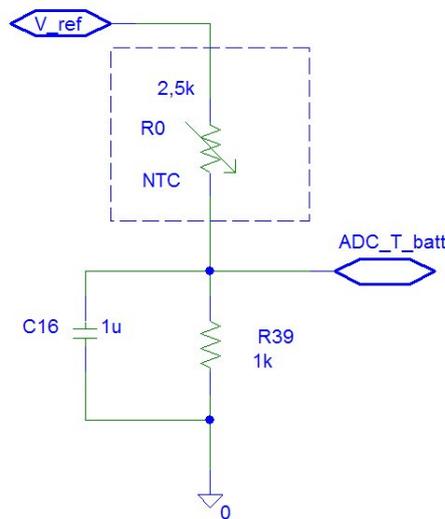


Figura 4.14. Condizionamento del sensore di temperatura della batteria

4.6.3 Misure di corrente

L'idea su cui si basa una misura di corrente è amplificare la differenza di potenziale che si crea ai capi di un apposito resistore, detto di *sense*, attraverso il quale la corrente di interesse viene fatta fluire.

Il valore da utilizzare per la R_{sense} è frutto di un compromesso: dovrà essere sufficientemente elevato da garantire un segnale con una discreta intensità, ma anche abbastanza bassa per non dissipare troppa potenza e non indurre una caduta di tensione troppo elevata ai suoi capi.

Si pensi ora di amplificare il segnale così generato grazie ad un amplificatore differenziale da strumentazione, ci accorgiamo che è necessario prestare particolare attenzione al CMRR, il quale dipende fortemente dalle tolleranze delle resistenze utilizzate. Si ipotizzi di voler misurare la corrente erogata da un batteria da 10 V e di aver posto la R_{sense} sul

polo positivo della batteria. Nel caso che la resistenza introduca una caduta di tensione di 100 mV, si ha una tensione di modo comune pari di circa 10 V. Il segnale d'uscita dell'amplificatore varrà:

$$V_u = A_d \cdot \left(V_d + \frac{V_c}{CMRR} \right) \quad (4.64)$$

Con un CMRR di 80 dB si ottiene un errore sistematico dell'1% circa.

Questo contributo tende ad annullarsi al crescere del CMRR o più semplicemente cambiando configurazione circuitale. Se la R_{sense} sul polo negativo della batteria, ossia tra questa e il potenziale di riferimento, avremmo una tensione di modo comune pari al potenziale di riferimento, trascurabile anche con bassi valori di CMRR. In letteratura la prima configurazione circuitale è nota col nome di *High-side*, mentre la seconda è detta *Low-side*.

La topologia *Low-side* è però affetta da un grave difetto: interrompe, di fatto, la massa del circuito, rendendolo non equipotenziale sull'intero PCB. Si è quindi optato per due soluzioni di tipo *High-side*. Nella tabella 4.12 si può osservare il range delle correnti da misurare, la massima tensione di modo comune che devono sopportare, la topologia adottata, la tensione differenziale e l'errore sistematico introdotto dalla tensione di modo comune calcolata con un CMRR di 100 dB.

Segnale	Range [A]	R_{sense} [mΩ]	V_{CMmax} [V]	V_{dmax} [mV]	Err.sistematico _{CMRR} [%]
I_{pan}	0 ÷ 1	120	4,5	120	0,037
I_{bat}	-0,5 ÷ 3,5	50	10	175	0,057

Tabella 4.12. Caratteristiche dei circuiti di condizionamento di corrente

Un CMRR così elevato è garantito dal componente **INA138**, un integrato appositamente pensato per misure *High-side*. Esso è in grado di sopportare una tensione di modo comune ai pin d'ingresso superiore alla tensione di alimentazione. Ciò è possibile grazie alla struttura interna, visibile in figura 4.15.

Chiamiamo V_x la tensione tra V_{IN+} e il pin + dell'op. amp. interno. Chiamiamo V_y la tensione tra V_{IN-} e il pin - dell'op. amp. interno. La corrente d'uscita del dispositivo, I_o , è legata a V_x dalla relazione:

$$V_x = I_o \cdot 5 \text{ k}\Omega \quad (4.65)$$

Consideriamo la maglia formata da V_s , V_x e V_y , poichè la tensione tra i pin d'ingresso di un operazionale deve essere zero si avrà:

$$V_x = \underbrace{V_y}_{\cong 0} + V_s \Rightarrow V_x = V_s \quad (4.66)$$

Dove si indica $V_y = 0$ considerando nulla la corrente nei pin d'ingresso dell'operazionale. Dalle due equazioni precedenti otteniamo:

$$I_o = \frac{V_s}{5 \text{ k}\Omega} \quad (4.67)$$

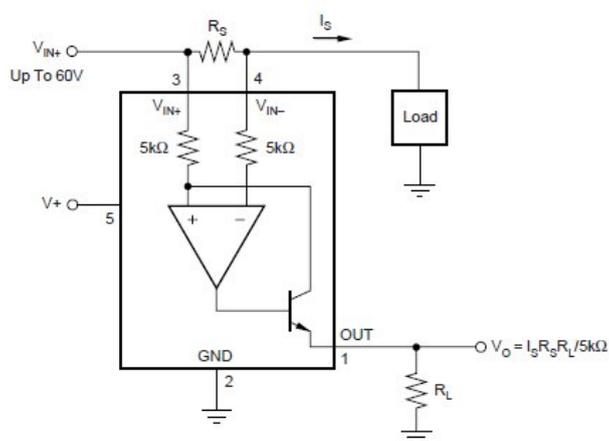


Figura 4.15. Tipico schema di utilizzo e schema interno del dispositivo INA138

Caricando l'uscita con una resistenza nota R_L si ottiene la tensione d'uscita del dispositivo in funzione della I_{sense} :

$$V_o = I_o \cdot R_L = \frac{V_s \cdot R_L}{5 \text{ k}\Omega} = \frac{I_{sense} \cdot R_{sense} \cdot R_L}{5 \text{ k}\Omega} \quad (4.68)$$

La stessa equazione è visibile nella figura. Si nota che il guadagno $\frac{V_o}{I_{sense}}$ è impostato dalla R_L .

La presenza del transistore consente al dispositivo di operare con tensioni di modo comune al suo ingresso superiori a quelle di alimentazione, in quanto la differenza viene a cadere tra collettore e base del BJT.

Il consumo complessivo è molto basso, di circa $50 \mu\text{A}$. Inoltre questo dispositivo sostituisce le funzioni di un amplificatore differenziale da strumentazione, garantendo un CMRR elevato e un ridotto numero di componenti discreti.

Le correnti di cui interessa tenere la telemetria sono quella erogata dal pannello solare e quella di carica/scarica della batteria. Le due differiscono notevolmente non solo nei valori massimi previsti, ma nella direzionalità: la corrente di batteria, può essere sia positiva che negativa, mentre quella del pannello solare o positiva o al più nulla.

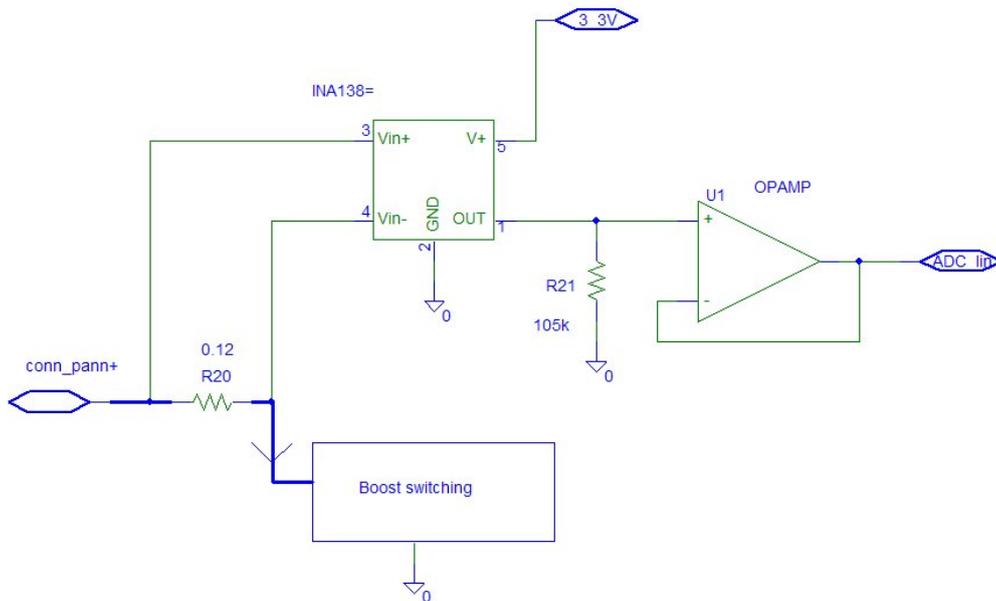


Figura 4.16. Circuito per la misura della corrente erogata dal pannello solare

Corrente media erogata dal pannello solare Lo schema circuitale per misurare la corrente erogata dal pannello solare è semplice, ed riportato in figura 4.16. In esso la tensione d'uscita, ADC_Iin in figura, dipende dalla corrente che scorre in R_{20} secondo la

seguinte relazione:

$$V_o = \frac{I_{sense} \cdot R_{20} \cdot R_{21}}{5 \text{ k}\Omega} \quad (4.69)$$

Poichè è la corrente di uscita dell'INA138 ad essere proporzionale alla tensione differenziale d'ingresso, l'impedenza vista dal pin d'uscita deve essere il più possibile stabile e nota. Se così non fosse non si potrebbe definire esattamente la funzione di riferimento. Il buffer d'uscita, un amplificatore operazionale MAX4092, assolve questo compito.

Entrambi i dispositivi integrati, realizzati in tecnologia bipolare, sono alimentati a 3,3 V, selezionando J_{11} , o da un pin di I/O del micro-ctrllore, tramite J_{16} . La seconda soluzione permette di alimentare questo circuito soltanto quando sia necessario misurare la corrente del pannello solare.

Corrente media della batteria Come già evidenziato in questo caso la misura deve essere effettuata per entrambi i versi della corrente. Ciò si può realizzare tramite lo schema già usato per la corrente dei pannelli solari, ripetuto due volte. Ci si accorge poi che è possibile utilizzare una sola R_{sense} per entrambe i circuiti, che risultano comunque completamente indipendenti l'uno dall'altro.

Per tensioni differenziali minori di zero la corrente di uscita dell'INA138 è zero. Perciò il circuito che misura la corrente di carica, durante la scarica della batteria, indicherà semplicemente una corrente di carica nulla.

Le equazioni di uscita dei circuiti sono:

$$V_{ocar} = \frac{I_{car} \cdot R_{38} \cdot R_{41}}{5 \text{ k}\Omega} \quad (4.70)$$

$$V_{oscar} = \frac{I_{scar} \cdot R_{38} \cdot R_{35}}{5 \text{ k}\Omega} \quad (4.71)$$

Si possono ricavare i valori delle resistenze di guadagno, R_{35} e R_{41} , invertendo le formule soprastanti e sostituendo i valori. In ciascun caso si utilizzeranno i valori massimi, quindi: $V_o = 2,5 \text{ V}$, $I_{car} = 1 \text{ A}$ e $I_{scar} = 3,5 \text{ A}$.

Anche questi due circuiti, selezionando il ponticello J_{15} , possono essere disattivati, esattamente come accadeva per il circuito di condizionamento del pannello solare.

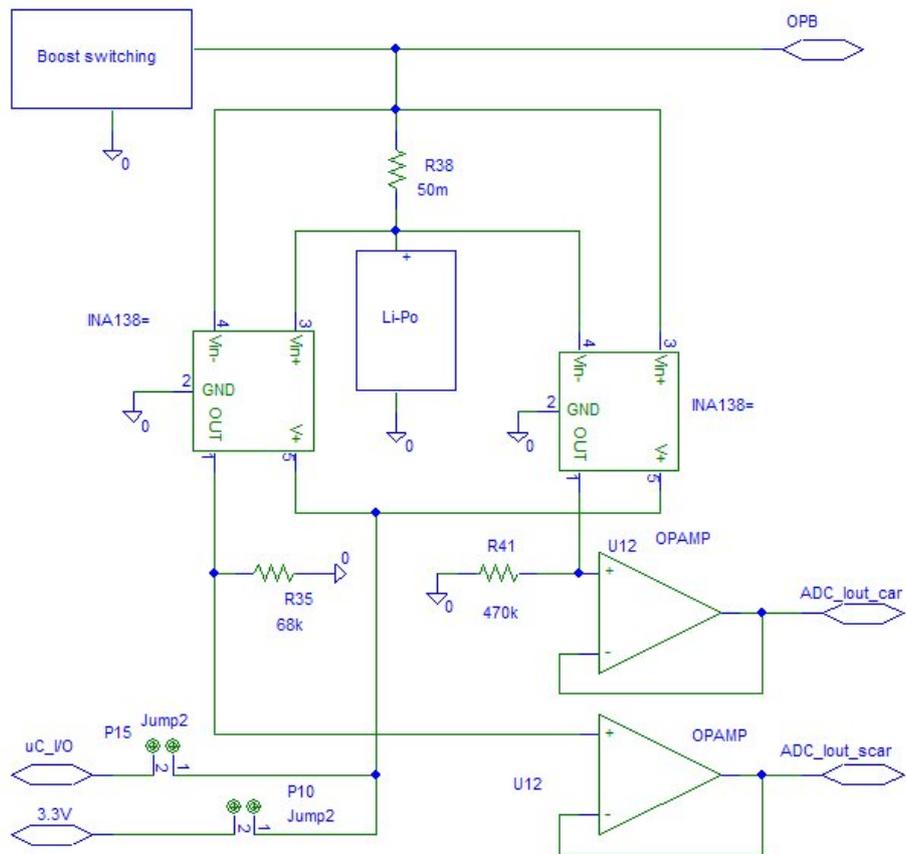


Figura 4.17. Circuiti per la misura della corrente di carica/scarica della batteria

Capitolo 5

Collaudo e misure

Verranno ora descritti i test effettuati. Il susseguirsi dei paragrafi segue l'ordine temporale con il quale si è montato e testato il circuito. Naturalmente prima di procedere si è bene verificare che le piste della scheda siano prive di contatti e non vi siano interruzioni.

5.1 Alimentazione e tensioni di riferimento

Al fine di effettuare i test sotto riportati è necessario montare i componenti R_{38} e a scelta uno dei seguenti U_{16} , U_{17} o U_{19} . Temporaneamente questi due componenti possono essere sostituiti da un cortocircuito, poichè le loro prestazioni non influiscono sulle misure che andremo a effettuare.

5.1.1 Alimentazioni

Il principale componente da testare è lo ZSR330. Si è proceduto in tal modo:

1. Collegare al connettore della batteria, J_7 , un generatore di tensione in grado di erogare una corrente di almeno 100 mA, applicando una tensione compresa tra 5 ÷ 10 V.
2. Misurare la tensione di uscita del regolatore lineare ZSR330. Essa deve valere $3,3\text{ V} \pm 0,1\text{ V}$ ed essere priva di disturbi ed oscillazioni.

Con un potenziometro si è simulato un carico variabile. Il test è stato eseguito fino ad una corrente di 100 mA senza che la tensione di uscita ne fosse influenzata.

Dopo di che si è proceduto alla saldatura del generatore di tensione di riferimento AD680 e dei pochi componenti passivi aggiuntivi.

5.1.2 Tensione di riferimento

Vari circuiti del prototipo Power Supply utilizzano un tensione di riferimento di 2,5 V fornita dall'integrato AD680. I passi da seguire per il collaudo sono i seguenti:

1. Collegare al connettore della batteria, J_7 , un generatore di tensione in grado di erogare una corrente di almeno 100 mA, applicando una tensione compresa tra 5 ÷ 10 V.
2. Misurare la tensione di uscita del generatore integrato di tensione di riferimento AD680. Essa deve valere 2,5 V ed essere priva di disturbi ed oscillazioni.

La tensione generata era stabile a 2,5 V ed il consumo dell'integrato AD680 di circa 1 mA.

5.2 Circuito anti latch-up

Corrente di soglia	46 mA
Tempo di intervento	6,2 μ S
Tempo di distacco	\cong 140 mS

Tabella 5.1. Misure relative al circuito anti Latch-Up

Il circuito anti latch-up può essere visto come un dispositivo che, inserito in serie ad un conduttore, interrompe il circuito qualora la corrente attraversante il conduttore superi una determinata *soglia*. Al fine di verificarne la funzionalità è necessario:

1. Montare tutti i componenti presenti in figura 5.1, connettere, tra il drain del P-MOS Q_6 e massa, un potenziometro da 1 k Ω ed in serie un resistore da 33 k Ω . Portare il potenziometro al suo valore massimo.
2. Collegare al connettore della batteria, J_7 , un generatore di tensione in grado di erogare una corrente di almeno 100 mA, applicando una tensione compresa tra 5 ÷ 10 V.
3. Verificare la tensione ai capi del potenziometro. Dovrà essere di circa 3,3 V.
4. Ruotare gradualmente il cursore del potenziometro controllando che la tensione ai suoi capi resti circa costante a 3,3 V. Controllare che la tensione d'uscita del buffer U_{13} cresca gradualmente al ruotare del cursore. Ruotare fino a quando la tensione cala bruscamente a zero. Si definisce *corrente di soglia*, la corrente nel potenziometro nell'attimo precedente questo momento.
5. Portare il potenziometro al valore più basso possibile o sostituirlo con un cortocircuito. Il circuito inizierà ad oscillare, verificare.
6. Collegando all'oscilloscopio il drain di Q_6 verrà visualizzata una forma d'onda oscillante tra 0 e 3,3 V. Misurare il tempo durante il quale la tensione permane a 3,3 V, chiamato *tempo di intervento*. Misurare il tempo durante il quale la tensione permane a 0 V, chiamato *tempo di distacco*.

7. Verificare il comportamento dell'anti Latch-Up con carichi capacitivi durante il transitorio di accensione. Collegare al connettore della batteria, J_7 , un generatore di tensione in grado di erogare una corrente di almeno 100 mA, applicando una tensione compresa tra $5 \div 10$ V. Interporre, tra J_7 generatore un MOS opportunamente pilotato da un'onda quadra di frequenza 1 Hz. Collegare, in parallelo ad un carico con valore $100 \div 330 \Omega$, una capacità di $10 \mu\text{F}$. Verificare, che sul carico sia presente la tensione di 3,3 V, quando il MOS conduce, senza alcuna oscillazione causata da uno scorretto intervento dell'anti Latch-Up. Prestare particolare attenzione al transitorio di salita della tensione sul carico.
8. Verificare il comportamento dell'Anti Latch-Up in seguito ad un Latch-Up simulato. Allestire il circuito di figura 5.2.

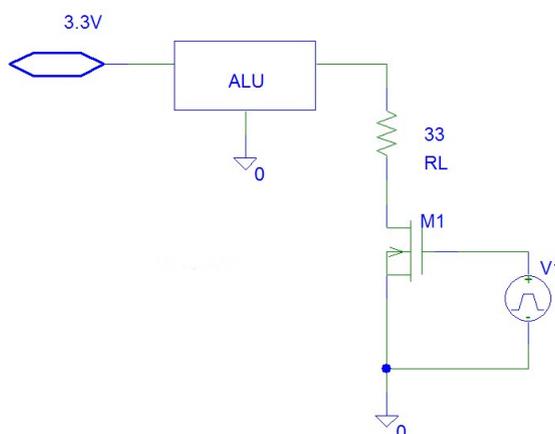


Figura 5.2. Configurazione di prova per simulare un Latch-Up e verificare il funzionamento dell'ALU

Il generatore $V1$ della figura è un generatore di segnale ad onda rettangolare in grado di pilotare il MOS di test, il quale agisce da interruttore. Quando è interdetto la corrente assorbita è zero, mentre in conduzione la corrente sale oltre la corrente di soglia attivando l'ALU. Il tempo di intervento è il tempo che intercorre tra l'istante in cui la tensione di drain del MOS di test vale 2 V, durante il fronte di discesa, e l'istante in cui la tensione d'uscita dell'ALU raggiunge gli 0,1 V.

Si è verificato la capacità del circuito di riconoscere la presenza di cortocircuiti a valle e limitarne le conseguenze, anche per lunghi periodi. In tali condizioni la corrente, misurata a monte del circuito anti Latch-Up, è di circa $2,2 \mu\text{A}$.

Le prestazioni misurate sono riportate in tabella 5.1.

5.3 Switching isteretico

5.3.1 Pannelli solari di prova

Al fine di verificare il buon funzionamento dello switching è necessario fornire energia attraverso dei pannelli solari o un circuito che ne simuli le caratteristiche.

Durante lo svolgimento di questa tesi non erano disponibili i pannelli solari previsti per il montaggio finale sulla mattonella Power Supply. Sono stati utilizzati dei pannelli con prestazioni e costo nettamente inferiori, collegandone quattro unità in parallelo. Dei suddetti pannelli sono state misurate le caratteristiche visibili in figura 5.3 e 5.4. In entrambe le figure la linea continua rappresenta le caratteristiche dei pannelli solari della Cesi S.p.A., mentre le caratteristiche dei pannelli solari in prova sono rappresentati con vari simboli. Ad ogni simbolo è associata una condizione di illuminamento.

Si noti come la potenza massima sia leggermente inferiore mentre la corrente massima erogabile superiore rispetto ai pannelli Cesi. Ancora, si noti come il MPP nei pannelli Cesi si trovi a 3,95 V mentre nei pannelli di test va da 3,7 V a 3,9 V, secondo le condizioni operative.

Nella figura 5.5 è presentata la caratteristica tensione-corrente, nei pressi del MPP, in due diverse condizioni di illuminamento. Interpolando linearmente le due serie di dati grazie all'ausilio di Matlab otteniamo le seguenti equazioni:

$$V'_{pan} = -19,2 \cdot I'_{pan} + 5,29$$

$$V''_{pan} = -8,44 \cdot I''_{pan} + 4,49$$

Il coefficiente angolare della retta rappresenta in realtà la R_{eq} serie del pannello solare in prova, che è quindi compresa tra gli 8 e i 20 Ω .

I pannelli solari di prova sono stati posizionati su una struttura in cartone, avente la funzione di supporto per i pannelli stessi e per una ventola di raffreddamento. L'utilizzo di quest'ultima si è reso necessario per non provocare una eccessiva temperatura sulla superficie dei pannelli. Come fonte di luce si è utilizzata una illuminatore da studio da 1,25 kW (IFF Q1250), in grado di riprodurre lo spettro solare.

Tutte le prove riportate nel paragrafo 5.3 si sono svolte utilizzando tali pannelli e lampada.

5.3.2 Carico di prova

Al connettore batteria del prototipo, J_7 , si è collegata una scheda millefori sulla quale si è provveduto a realizzare un serie di carichi resistivi, in grado di dissipare un'opportuna potenza, selezionabili tramite jumper. Le resistenze equivalenti così create assumono valori compresi tra 25 Ω e 500 Ω . In parallelo al carico resistivo si è collegato una capacità complessiva di 16,5 mF, esso modella, seppur in maniera rudimentale, la batteria.

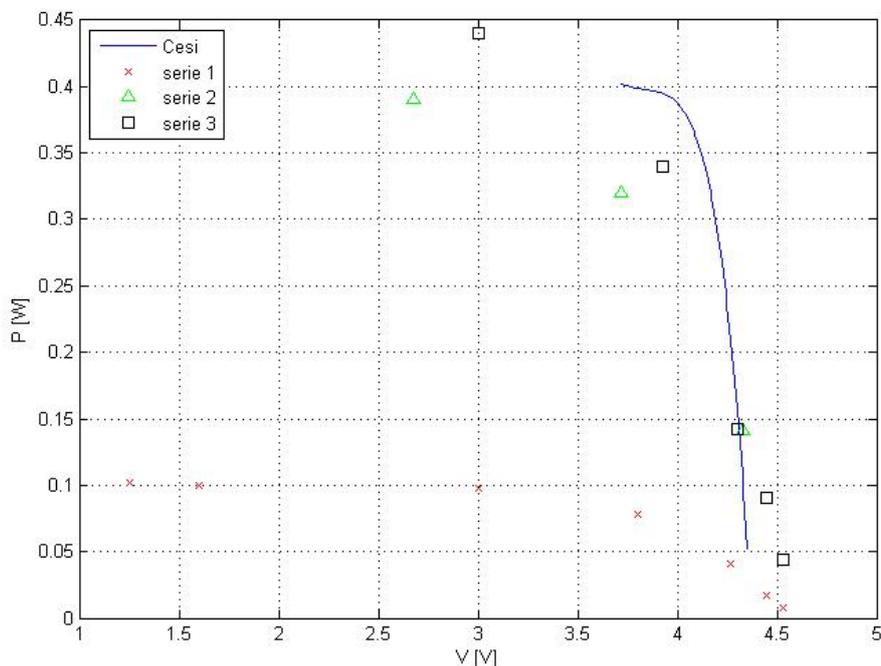


Figura 5.3. Caratteristiche I/V dei pannelli solari, linea continua. Pannelli solari in prova nelle altre serie

5.3.3 Comparatore isteretico

Prima di procedere con il collaudo dello switching è bene assicurarsi del corretto funzionamento del comparatore isteretico e dei MOS driver, entrambi visibili in figura 4.3. Per farlo montare il componente R_{20} e seguire i seguenti passi:

1. Collegare al connettore della batteria, J_7 , un generatore di tensione, applicando una tensione compresa tra $5 \div 10$ V.
2. selezionare il ponticello J_1 . La tensione di riferimento del comparatore è ora 2,5 V, fornita dall'integrato AD680.
3. connettere un generatore di funzioni al connettore dei pannelli solari J_6 e applicare un sinusoide avente ampiezza di picco pari 1 V, offset di 3,5 V e frequenza compresa tra 100 Hz \div 250 kHz.
4. verificare che la tensione di uscita del comparatore LM331, commuti quando la tensione sinusoidale in ingresso attraversa le soglie progettate. Ciò deve accadere a tutte le frequenze indicate al punto precedente.
5. verificare che la tensione degli emettitori di Q_2 e Q_3 commuti in fase con la tensione d'uscita del comparatore. Verificare a livello basso una tensione inferiore a 0,3 V ed

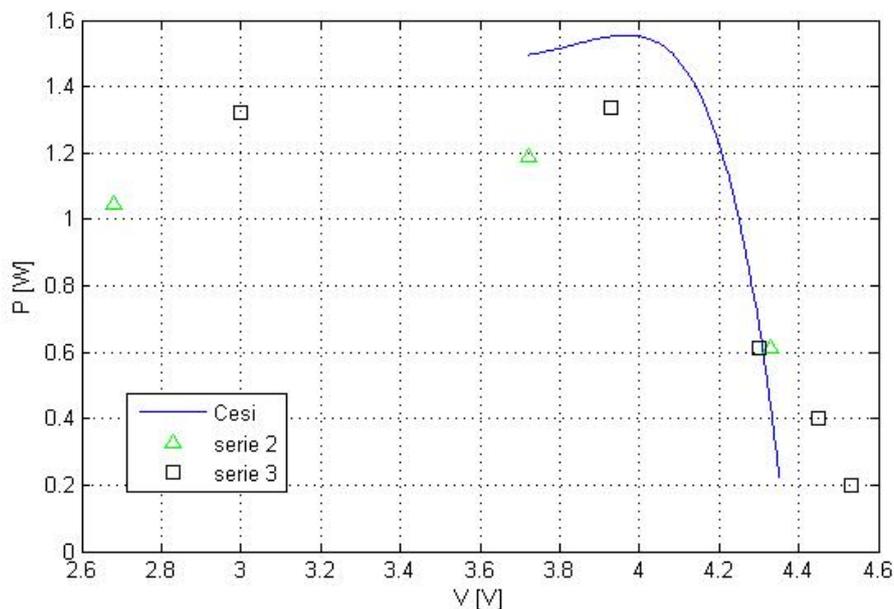


Figura 5.4. Caratteristiche P/V dei pannelli solari, linea continua. Pannelli solari in prova nelle altre serie

al livello alto una tensione superiore a 2,8V. Verificare per questo nodo tempi di salita e discesa inferiori ad $1 \mu\text{S}$.

$V_{G\ H}$	3V
$V_{G\ L}$	0,2V
T_{rise}	60 nS
T_{fall}	80 nS

Tabella 5.2. Misure relative alla tensione di gate del transistoro Q_4 .

Si è verificato il corretto funzionamento per tutte le frequenze. Le soglie di isteresi progettate non sono state rispettate poichè utili lavorando con pannelli della Cesi. Utilizzando i pannelli di prova, aventi un MPP spostato, si sono sostituite le resistenze R_4 , R_7 e R_6 al fine di spostare e allargare la finestra d'isteresi.

In tabella 5.2 sono riportati tensioni e tempistiche dei transistori Q_2 e Q_3 . Esse sono state misurate con il MOS Q_4 già saldato. Pertanto rappresentano anche gli andamenti temporali della tensione di gate di quest ultimo.

5.3.4 Switching

Per collaudare il circuito switching seguire i passi indicati:

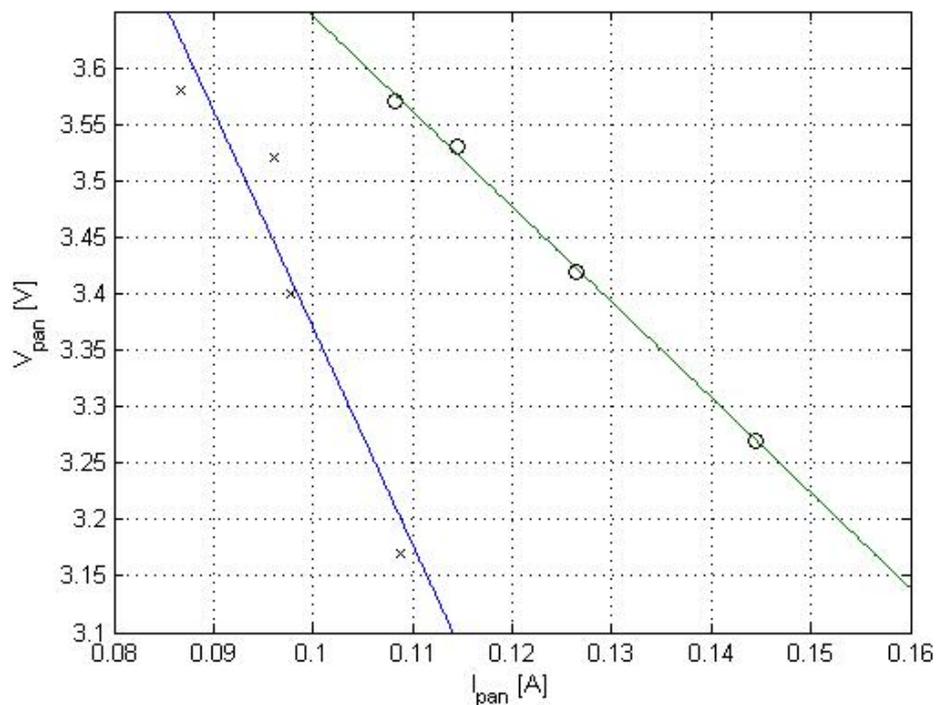
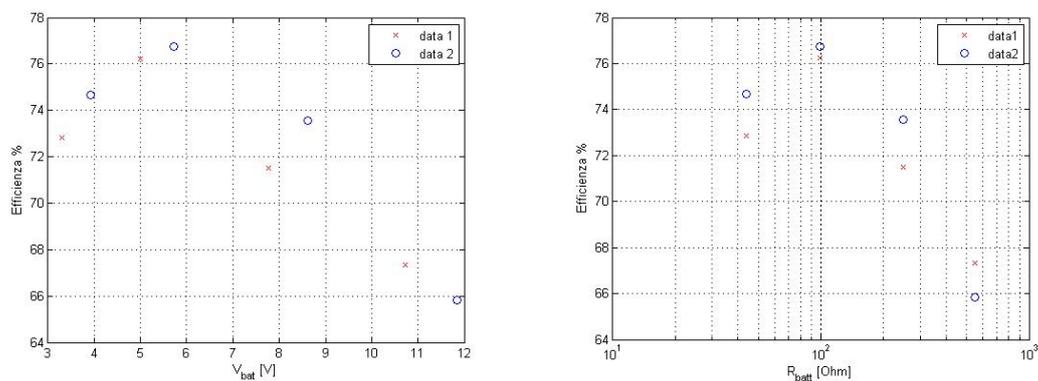


Figura 5.5. Caratteristica V/I del pannello solare in prova. Interpolando i punti è possibile ricavarne la R_{eq} .

1. Si proceda con il montaggio di tutti i componenti visibili nello schema A.4. Si ricorda che alcuni componenti, quali induttanza, n-MOS e i diodi Schottky, sono doppi o tripli nello schematico al solo fine di ottenere un PCB nel quale testare diversi componenti.
2. È fortemente consigliato allestire un banco di misura nel quale si sia in grado di monitorare costantemente tensione e corrente del pannello solare e tensione e corrente sul carico. Questo perchè la topologia Boost del circuito rende critico il suo comportamento con carico resistivo che tende ad infinito. La tensione d'uscita del convertitore DC-DC in tal caso tende a crescere fino al danneggiamento dei componenti, tipicamente il condensatore di uscita C_4 . Se questa condizione si dovesse verificare interrompere immediatamente il collaudo e verificare tutti i componenti e le varie connessioni.
3. Collegare al connettore J_6 il pannello solare di prova e al connettore J_7 un carico resistivo. Illuminare opportunamente il pannello solare di prova.
4. Qualora la tensione del pannello solare non sia sufficiente ad alimentare il circuito di controllo, applicare al pin IN del regolatore ZSR330 una tensione superiore a 4,5 V.



(a) Efficienza al variare della tensione di uscita (b) Efficienza al variare della resistenza di carico

Figura 5.6. Efficienza dello switching isteretico

Rimuoverla solamente dopo che la tensione d'uscita dello switching, corrispondente con la tensione del connettore di batteria, abbia raggiunto i 5 V.

5. Verificare le forme d'onda sul condensatore C_{26} , C_4 , sul drain dell' N-MOS e sul carico.
6. Misurare tensione e corrente del pannello solare e tensione e corrente sul carico. Calcolare l'effeciienza del convertitore.

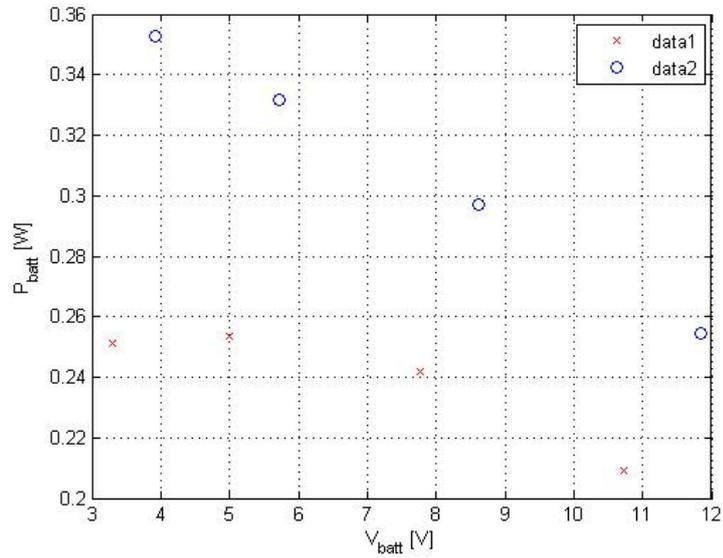
Si sono svolte diverse prove utilizzando vari componenti, con vari abbinamenti fra essi, al fine di individuare un configurazione che fornisca le migliori prestazioni.

I risultati sperimentali riportati in figura 5.6 e 5.7, sono stati misurati con la seguente configurazione:

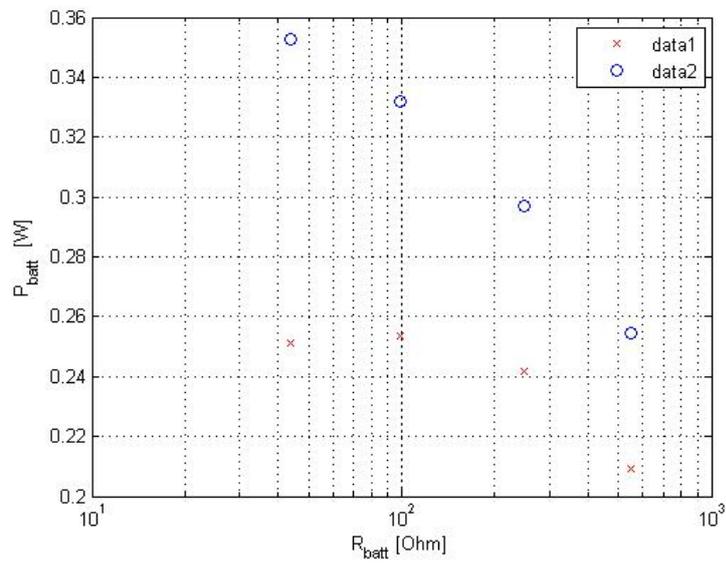
- C_{26} : 2,2 μ F, 16 V;
- C_4 : 100 μ F, 16 V, *low*-ESR;
- induttanza: 10 μ H, EPCOS modello B82464-A4103-M;
- N-MOS: IRF7821, precedentemente utilizzati su PiCPoT;
- U_3 e U_4 : diodo Schottky CRS06.

Il tempo di salita della tensione del drain di Q_6 è stato misurato in 20 nS, mentre il tempo di discesa vale 50 nS. La frequenza di switch varia in base alle condizioni operative e alla capacità di C_{26} . Sono state osservate frequenze da 150 a 214 kHz.

Si nota come l'efficienza vari al variare della tensione d'uscita, del carico e dalla potenza d'uscita del circuito.



(a) Potenza al variare della tensione di uscita



(b) Potenza al variare della resistenza di carico

Figura 5.7. Potenza d'uscita dello switching isteretico

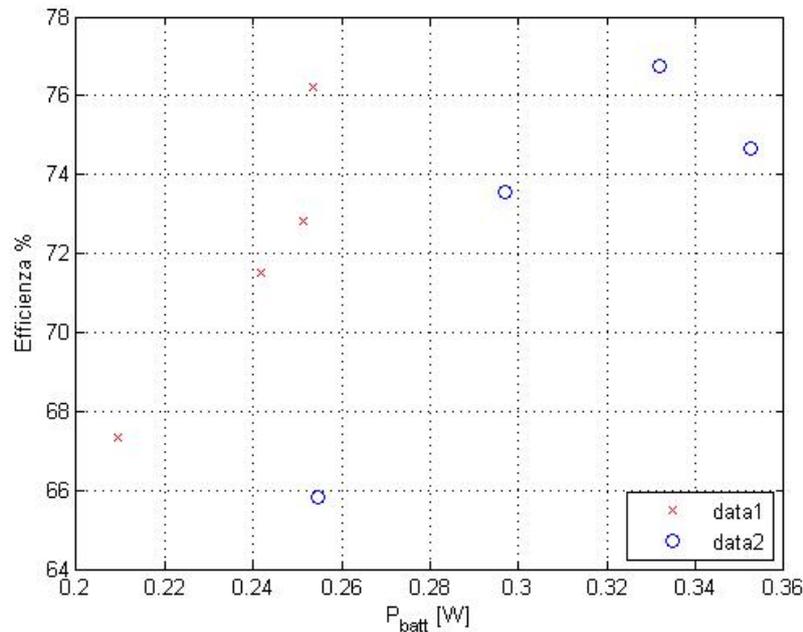


Figura 5.8. Efficienza in funzione della potenza d'uscita.

Indicando con M il rapporto:

$$M = \frac{V_o}{V_i}$$

Si è verificata la relazione:

$$M = \frac{1 + \sqrt{1 + \frac{2 \cdot R \cdot D^2}{f_{sw} \cdot L}}}{2}$$

visibile in figura 5.9, nella quale è disegnata con una linea continua la relazione teorica dello switching progettato. Con crocette e cerchi sono invece presentati i dati raccolti, i quali seguono l'andamento teorico.

Ricordando la definizione di efficienza di un convertitore DC-DC:

$$\eta = \frac{V_o}{V_i} = \frac{V_{bat}}{V_{pan}}$$

Si è calcolata, considerando le misure presentate, una efficienza media del 72,7% con deviazione standard del 4,76%. L'efficienza massima raggiunta è del 76,7%.

5.4 Micro-ctrllore e SW

5.4.1 Architettura e caratteristiche testate dell'MSP430

Durante lo sviluppo del progetto si sono testate le seguenti funzionalità dell'MSP430:

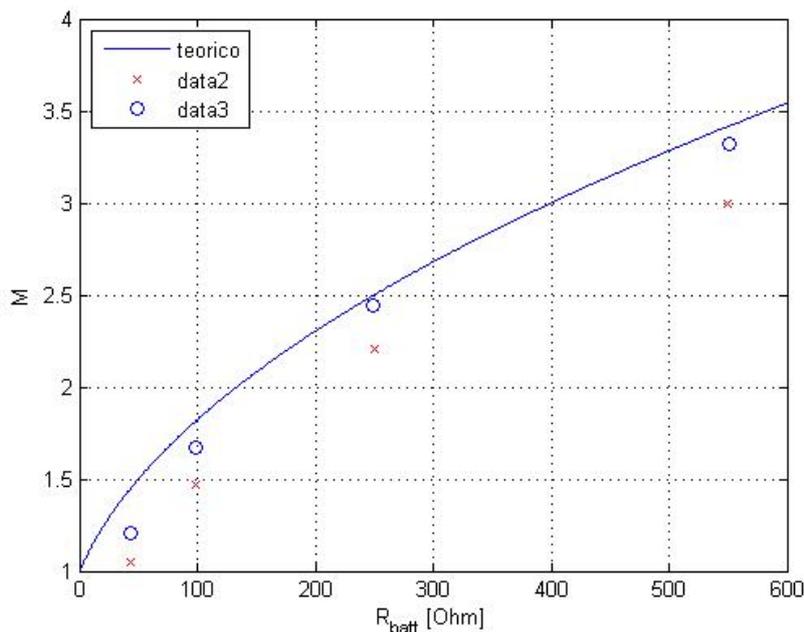


Figura 5.9. Andamento di M al variare del carico

- **Tensione di alimentazioni:** la tensione alla di alimentazione alla quale si sono svolti tutti i test riportati è di 3,3 V. Si sono inoltre svolti, in un primo momento, alcuni semplici test con una tensione di 2,7 V.
- **Programmazione:** è possibile programmare il dispositivo in due modi. Tramite interfaccia JTAG e tramite interfaccia Spy-bi-wire. Entrambe hanno dato esito positivo e si consiglia di utilizzare l'interfaccia Spy-bi-wire su Power Supply, in quanto offre le stesse funzionalità ma con un numero inferiore di contatti.
- **DCO:** generatore interno di clock. Si tratta di un *digital controlled oscillator* in grado di raggiungere una frequenza massima di 16 MHz. Il tutto senza componenti esterni aggiuntivi.

Questo oscillatore non raggiunge normalmente l'accuratezza di un oscillatore al quarzo. Ogni MSP è però tarato in fabbrica e nella sua memoria sono presenti le configurazioni corrette per il funzionamento a frequenze di 1,8,12 e 16 MHz con un'incertezza dell'1%.

Il SW è progettato e testato per un clock di 12 MHz, si è comunque effettuata una prova con clock a 16 MHz.

- **Oscillatore LFXT1:** si tratta di un modulo predisposto al funzionamento in bassa o alta frequenza con un quarzo esterno. Provato con un quarzo da 32768 Hz.

- **Selezione clock:** all'interno del dispositivo sono presenti tre rami di clock: MCLK, ACLK, SCLK. Ognuno di essi può essere collegato indipendentemente ai vari generatori presenti a bordo dell'MSP.
- **Timer B:** provato con clock fornito dal quarzo a bassa frequenza, generava un interrupt ogni secondo, come previsto dal software di prova;
- **Watchdog timer:** testato nella seguente modalità: ogni secondo, se non viene azzerato l'apposito timer, genera un interrupt;
- **General purpose I/O:** utilizzati alcune semplici funzioni di ingresso e uscita dei pin del controllore;
- **ADC10:** si tratta dell'adc a 10 bit integrato. Provato utilizzando sia il clock da MCLK sia con il generatore di clock integrato all'interno del modulo ADC10. Di quest'ultimo la documentazione dell'MSP430 non fornisce la frequenza ma solo un limite inferiore e superiore del valore di 0,45 MHz e 6,3 MHz.

Il modulo presenta inoltre quattro modalità di conversione dalla più semplice, converti singolo canale, alla più automatica, convertiti ripetutamente una sequenza di canali. Le modalità testate sono state:

- Single channel single-conversion;
- Repeat single channel;
- Repeat sequence-of-channels.

Si sono utilizzati fino a sette canali analogici.

- **Modalità operative:** Il micro-controllore utilizzato è pensato per applicazioni *low-power*. A tal fine dispone di diverse modalità di funzionamento atte a ridurre il consumo. Le modalità testate sono:
 - AM: active mode;
 - LPM0: low power mode 0;
 - LPM1: low power mode 1;
 - LPM2: low power mode 2;
 - LPM3: low power mode 3;
 - LPM4: low power mode 4;
- **USCI in modalità UART:** Sull'MSP430 è presente il modulo USCI (*Universal Cerial Communication Interface*). Supporta diverse modalità di comunicazione seriale con un solo modulo hardware. Per il debug del software si è utilizzata la modalità asincrona UART con le seguenti caratteristiche:
 - 8 bit;

- bit di parità pari;
- 2 bit di stop;
- LSB first;
- start bit;
- auto wake-up alla ricezione di un byte;
- baud rate: 4800 b/sec.

Il software scritto rispecchia il modello UML presentato in 2.5 ed è presentato in appendice.

5.4.2 Monitoraggio

Sul prototipo Power Supply non è presente il resistore di shunt. Su di esso deve essere inviata la potenza in eccesso qualora la batteria sia carica e nessun sotto-sistema del satellite richieda energia.

Le batterie al litio sono molto sensibili alla sovraccarica e in tal caso sviluppano al loro interno dei gas. Se il processo non viene tempestivamente interrotto ciò potrebbe portare all'esplosione della cella, ecco perchè a bordo della mattonella vi sarà il resistore di shunt.

In alternativa il prototipo è in grado di interrompere il processo di carica forzando nello stato interdetto il P-MOS dello switching. Questo meccanismo sfrutta l'uscita open-collector del comparatore isteretico per realizzare un wired-OR. Così il processo di carica della batteria ha luogo solo previa *autorizzazione* dell'MSP430.

Naturalmente il codice di quest'ultimo deve essere predisposto a tale comportamento. Nella versione del software testata quest'*autorizzazione* viene data solo se sono rispettate due condizioni:

- tensione di batteria inferiore a 7,5 V;
- temperatura di batteria inferiore a 60 °C.

Entrambe le soglie sono definite con delle direttive `#define` e possono essere cambiate anche pochi attimi prima dell'integrazione.

5.4.3 Consumi rilevati

Si sono effettuate alcune misure riguardo al consumo della scheda di prototipo. L'alimentazione, 7,15 V, proveniva dal connettore J_7 . Il programma veniva eseguito ad una frequenza di 12 MHz ed il quarzo forniva il clock al modulo di ricezione seriale.

Diverse prove hanno avuto luogo utilizzando diverse modalità low power. Per ogni prova si è misurata la corrente dopo aver inviato il comando *ActuatePowerTelem*, quindi con tutti i circuiti di telemetria attivati, e dopo aver inviato il comando *StopPowerTelem*, con i circuiti esterni disabilitati, il clock dell'ADC disabilitato e il micro-controllore in low-power mode se previsto. Le due condizioni sono indicate per semplicità con `on` e `off` come visibile in figura 5.10.

La conversione dei segnali di telemetria, in condizione `on`, avviene continuamente, ciò implica che il controllore rimanga in Active Mode. Questo spiega perchè il grafico mostra

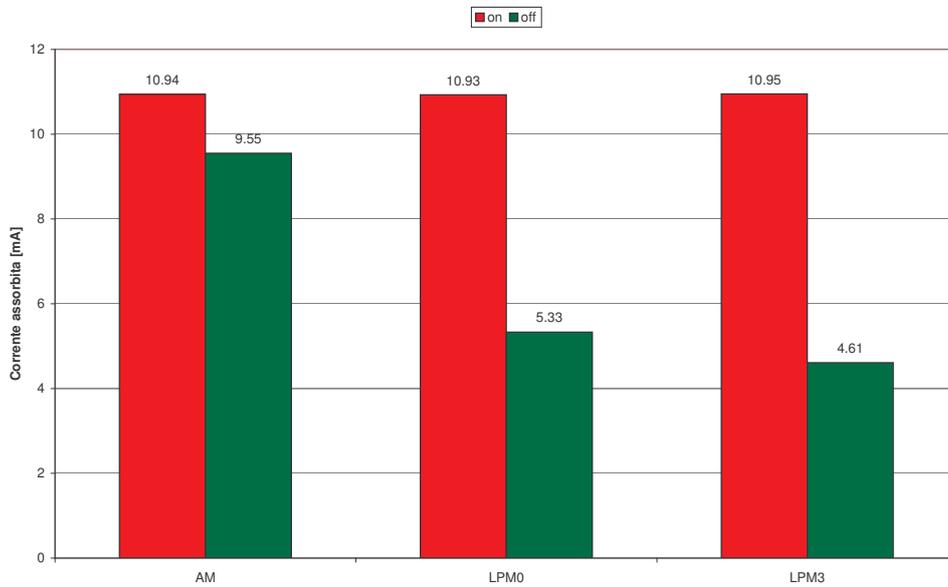


Figura 5.10. Corrente assorbita dal prototipo Power Supply in diverse condizioni d'uso

Modalità operativa	Risparmio percentuale in stato off
AM	12,7%
LPM0	51,28%
LPM3	57,86%

Tabella 5.3. Riduzione dei consumi utilizzando varie modalità operative

per tutte le modalità, in condizione **on**, pressochè lo stesso assorbimento. Le piccole differenze tra queste misure sono solamente imputabili alle incertezze di misura.

La corrente media assorbita dal prototipo in condizione **on** è di $10,94\text{ mA} \pm 10\text{ uA}$. La tabella 5.3 mostra il risparmio ottenibile disattivando i circuiti di condizionamento e attivando le varie modalità low power.

5.5 Telemetrie

5.5.1 Tensione del pannello solare

Dai sedici bit trasmessi a terra dal micro-ctrllore si risale alla tensione del pannello solare con la seguente formula:

$$V_{pan} = \frac{DataWord}{2^{N_{BIT}}} \cdot V_{REF} \cdot \frac{R_{14} + R_{17}}{R_{14}} = \frac{DataWord}{65536} \cdot 2,5\text{ V} \cdot 2 = DataWord \cdot 76,294 \times 10^{-6}$$

grazie alla quale è stato possibile creare il grafico di figura 5.11.

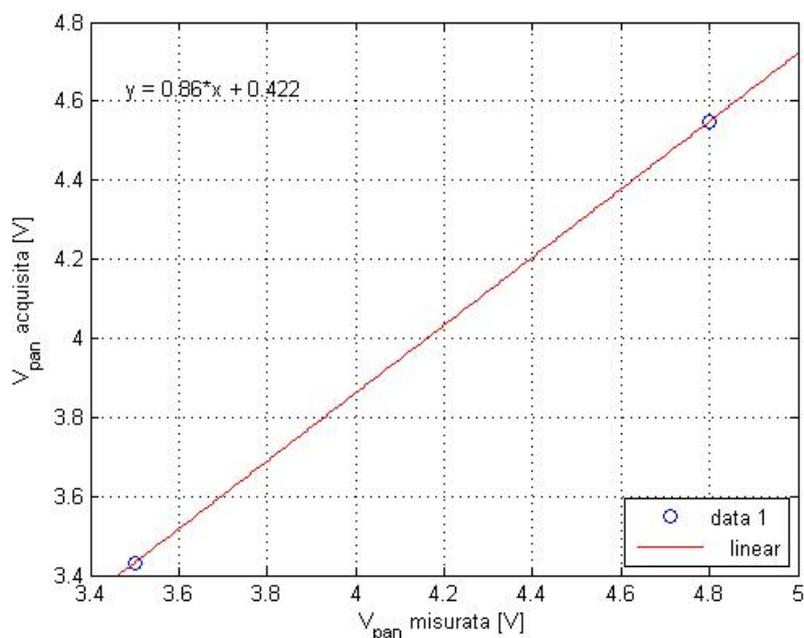


Figura 5.11. Caratteristica della conversione della tensione del pannello solare.

Il grafico presenta la tensione acquisita, quindi calcolata con la formula, in funzione della tensione del pannello solare, ricavata con un multimetro. Purtroppo sono presenti solamente due dati il che rende la valutazione degli errori di conversione soggetta a forti errori. La retta rossa rappresenta l'interpolazione lineare dei dati. Da questa siamo in

grado di calcolare la deviazione del guadagno e l'errore di offset, che risultano l'uno del 14% e l'altro di 0,42 V.

5.5.2 Tensione della batteria

Dai sedici bit inviati dal micro-ctrllore si risale alla tensione di batteria con la seguente formula:

$$V_{bat} = \frac{DataWord}{2^{N_{BIT}}} \cdot V_{REF} \cdot \frac{R_{18} + R_{19}}{R_{19}} = \frac{DataWord}{65536} \cdot 2,5 V \cdot 3,7 = DataWord \cdot 141,285 \times 10^{-6}$$

grazie alla quale è stato possibile creare il grafico di figura 5.12.

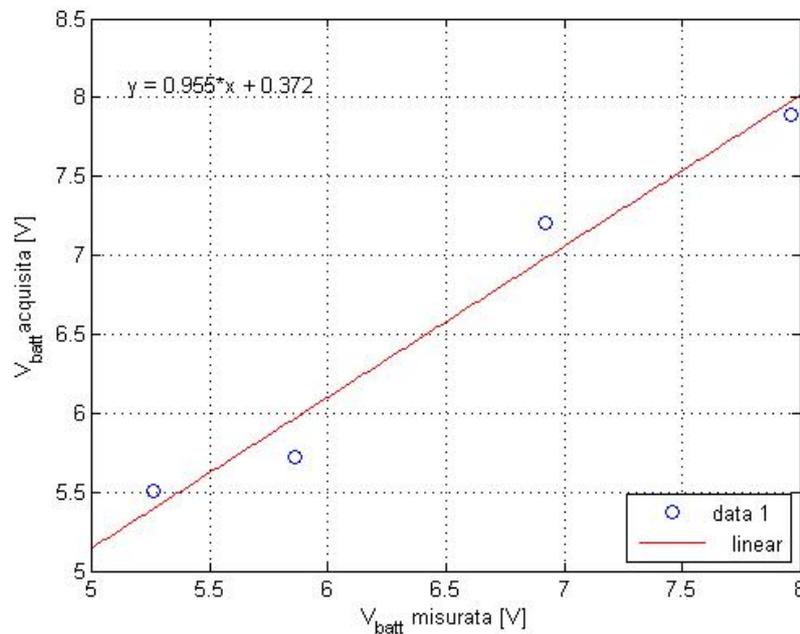


Figura 5.12. Caratteristica della conversione della tensione del pannello solare.

Come sopra ricaviamo la deviazione del guadagno e l'errore di offset, che risultano l'uno del 4,5% e l'altro di 0,37 V.

5.5.3 Corrente media erogata dal pannello solare

La corrente erogata dal pannello solare viene misurata grazie all'INA138 e ad un buffer di tensione. Sul datasheet dell'INA138 troviamo la formula che lega la sua tensione di uscita, chiamata V_o , con gli altri componenti del circuito e con la corrente da misurare:

$$V_o = \frac{R_{sense} \cdot I_{sense} \cdot R_{load}}{5 \text{ k}\Omega}$$

In questo particolare caso $R_{sense} = R_{20}$ e $R_{load} = R_{21}$.

Per risalire alla corrente, partendo dai bit del pacchetto di telemetria, è necessario applicare la seguente formula:

$$I_{sense} = \frac{DataWord}{2^{N_{BIT}}} \cdot V_{REF} \cdot \frac{5 \text{ k}\Omega}{R_{sense} \cdot R_{load}} = \frac{DataWord}{65536} \cdot 2,5 \text{ V} \cdot \frac{5 \text{ k}\Omega}{0,12 \Omega \cdot 105 \text{ k}\Omega} =$$

$$= DataWord \cdot 15,138 \times 10^{-6}$$

Il grafico ci mostra la corrente acquisita rispetto alla corrente misurata con un multimetro, la retta rappresenta l'interpolazione lineare dei dati. La deviazione del guadagno

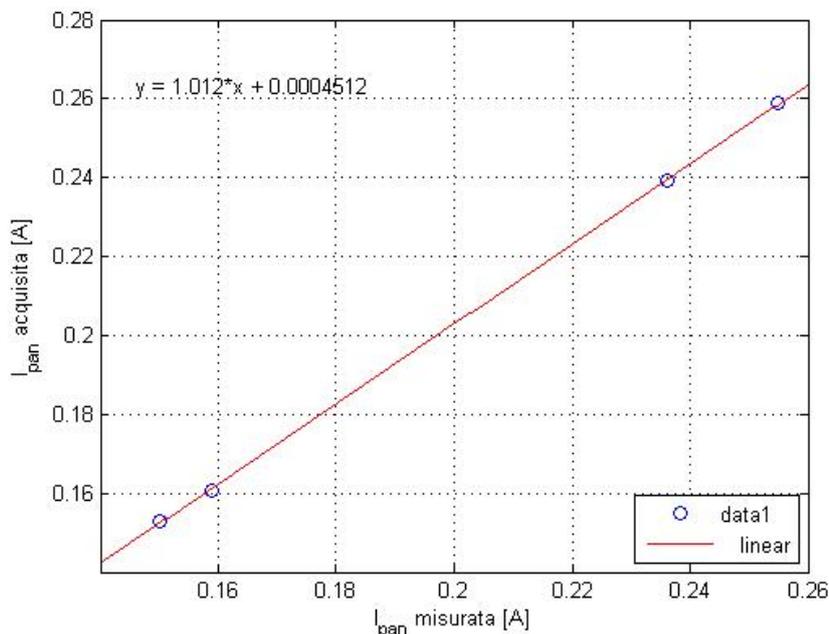


Figura 5.13. Caratteristica di conversione della corrente media erogata dal pannello solare

è dell'1,2%. L'errore di offset è di $45,1 \mu\text{A}$ su una risoluzione di $3,92 \text{ mA}$, si tratta quindi di un errore ampiamente trascurabile.

Corrente assorbita La corrente che alimenta questo circuito di misura fluisce attraverso il ponticello J_{11} o J_{16} . Selezionando J_{16} è possibile disattivarlo quando non utilizzato. Quando attivo, il circuito di condizionamento assorbe $230 \mu\text{A}$ che corrisponde ad una potenza di $759 \mu\text{W}$.

5.5.4 Corrente media di batteria

La corrente della batteria scorre, a seconda delle situazioni, in entrambi i versi. Per misurarla è quindi necessario un circuito che realizzi un sensore di corrente bidirezionale.

La soluzione adottata si trova, come *application note*, sul datasheet dell'INA138 ed è visibile nello schema A.7. Poichè si tratta di due circuiti separati la caratterizzazione avviene in modo separato.

Corrente assorbita La corrente che alimenta entrambi i circuiti scorre attraverso il ponticello J_{10} o J_{15} . Selezionando J_{15} è possibile disattivarli quando non utilizzati. Quando attivo, i circuiti di condizionamento assorbe un totale $370 \mu\text{A}$, corrispondenti ad una potenza di $1,22 \text{ mW}$.

Corrente di carica

Grazie alla formula:

$$I_{sense} = \frac{DataWord}{2^{N_{BIT}}} \cdot V_{REF} \cdot \frac{5 \text{ k}\Omega}{R_{38} \cdot R_{41}} = \frac{DataWord}{65536} \cdot 2,5 \text{ V} \cdot \frac{5 \text{ k}\Omega}{0,05 \Omega \cdot 470 \text{ k}\Omega} =$$

$$= DataWord \cdot 8,116 \times 10^{-6}$$

si ottiene la corrispondente corrente media di carica partendo dal valore numerico trasmesso dal micro-ctrllore. La figura mette in evidenza una deviazione del guadagno del 7,4% ed un errore di offset di $-15,7 \text{ mA}$.

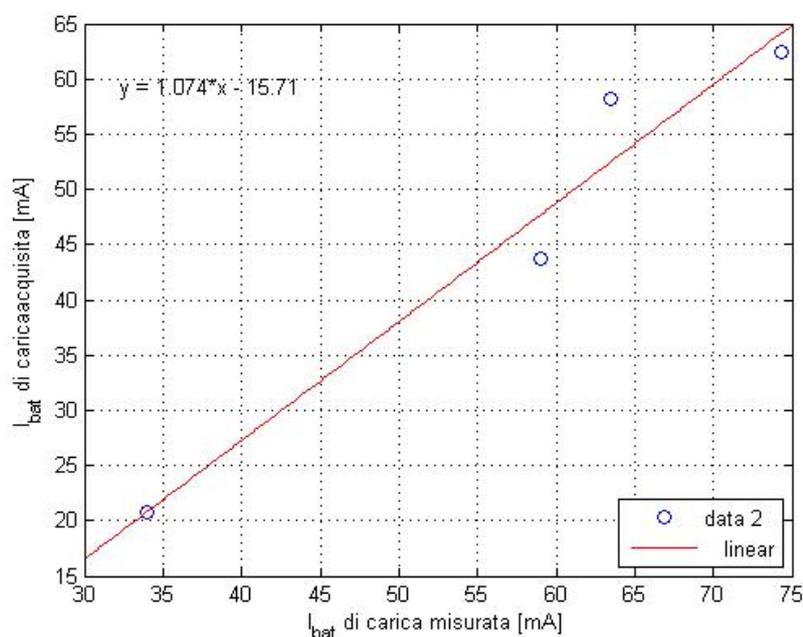


Figura 5.14. Caratteristica di conversione della corrente media di carica della batteria

Corrente di scarica

Grazie alla formula:

$$I_{sense} = \frac{DataWord}{2^{N_{BIT}}} \cdot V_{REF} \cdot \frac{5 \text{ k}\Omega}{R_{38} \cdot R_{35}} = \frac{DataWord}{65536} \cdot 2,5 \text{ V} \cdot \frac{5 \text{ k}\Omega}{0,05 \Omega \cdot 68 \text{ k}\Omega} =$$

$$= DataWord \cdot 56,1 \times 10^{-6}$$

si ottiene la corrispondente corrente media di scarica partendo dal valore numerico trasmesso dal micro-controllore.

Gli unici test effettuati riguardo a questo circuito è una verifica qualitativa del suo funzionamento, peraltro a bassissimi livelli di corrente dell'ordine della decina di mA, confrontabili con l'LSB di questo canale. Non avrebbe perciò senso presentare un grafico di questi dati e non si hanno al momento dati statici riguardo gli errori di conversione. Si prevede però che essi siano paragonabili con quelli del sensore di corrente di carica e del sensore di corrente media del pannello solare.

5.5.5 Sensori di temperatura

Entrambi i sensori di temperatura di Power Supply sono realizzati con il componente TR0603J252K. Come già evidenziato nel paragrafo 4.6.2 e visibile nel grafico 4.11, l'NTC ha caratteristiche fortemente non lineari. Per quanto i circuiti di condizionamento utilizzati tentino di correggere questo difetto soffrono anch'essi di risposta non lineare, la quale sarà da correggere a terra.

Verranno analizzati due differenti metodi di correzione che prevedono:

- utilizzo di una *Look-up table* e dell'interpolazione lineare;
- utilizzo di un polinomio di quinto grado.

Il primo metodo prevede che il programma abbia in memoria due vettori, d'ingresso e d'uscita, differenti per ogni sensore da linearizzare. Se il risultato della conversione numerica della tensione del circuito di condizionamento combacia con uno degli elementi del vettore d'ingresso, la temperatura del sensore è il corrispondente elemento nel secondo vettore. Nel caso in cui ciò non avvenga la temperatura viene calcolata interpolando linearmente tra gli appropriati elementi del vettore d'uscita. Se la conversione numerica è più piccola del primo elemento o più grande dell'ultimo elemento del vettore d'ingresso la temperatura è il primo o l'ultimo elemento del vettore d'uscita.

Il secondo metodo valuta un polinomio di quinto grado nel punto x , dove con x indichiamo il risultato della conversione numerica. Il corrispondente punto $y = f(x)$ è la temperatura del sensore.

Le misure di temperatura si sono svolte utilizzando un termometro ad infrarossi della Fluke, modello *62mini*, la cui accuratezza è di 1 °C. Pertanto nei grafici di seguito riportati tutte le temperature indicate con *misurate* sono da intendersi ± 1 °C.

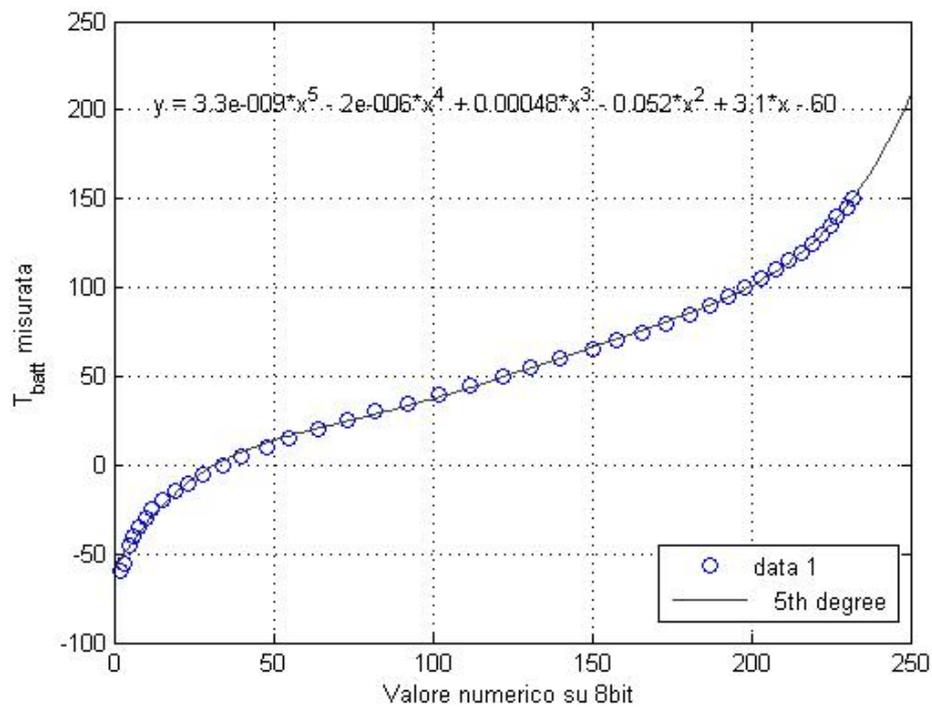


Figura 5.15. Funzione inversa per il sensore di temperatura della batteria: dal valore numerico alla temperatura.

Batteria

Il polinomio di quinto grado, ricavato con un fit dei punti del grafico 5.15, grazie al quale ricavare la temperatura dato il valore numerico della tensione in uscita al circuito è il seguente:

$$T_{batt} = 3,3 \times 10^{-9} \cdot x^5 - 2,024 \times 10^{-6} \cdot x^4 + 475,2 \times 10^{-6} \cdot x^3 - 52,08 \times 10^{-3} \cdot x^2 + 3,118 \cdot x - 59,62$$

La suddetta relazione è invece stata ricavata caratterizzando l'NTC e misurando la sua resistività ogni 5 °C. Questi dati sono i dati di partenza per ricavare i coefficienti del polinomio interpolante del quinto grado.

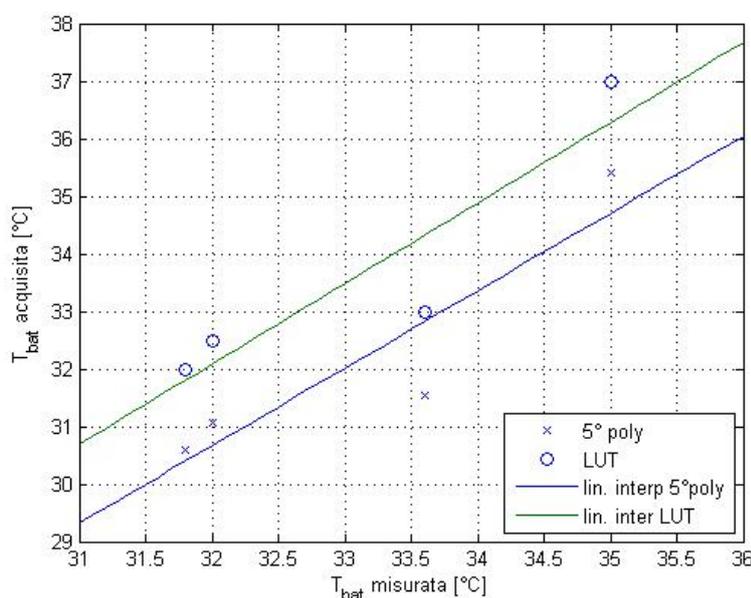


Figura 5.16. Dati ricavati attraverso l'uso dei metodi proposti. Sono anche presentate le due rette interpolanti.

Entrambi i metodi risultano affetti da errori, come visibile in figura 5.16, principalmente imputabili all'elevata tolleranza del sensore utilizzato. Osservando la figura 5.16 si può affermare che i metodi sono quasi coincidenti le deviazioni del guadagno e gli errori di offset sono paragonabili nei due casi. Il metodo migliore, poichè offre una lettura della temperatura leggermente superiore, risulta utilizzare un polinomio del 5° grado o superiore.

$$T'_{bat} = 1,3457 \cdot Byte'_{T_{bat}} - 12,394$$

$$T''_{bat} = 1,3979 \cdot Byte''_{T_{bat}} - 12,646$$

Come visto gli errori commessi nella misura della temperatura sono superiori a quelli finora rilevati. Ciò è imputabile alla grande tolleranza del componente utilizzato come sensore,

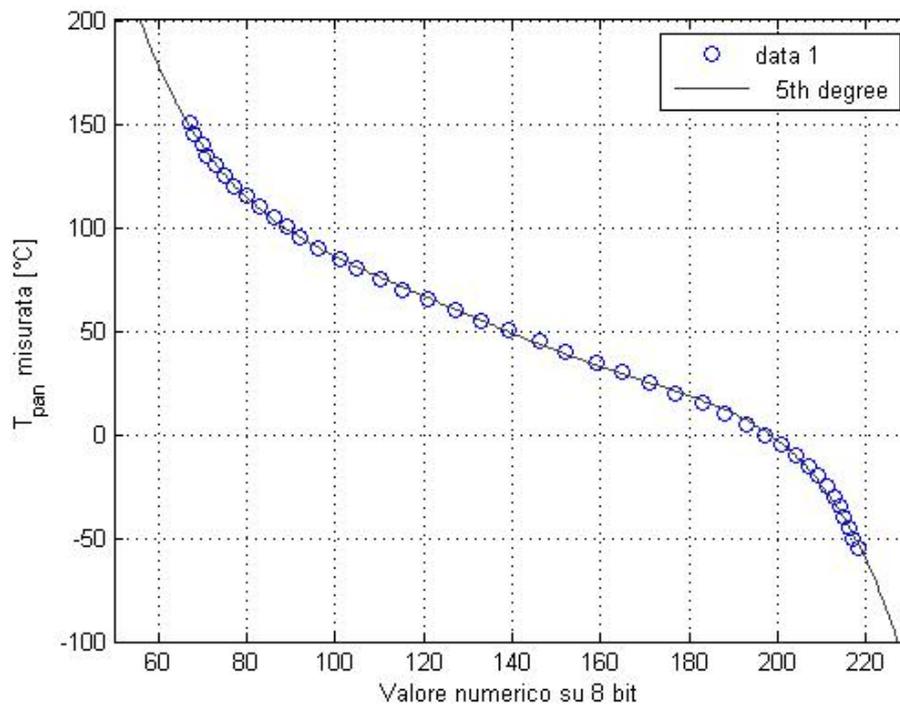


Figura 5.17. Funzione inversa per il sensore del pannello solare: dal valore numerico alla temperatura.

10%, ed anche alla mancanza sul datasheet dello stesso di una curva analitica caratteristica, grazie alla quale ricavare la relazione resistività in funzione della temperatura.

Corrente assorbita La corrente che alimenta questo circuito di misura fluisce attraverso il ponticello J_9 o J_{14} . Selezionando J_{14} è possibile diminuirne il consumo quando non utilizzato. Quando attivo, il circuito di condizionamento assorbe $730 \mu A$, corrispondenti ad una potenza di $1,825 \text{ mW}$.

Pannello Solare

Il polinomio di quinto grado, ricavato con un fit dei punti del grafico 5.17, grazie al quale ricavare la temperatura dato il valore numerico della tensione in uscita al circuito è il seguente:

$$T_{pan} = -2,421 \times 10^{-8} \cdot x^5 + 1,683 \times 10^{-5} \cdot x^4 - 4,623 \times 10^{-3} \cdot x^3 + 0,629 \cdot x^2 - 43,39 \cdot x + 1316$$

Poichè il sensore era montato sulla scheda di prova non si è riusciti a sottoporlo a temperature differenti da quella ambiente. Non si dispongono perciò di dati attraverso i quali effettuare le prove soprariportate.

Segnale	Dev. del guadagno	offset	offset[LSB]
Tensione del pannello solare	14%	0,422 V	22
Tensione dalla batteria	4,45%	0,372 V	11
Corrente media pannello solare	1,2%	451 μ A	0
Corrente di carica della batteria	7,4%	15,72 mA	4
Temperatura della batteria	34,6%	12,39 °C	16

Tabella 5.4. Deviazione di guadagno e errori di offset per le varie grandezze fisiche.

Si è però registrato, con il metodo LUT applicato a questo sensore, un errore di 1,6 °C ad una temperatura di 31,6 °C.

5.5.6 Riepilogo errori delle telemetrie

La tabella 5.4 riassume le deviazioni di guadagno e gli errori di offset misurati per le varie grandezze fisiche. L'errore di offset è espresso come LSB di un ADC a 8 bit avente un fondo scala adatto a convertire ognuno dei segnali d'ingresso, come indicato nella sezione 2.5.2.

5.6 Kill switch

Il *kill switch* del prototipo è costituito dal ponticello J_{20} . Se deselezionato esso interrompe il circuito di alimentazione, precisamente il ritorno al polo negativo, sia essa proveniente dal connettore della batteria, sia essa proveniente dal pannello solare. Durante lo svolgimento dei precedenti test si è saltuariamente azionato il kill switch registrando sempre il cessare immediato di tutte le attività della scheda.

Capitolo 6

Conclusioni

Partendo dall'esperienza maturata con il progetto PiCPoT si è iniziato lo sviluppo di un nuovo progetto per satelliti modulari: AraMiS. In particolare questo elaborato si concentra sull'architettura modulare e sull'unità Power Supply, dedicati alla generazione e gestione dell'energia.

Si sono analizzate le possibili architetture e le possibilità offerte da ognuna di esse, con particolare riguardo alla condivisione degli elementi funzionali e conseguente aumento di ridondanza.

Successivamente si è progettato e realizzato un primo prototipo di modulo Power Supply, in grado di generare l'energia e inviare ad altri moduli (in particolare OBC) i dati telemetrici occorrenti. È stato realizzato e collaudato il codice relativo ad alcuni semplici controlli di sicurezza riguardo al processo di carica della batteria, che vengono svolti dal micro-controllore presente a bordo il cui codice è stato realizzato dal candidato stesso.

Tramite questo prototipo si può ora procedere a testare e approfondire le tematiche riguardanti gli algoritmi di MPPT (Maximum Power Point Tracking), per i quali la scheda presenta tutti gli elementi hardware necessari.

In futuro si dovrà procedere alla realizzazione di nuovi prototipi, implementanti le ipotesi esposte nel capitolo 2 al fine di valutare la loro fattibilità pratica e la correttezza delle ipotesi esposte.

Questo lavoro ha consentito all'autore di partecipare in prima persona alla realizzazione di un progetto complesso, ponendolo di fronte a condizioni operative, per l'elettronica di bordo, altamente interessanti ed appassionanti e consentendogli di applicare molte delle nozioni apprese nel corso degli anni. Egli ha inoltre avuto la possibilità di partecipare al lavoro di un team complesso e diversificato come quello di AraMiS, osservando la gestione e la collaborazione tra i vari membri. Entrambe le esperienze sono molto importanti nel mondo del lavoro al quale il candidato si affaccia ora con maggiori competenze e fiducia.

Appendice A

Schematici

Di seguito sono riportati tutti gli schematici presenti nel progetto hardware. Questi sono stati tratti dal file `proto_1.sch` e sono stati realizzati utilizzando il programma Design Capture della Mentor Graphics.

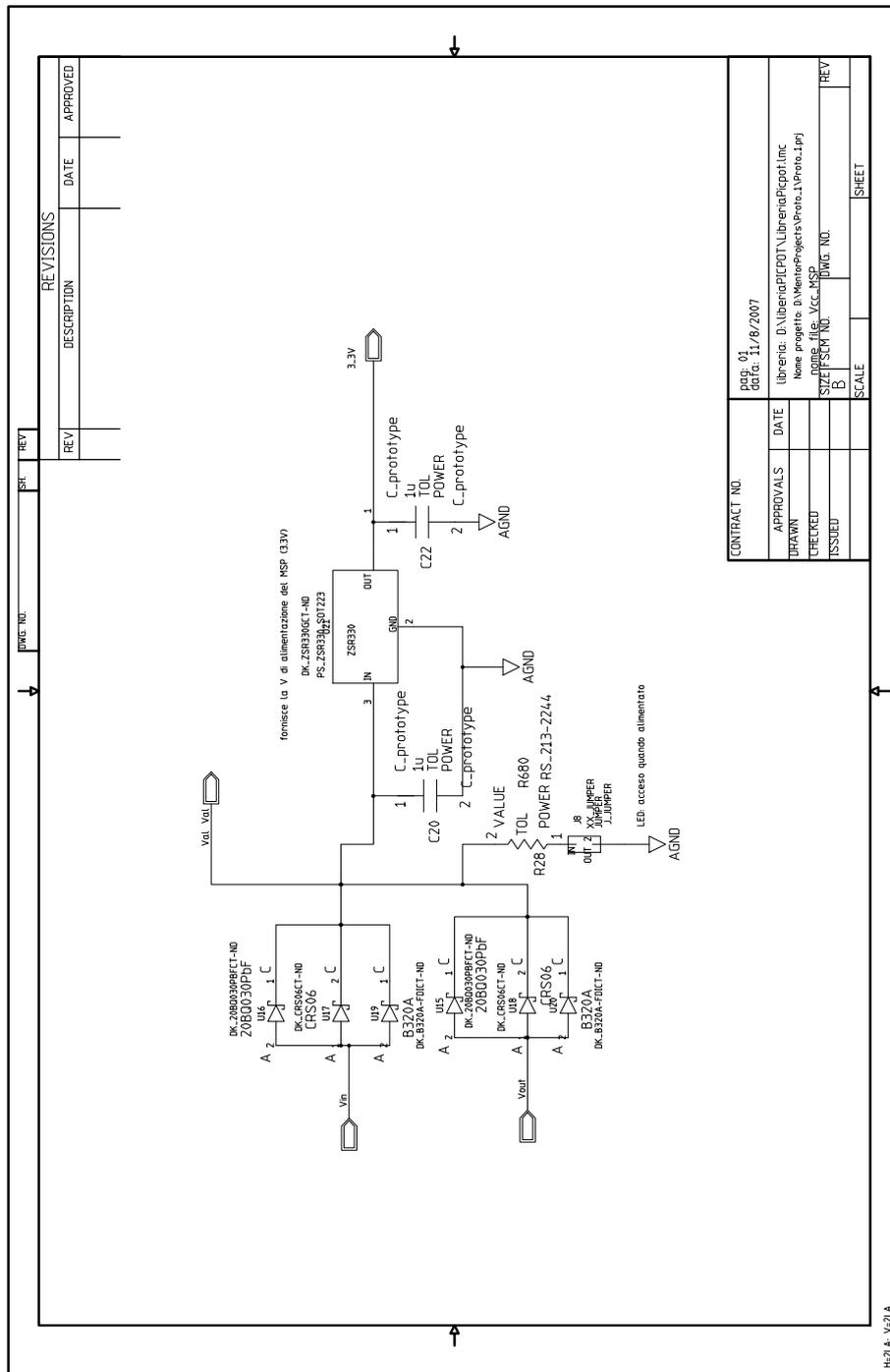


Figura A.1. Regolatore lineare di tensione.

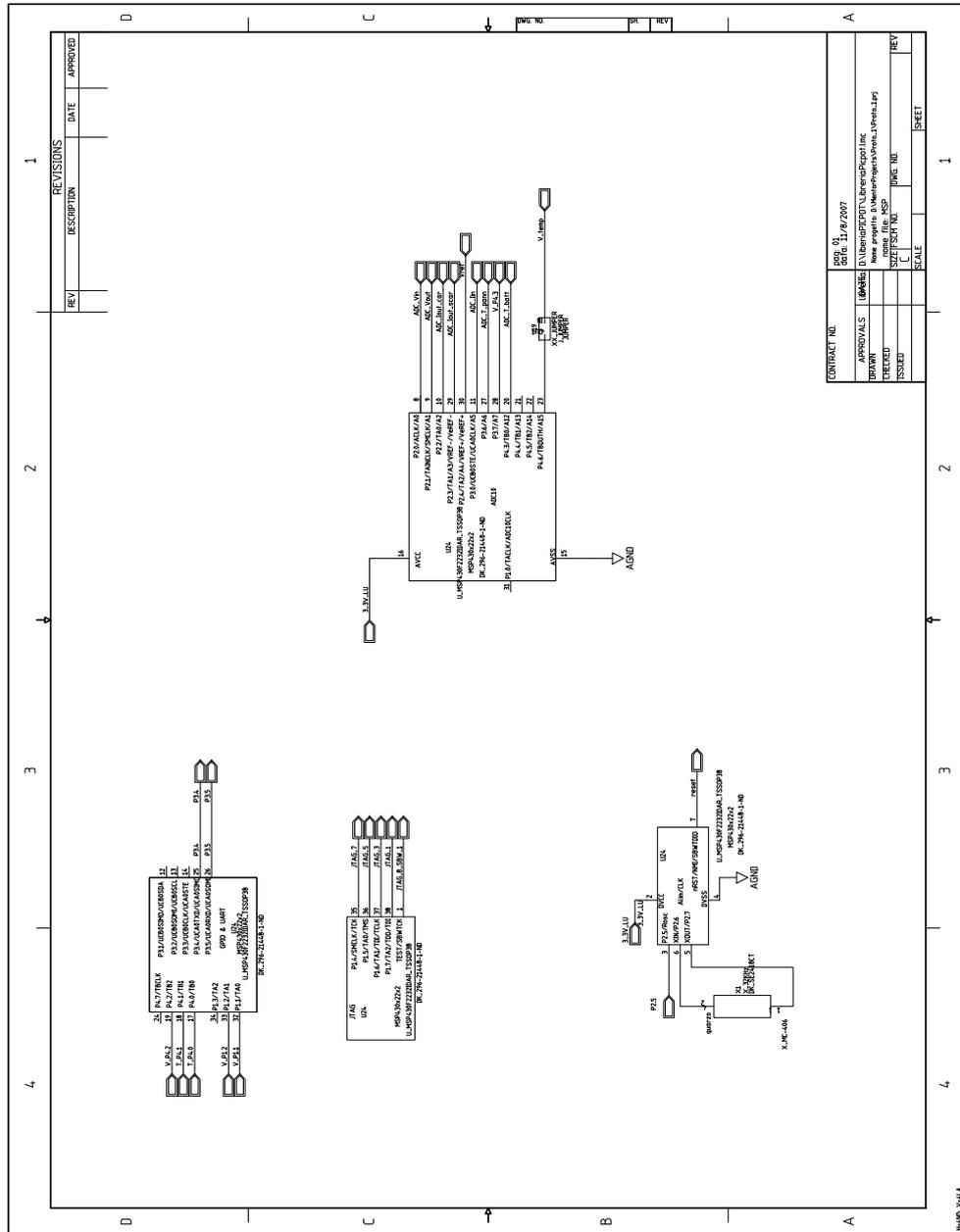


Figura A.5. Lo schema elettrico del uC MSP430F2254.

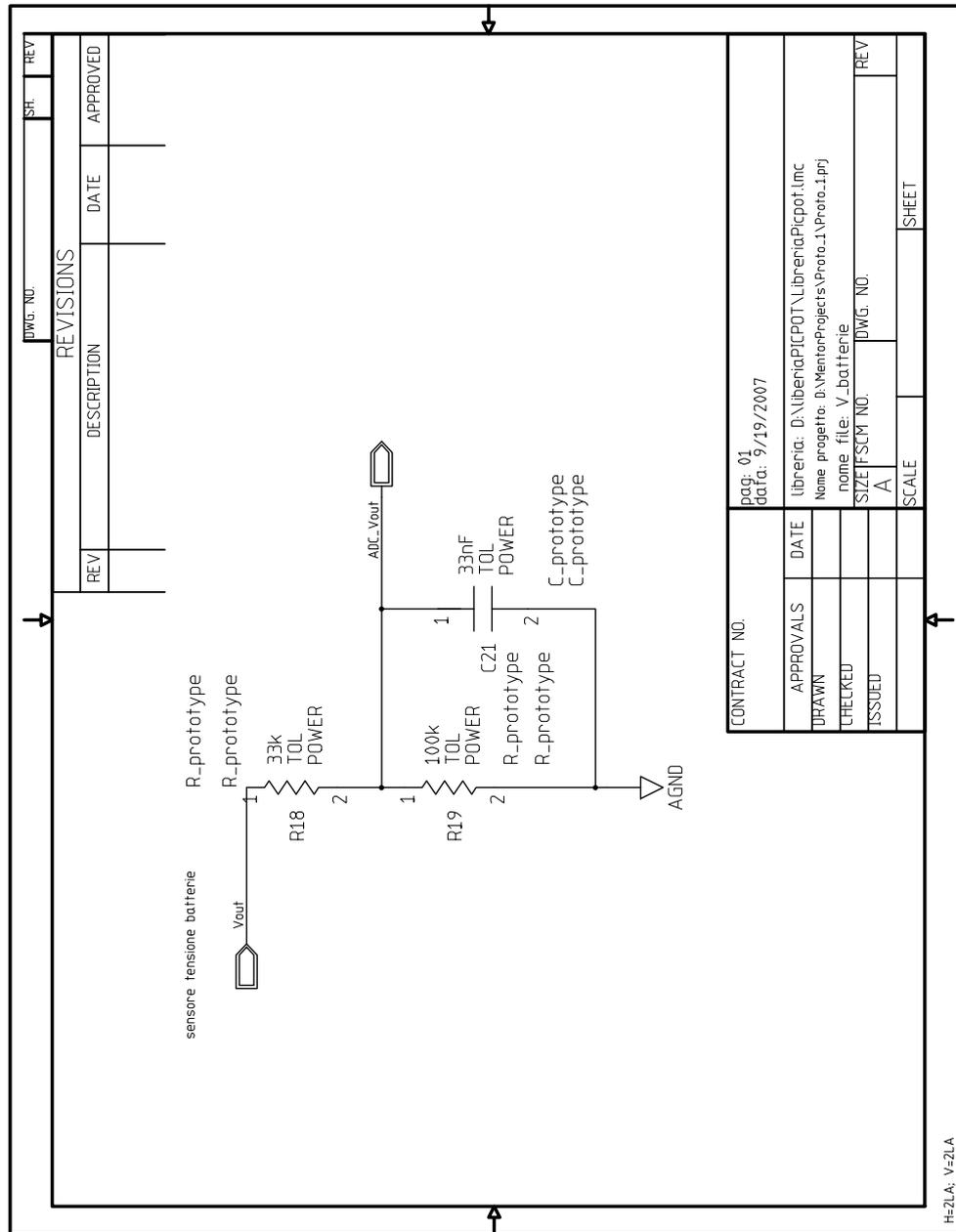


Figura A.8. Circuito di condizionamento per la tensione di batteria.

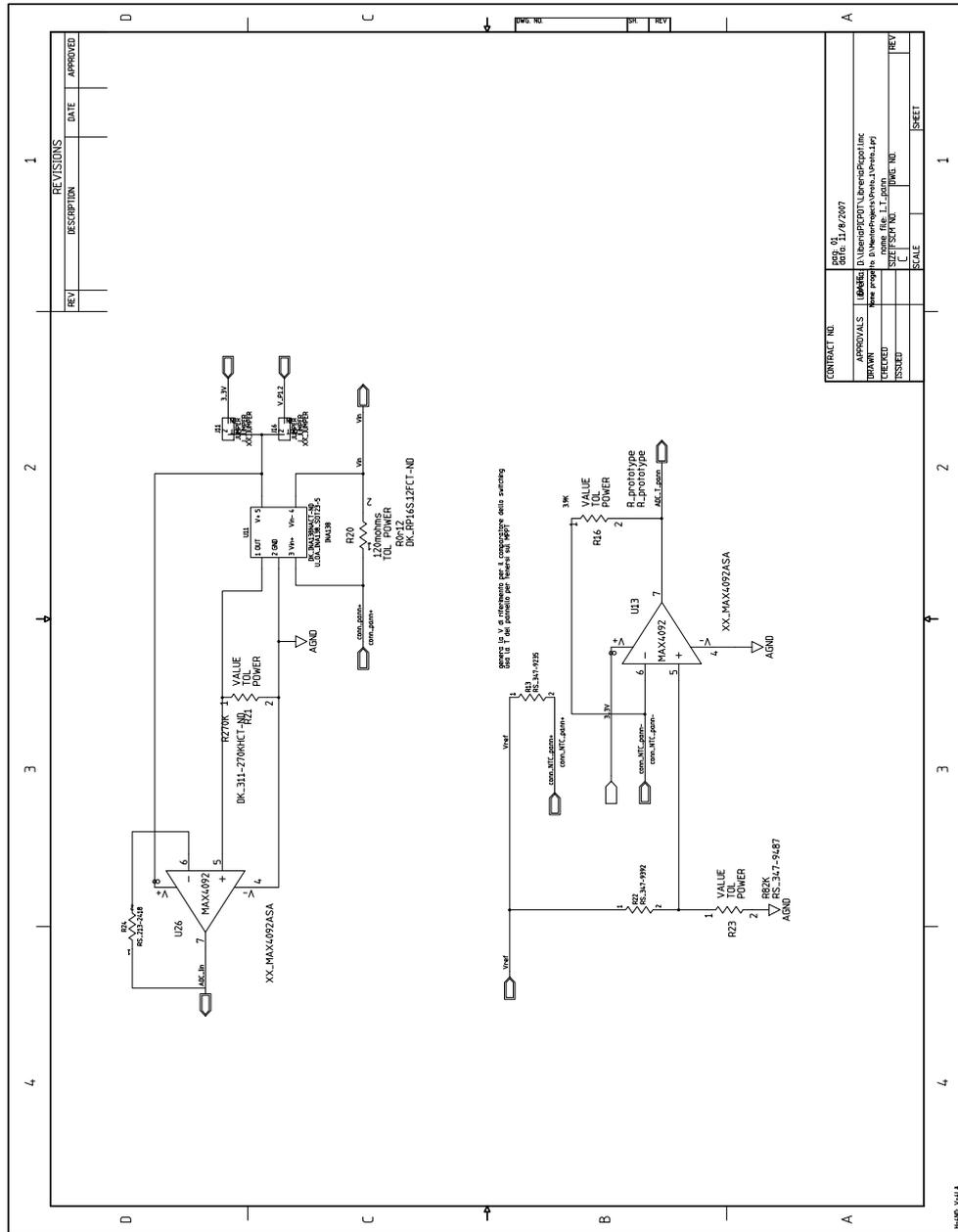


Figura A.9. Circuiti di condizionamento della corrente e della temperatura del pannello solare.

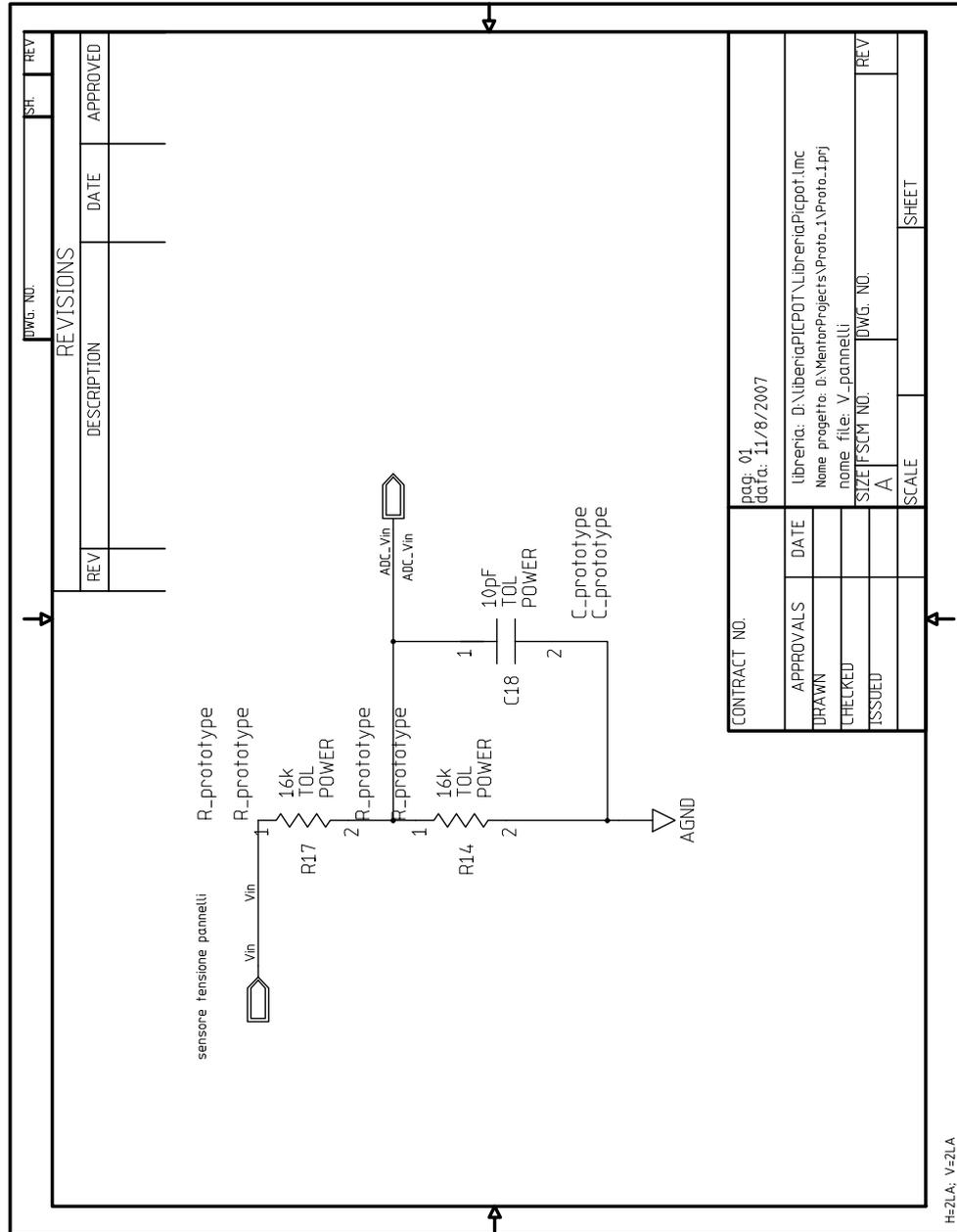
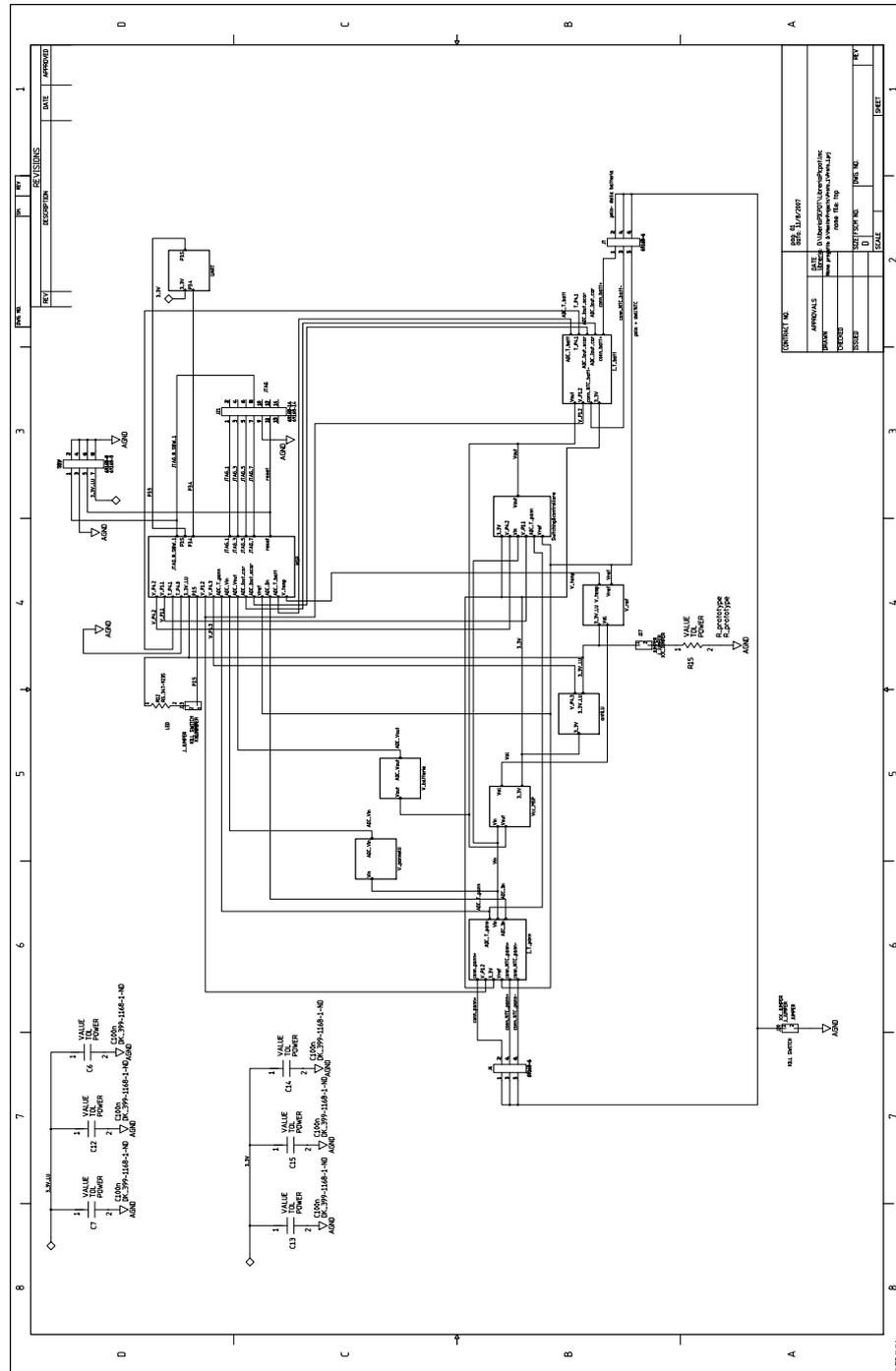


Figura A.10. Circuito di condizionamento per la tensione dei pannelli solari.



Appendice B

Sorgenti software

Di seguito sono riportati tutti i sorgenti C del software.

B.1 File hardware.h

```
#ifndef HARDWARE_H
#define HARDWARE_H

#include <io.h>
#include <signal.h>
#include <iomacros.h>

//Port Output Register 'P1OUT, P2OUT':
#define P1OUT_INIT    0        // Init Output data of port1
#define P2OUT_INIT    0        // Init Output data of port2

//Port Direction Register 'P1DIR, P2DIR':
#define P1DIR_INIT    0xff     // Init of Port1
//Data-Direction Reg (Out=1 / Inp=0)
#define P2DIR_INIT    0xff     // Init of Port2
//Data-Direction Reg (Out=1 / Inp=0)

//Selection of Port or Module -Function on the Pins 'P1SEL, P2SEL'
#define P1SEL_INIT    0        // P1-Modules:
#define P2SEL_INIT    0;      // P2-Modules:

//Interrupt capabilities of P1 and P2
#define P1IE_INIT    0        // Interrupt Enable (0=dis 1=enabled)
#define P2IE_INIT    0        // Interrupt Enable (0=dis 1=enabled)
```

```

#define P1IES_INIT      0      // Interrupt Edge Select (0=pos 1=neg)
#define P2IES_INIT      0      // Interrupt Edge Select (0=pos 1=neg)

#define WDTCTL_INIT     WDTPW|WDTHOLD

//Corra def
#define LED              BIT5
#define BUFFER_DIM       64
#define BUFFER_LENGTH    BUFFER_DIM-1
#define V_REF 0.0098 //Vref ADC
#define PARTIZIONE_VIN  2 //Partitore Vin
#define PARTIZIONE_VOUT 1 //Partitore Vout
//#define WATCHDOG      1 //Watchdog abilitato nel programma
#define DEBUG           1 //Abilita l'invio di messaggi di debug!!!

//Corra_macro
#define XTAL_32K_ON()   do{
                                int i;
                                P2SEL  |= 0xC0; \
                                BCSCTL3 |= 0x0C; \
                                BCSCTL1 &= 0xBF; \
                                while ((IFG1&0FIFG)){ \
                                IFG1 &= ~0FIFG; \
                                for(i=0x47FF;i>0;i--) nop(); \
                                for(i=0x47FF;i>0;i--) nop(); \
                                P2OUT ^= LED; \
                                } \
                                }while(0)
//Fa partire una conversione
#define START_ADC()      ADC10CTL0 |= ENC; \
                        ADC10CTL0 |= ADC10SC;

//Ferma l'ADC e il suo clock:
// per risparmiare e per cambiare le configurazioni dell'ADC
#define STOP_ADC()      ADC10CTL0 &= ~ENC; \
                        ADC10CTL0 &= ~ADC10SC;

#endif //HARDWARE_H

```

B.2 File adc.h

```
#ifndef ADC_MAD_H
#define ADC_MAD_H

#include "hardware.h"

//Conteggi massimi x le medie
#define H_DEF_COUNT 127
#define M_DEF_COUNT 63
#define L_DEF_COUNT 15

//Rispettivi shift finali
#define H_DEF_SHIFT 7
#define M_DEF_SHIFT 6
#define L_DEF_SHIFT 4

//Conteggio massimo per rilevare un minuto
#define MAX_COUNTER_ADC 36942 // # di acquisizioni prima ke
// sia passato un min. con f_s =615,7Hz

#define N_CH 7

#define MAX_N_TEL 200 // # di camp. da memorizzare

//Dichiarazioni di funzioni
void ADC_Init(void);
inline void shut_down_acq(void);

#endif
```

B.3 File check.h

```
#ifndef CHECK_H
#define CHECK_H

#include "uart.h"
#include <signal.h>

void check_SW(void);
void check_T(void);
```

```
//Costanti
#define MAX_NTC_VECTOR      42 //43 elementi
//Soglie di sicurezza:
#define      MAX_VOUT      206      //Corrisponde ad una Vout di 7,5V
#define      MAX_T_BATT    50 //Temperatura massima batteria

//Variabili esterne
extern unsigned char Vin,Vout,V_t_bat,V_t_pan,I_out_scar,I_out_car,I_in;

#endif //CHECK_H
```

B.4 File flash.h

```
#ifndef FLASH_H
#define FLASH_H

void SetFlash(void);
void EraseFlashSegment(char *ptrFlash);
void WriteFlash( char *ptrFlash_p, char *string, int len);
void ReadFlash( char *ptrFlash_p, char *string, int len);

void delete_TMH(void);

#define      FLASH_ZONE      0x0D00

#endif
```

B.5 File uart.h

```
#ifndef TIMER_UART_H
#define TIMER_UART_H

#include "hardware.h"

//Comandi UML, codici non definitivi

#define RQ_PAN_DATA 0x02
#define RQ_BAT_DATA 0x03
```

```
#define STOP_ACQ 0x04
#define START_ACQ 0x05
#define RQ_EXT_DATA 0x06

#define ACK 'A'
#define NACK 'N'

//Macro
#define TRASMETTI(x) queue_wr(&coda_TX,x)
#define PAN_DATA() TRASMETTI(Vin); \
TRASMETTI(0x00); \
TRASMETTI(I_in); \
TRASMETTI(0x00); \
TRASMETTI(V_t_pan); \
TRASMETTI(0x00);

#define BAT_DATA() TRASMETTI(Vout); \
TRASMETTI(0x00); \
TRASMETTI(I_out_car); \
TRASMETTI(0x00); \
TRASMETTI(I_out_scar); \
TRASMETTI(0x00); \
TRASMETTI(V_t_bat); \
TRASMETTI(0x00);

typedef struct queue{
char buf[BUFFER_DIM]; //Buffer della coda
unsigned int head; //Punta al prossimo spazio libero
unsigned int tail; //Punta al dato da trattare
unsigned int full; //Indica coda piena
}queue;

//Dichiarazioni di variabili
extern queue coda_RX;
extern queue coda_TX;
extern unsigned int conv_abil,sleep;
extern unsigned char Vin,Vout,V_t_bat,V_t_pan,I_out_scar,I_out_car,I_in;
extern int T_batt,T_pan;
extern unsigned int flash_index;

//Dichiarazioni di funzioni
inline void ClearQueue(queue *);
```

```
int queue_wr(queue *,char);
inline char queue_rd(queue *);
int isEmpty(queue *);

void UART_SendByte (char data);
void UART_Init(void);
inline void UART_SendMessage(char *msg);
void UART_SendInt(int intero);

void Com_TX(void);
void Com_RX(void);
#endif
```

B.6 File main.c

```
//File principale main.c

#include <msp430x22x4.h>
#include "hardware.h"
#include "uart.h"
#include "adc.h"
#include "check.h"
#include "flash.h"

//Maddaleno Corrado gennaio 2008

queue coda_RX,coda_TX; //Code utilizzate per comunicare
unsigned int sleep=1;

int main (void)
{
    WDTCTL = WDTPW + WDTHOLD; // Stop watchdog timer

    P1DIR=0x00;
    P2DIR=0x20;
    P4DIR=0x04; //Per abilitare/disabilitare lo switching

    XTAL_32K_ON(); //Accensione quarzo

    //Set DCO - 12MHz
    BCSCTL1 = CALBC1_12MHZ;
    DCOCTL = CALDCO_12MHZ;
```

```
SetFlash(); //Prepara flash
delete_TMH(); //Pulisci segmenti di memoria
ADC_Init(); //ADC_init
UART_Init(); //UART_init

UART_SendMessage("\nMSP430->ready\n\r->\0");

eint(); //Abilito interrupt
START_ADC(); //Inizia la conversione A/D

#ifdef WATCHDOG
    WDTCTL = WDT_ARST_1000; //WDT START-> Sourec:32KHz, 1sec
#endif

/// Mainloop
while(1) {
    #ifdef WATCHDOG
    WDTCTL = WDT_ARST_1000;
    #endif
    if(sleep) LPM3; //Se abilitato va in Low-Power
    check_SW(); //Controllo switching
    check_T(); //Conversione temperature
    if(!isEmpty(&coda_RX))
    Com_RX(); //Controllo comunicazioni ricevute */
    if(!isEmpty(&coda_TX))
    Com_TX(); //Controllo comunicazioni in uscita*/
    }
    return 0;
}
```

B.7 File adc.c

```
//Funzioni riguardanti l'ADC -> "adc.c"

/* Connessioni hw
P2.0 <- ADC_Vin
P2.1 <- ADC_Vout
P2.2<- ADC_Iout_car
P2.3<- ADC_Iout_scar
P2.4 <- Vref
P3.0 <- ADC_Iin
```

```

P3.6<- ADC_T_pan
P4.3 <- ADC_T_batt
*/
#include <msp430x22x4.h>
#include "adc.h"
#include "uart.h"
#include "flash.h"
#include <signal.h>

unsigned int conv_abil=0; //Flag, rappresenta il permesso di acquisire

//Contatori numero di conversioni effettuate per il singolo canale
unsigned int n;
unsigned int CH=1; //Indicatore canale convertito
long unsigned int tmp; //Media temporanea

long int counter_adc=0; //Conta per il raggiungimento di un minuto;
unsigned int flash_index=0; //Indice per telemetria estesa

unsigned char Vin=0x00,Vout=0x00,V_t_bat=0x00,V_t_pan=0x00;
unsigned char I_out_scar=0x00,I_out_car=0x00,I_in=0x00;

//Configura ADC e circuiti esterni
void ADC_Init(void){ //Multichannel
//Abilito ingresso analogico P2.0,P2.1,P2.2,P2.3,P2.4,P2.5
// A0, A1, A2, A3, A4, A5
ADC10AEO = 0x1F;
//Abilito ingresso analogico P4.3 (A12)
ADC10AE1 = 0x10;
//Vr+ = Vref+, Vr- = Vss, sempre cosi' nel progetto;Tsample=16*ADC10clk;
// Multiple sample convADC ON; Interrupt enable by ADC
ADC10CTL0 = (SREF_3 | ADC10SHT_DIV16 | ADC10ON | ADC10IE | MSC);
//INCHx=1; ADC10CLK= MCLK/3; single channel
ADC10CTL1 = (INCH_1 | ADC10DIV_3 | ADC10SSEL_2 | CONSEQ_0);

//Sezione abilita circuiti esterni
P1DIR |= 0x04; //Abilita P1.2->>>> Correnti del pannello e delle batterie!!!
P1OUT |=0x04;

P4DIR |= 0x02; //Abilita P4.1 ->>> Misura di T_batt
P4OUT &= ~0x02;

```

```
conv_abil=1; //Flag x dire ke i circ esterni sono abilitati
}

// Timer A0 interrupt service routine, repeat multi-channel
interrupt (ADC10_VECTOR) ADC_int_service_routine (void){

switch(CH){
  case 1: //codice ch1 --- tensione di uscita
    if(n<M_DEF_COUNT){ //Se non ho raggiunto il numero di camp.
      // necessari x le medie
n++; //Lo sommo al parziale
tmp+= (ADC10MEM>>2);
    }
    else {
n=0; //Azzerò contatore
tmp+= (ADC10MEM>>2); //Sommo al parziale
Vout = (char)(tmp >> M_DEF_SHIFT); //Medio shiftando
        tmp=0; //Azzerò il parziale
        STOP_ADC(); //Fermo l'ADC per configurarlo
        ADC10CTL1 &= 0x0FFF; //Next ch->0
        CH=0;
    }
    START_ADC(); //Inizio la conversione
    break;
  case 0: //codice ch0 ---- tensione d'ingresso
    if(n<M_DEF_COUNT){
n++;
        tmp+= (ADC10MEM>>2);
    }
    else {
        n=0;
        tmp+= (ADC10MEM>>2);
        Vin= (char)(tmp >> M_DEF_SHIFT);
        tmp=0;
        STOP_ADC();
        ADC10CTL1 &= 0x0FFF;
        ADC10CTL1 |= INCH_2; //Next ch->2
        CH=2;
    }
    START_ADC();
    break;
  case 2: //codice ch2 ---- Corrente di uscita carica
    if(n<M_DEF_COUNT){
```

```

n++;
        tmp+= (ADC10MEM>>2);
}
else {
        n=0;
        tmp+= (ADC10MEM>>2);
        I_out_car= (char)(tmp >> M_DEF_SHIFT);
        tmp=0;
        STOP_ADC();
        ADC10CTL1 &= 0x0FFF;
        ADC10CTL1 |= INCH_3;          //Next ch->3
        CH=3;
    }
    START_ADC();
    break;
case 3: //codice ch3 ---- Corrente di uscita in scarica
    if(n<M_DEF_COUNT){
n++;
        tmp+= (ADC10MEM>>2);
}
else {
        n=0;
        tmp+= (ADC10MEM>>2);
        I_out_scar= (char)(tmp >> M_DEF_SHIFT);
        tmp=0;
        STOP_ADC();
        ADC10CTL1 &= 0x0FFF;
        ADC10CTL1 |= INCH_5;          //Next ch->5
        CH=5;
    }
    START_ADC();
    break;
case 5: //codice ch3 ---- Corrente di ingresso
    if(n<M_DEF_COUNT){
n++;
        tmp+= (ADC10MEM>>2);
}
else {
        n=0;
        tmp+= (ADC10MEM>>2);
        I_in= (char)(tmp >> M_DEF_SHIFT);
        tmp=0;
        STOP_ADC();
        ADC10CTL1 &= 0x0FFF;

```

```

                ADC10CTL1 |= INCH_12;        //Next ch->12
                CH=12;
            }
            START_ADC();
            break;
        case 12: //codice ch12 ---- temperatura batteria
            if(n<M_DEF_COUNT){
n++;
                tmp+= (ADC10MEM>>2);
            }
            else {
                n=0;
                tmp+= (ADC10MEM>>2);
                V_t_bat= (char)(tmp >> M_DEF_SHIFT);
                tmp=0;
                STOP_ADC();
                ADC10CTL1 &= 0x0FFF;
                ADC10CTL1 |= INCH_6;        //Next ch->6
                CH=6;
            }
            START_ADC();
            break;
        case 6: //codice ch6 ---- temperatura batteria
            if(n<M_DEF_COUNT){
n++;
                tmp+= (ADC10MEM>>2);
            }
            else {
                n=0;
                tmp+= (ADC10MEM>>2);
                V_t_pan= (char)(tmp >> M_DEF_SHIFT);
                tmp=0;
                STOP_ADC();
                ADC10CTL1 &= 0x0FFF;
                ADC10CTL1 |= INCH_1;        //Next ch->1
                CH=1;
            }

if(counter_adc == (MAX_COUNTER_ADC-1)){ //Abbiamo completato un minuto;
//Salvo i dati
                //Vettori per telemetria estesa
                unsigned char vettore_temp_tel[N_CH]={0x00};
vettore_temp_tel[0]=Vout;
                vettore_temp_tel[1]=Vin;
vettore_temp_tel[2]=V_t_bat;

```

```
vettore_temp_tel[3]=V_t_pan;
vettore_temp_tel[4]=I_out_scar;
vettore_temp_tel[5]=I_out_car;
vettore_temp_tel[6]=I_in;

    WriteFlash((FLASH_ZONE+(char *)flash_index),(char *)vettore_temp_tel,N_CH);

flash_index= (flash_index+N_CH) % (MAX_N_TEL*N_CH); //Aggiorno l'indice
            counter_adc=0;
        }
else counter_adc = (counter_adc+1) % MAX_COUNTER_ADC; //Conta per capire
// quando è passato un minuto.
        }
    START_ADC();
    break;

default:
    STOP_ADC();
    n=0;
    tmp=0;
    CH=0;
    ADC10CTL1 &= 0x0FFF;
    break;
}
}

//Spegne ADC e circuiti esterni
inline void shut_down_acq(void ){
STOP_ADC(); //Fermo l'ADC
ADC10CTL0 &= ~ADC10ON; //Spengo ADC
ADC10AEO = 0x00; //Disabilito ingressi analogici
ADC10AE1 = 0x00;

//Sezione disabilita circuiti esterni
P1DIR &= ~0x04; //Abilita P1.2->>>> Correnti del pannello e delle batterie!!!
P1OUT &= ~0x04;

P4DIR &= ~0x02; //Abilita P4.1 ->>> Misura di T_batt
P4OUT |= 0x02;

conv_abil=0;
}
```

B.8 File check.c

```
//Funzione supervisionante lo switching. "check.c"
//Per ora solo su Vout,T_batt
//Contiene inoltre le funzioni che convertono la temperatura della batteria
// e del pannello da valore numerico a intero.
//La sopracitata funz. non è indispensabile a bordo e può essere tolta.

#include "check.h"
#include <msp430x22x4.h>

//Valori iniziali per le temperature
int T_batt=20;
int T_pan=20;

//Look-up table di lin dell'NTC della batteria
const unsigned char NTC_bat[]={2,3,4,5,6,8,10,12,15,19,23,28,34,40,48,55,
64,73,82,92,102,112,122,131,140,150,158,166,173,181,187,193,198,203,208,
212,216,219,222,225,227,230,232};
const unsigned char NTC_pan[]={219,218,217,216,215,214,213,211,209,207,204,
201,197,193,188,183,177,171,165,159,152,146,139,133,127,121,115,110,105,
101,96,92,89,86,83,80,77,75,73,71,70,68,67};

const char T_vector[]={-60,-55,-50,-45,-40,-35,-30,-25,-20,-15,-10,-5,
0,5,10,15,20,25,30,35,40,45,50,55,60,65,70,75,80,85,90,95,100,105,110,
115,120,125,130,135,140,145,150};

//Funzione supervisionante lo switching.
inline void check_SW(void){

    if(Vout >= MAX_VOUT || T_batt > MAX_T_BATT){ //Se batteria carica
        P4DIR = 0x04;
        P4OUT &= ~0x04;          //Mos disattivati, batteria carica
        //P2OUT = 0x20;
    }
    else { //Se batteria scarica
        P4DIR =0x00;          //Three-state, mos liberi di funzionare
        //P2OUT &= ~0x20;
    }
}

//Funzione che utilizzando una LUT converte
```

```
//il valore numerico dei sensori di T in un numero intero
void check_T(void){
unsigned int i=0;
unsigned int found=0,stop=0;

//Per la temperature della batteria
for(i=0;i<MAX_NTC_VECTOR && stop==0;i++) //Mi posiziono nella LUT
if(NTC_bat[i]>V_t_bat) stop=1;
else if(NTC_bat[i]==V_t_bat){
stop=1;
found=1;
}
//Lettura valore in LUT
if(found) T_batt= T_vector[i];
//Interp. lineare approssimata se valore non presente direttamente
else if(i!=0) T_batt= T_vector[i]-3;
else T_batt= T_vector[i];

//Per la temperatura del pannello solare
found=0;
stop=0;
for(i=0;i<MAX_NTC_VECTOR && stop==0;i++) //Mi posiziono nella LUT
if(NTC_pan[i]<V_t_pan) stop=1;
else if(NTC_pan[i]==V_t_pan){
stop=1;
found=1;
}
//Lettura valore in LUT
if(found) T_pan= T_vector[i];
//Interp. lineare se valore non presente direttamente
else if(i!=0) T_pan= T_vector[i]-2;
else T_pan= T_vector[i];
}
```

B.9 File flash.c

```
#include "flash.h"
#include <msp430x22x4.h>
#include <signal.h>

//Questa funzione imposta le modalità di operare con la memoria
void SetFlash(void)
```

```
{
// MCLK/8+1    257KHz < 428.5KHz < 476KHz for Flash Timing Generator
FCTL2 = FWKEY + FSSEL1 + (28);
}

//QUESTA FUNZIONE CONSENTE DI CANCELLARE UN SEGMENTO DEL QUALE
//SI SPECIFICA UN INDIRIZZO AL SUO INTERNO in ptrFlash
void EraseFlashSegment( char *ptrFlash )
{
    dint();
    FCTL2 = FWKEY | 0x4B;
    FCTL3 = FWKEY;          // Clear Lock bit

    FCTL1 = FWKEY + ERASE; // Set Erase bit
    *ptrFlash = 0;
    // Si inizializza la cancellazione con un indirizzo dentro
    //il segmento desiderato

    FCTL3 = FWKEY | LOCK;

    eint();
}

//Questa funzione scrive in memoria flash (un byte) vettore di bit
void WriteFlash( char *ptrFlash_p, char *string, int len)
//attesa scrittura, @ 4MHz, 35/fFTG 444KHz 80 uS.
{
    char *Flash_ptr_l;
    int i;
    Flash_ptr_l = ptrFlash_p; // Initialize Flash pointer
    dint();
    while(BUSY & FCTL3);
    FCTL3 = FWKEY;
    FCTL1 = FWKEY + WRT; // Set WRT => bit =1 for write operation
    for (i=0; i<len; i++)
    {
        *Flash_ptr_l = *string ;
        Flash_ptr_l++;
        string++;
    }
    FCTL1 = FWKEY; // Clear WRT => bit =0
    FCTL3 = FWKEY + LOCK; // Reset LOCK bit
    eint();
}
```

```
void ReadFlash( char *ptrFlash_p, char *string, int len){
    char *Flash_ptr_l;
    int i;
    Flash_ptr_l = ptrFlash_p;    // Initialize Flash pointer
    dint();                      //sono gia disabilitati ma verificare
    //che si usa sempre quando disabilitati
    while(BUSY & FCTL3);
    FCTL3 = FWKEY;
    FCTL1 = FWKEY;    // Set WRT => bit =1 for write operation
    for (i=0; i<len; i++)
    {
        *string = *Flash_ptr_l ;
        Flash_ptr_l++;
        string++;
    }
    FCTL1 = FWKEY;          // Clear WRT => bit =0
    FCTL3 = FWKEY + LOCK;  // Reset LOCK bit
    eint();
}

//Questa funzione cancella la telemetria TMH
void delete_TMH(void)
{
    char i;
    char *Flash_ptr;          // Flash pointer
    Flash_ptr= (char *)FLASH_ZONE;
    for (i=0; i<3; i++)      // i= 200 telemetrie * 7 bytes ciascuna = 1400 bytes
    {                          // => 1400/512 = 3 segmenti
        EraseFlashSegment(Flash_ptr);
        Flash_ptr = Flash_ptr + 512;
    }
}
```

B.10 File uart.c

```
//Interfacciamento con il modulo UART e con alcune funzioni
// di utility per il debug del progetto
```

```
#include <msp430x22x4.h>
#include "uart.h"
#include "adc.h"
#include "check.h"
#include "flash.h"
#include <stdlib.h>
#include <string.h>
#include <limits.h>

void UART_Init(void)
{
//Inizializzo le code circolari
    ClearQueue(&coda_RX);
    ClearQueue(&coda_TX);
//reset
    UCAOCTL1 = (UCSWRST);

//Uart clk arriva da ACLK, quarzo a 32768 Hz
    UCAOCTL1 = (UCSSELO);
        //Parita' pari; 2 stop bit;
    UCAOCTL0 = (UCPEN | UCPAR | UCSPB);

        //Set baud rate 4800
    UCAOBRO = 6;
    UCAOMCTL = UCBRS_7;

//Settaggio porte
    P3SEL= (BIT4) | (BIT5);

//Abilito Interuppt in ricezione
    IE2 |= UCAORXIE;

UCAOCTL1 &= ~(UCSWRST); //disattivo reset
}

// USCIAABORXinterrupt service routine
wakeupt interrupt (USCIABORX_VECTOR) UART_RX_int_service_routine (void){
if(!(UCAOCTL1 & UCRXERR)){ //Se non ci sono errori
if(!queue_wr(&coda_RX,UCAORXBUF))
UART_SendMessage("\n\rCoda piena\0");
}
else { //Ricerca errori
```

```
UART_SendMessage("\n\rErr Type:\0");
if( UCAOSTAT & UCFE) UART_SendMessage("\n\rFraming Err\0");
if( UCAOSTAT & UCOE) UART_SendMessage("\n\rOverrun Err\0");
if( UCAOSTAT & UCPE) UART_SendMessage("\n\rParity Err\0");
}
}

//Function Transmits Integer from RXTXData Buffer
void UART_SendInt(int intero){
unsigned int i=0;
char buf[BUFFER_LENGTH];

for(i=0;i<BUFFER_LENGTH;i++) buf[i]='0'; //Buffer clear
itoa(intero,buf,10); //Int conv
UART_SendMessage(buf);

}

//Inserisce una stringa nella coda di trasmissione
inline void UART_SendMessage(char *buf){
volatile unsigned int i=0;
dint(); //disabilito interrupt
for(i=0; buf[i]!='\0';i++) TRASMETTI(buf[i]);

eint(); //riabilito int
}

inline void Com_TX(void){

while(UCAOSTAT && UCBSY ); // Attesa l'UART sia libero
UCAOTXBUF = queue_rd(&coda_TX); //Invio dato

}

//Chiamata periodicamente se si sono ricevuti caratteri.
//Controlla la presenza di un comando UML e fa il necessario
void Com_RX(void){
char rx_char;
unsigned int i;
//Lettura dato ricevuto dalla coda
rx_char=queue_rd(&coda_RX); //Legge il carattere
switch (rx_char){ //Controlla se corrisponde ad un comando UML
```

```
case ACK: break; //comportamento non definitivo, per ora niente.
case NACK: break; //comportamento non definitivo, per ora niente.
case RQ_PAN_DATA: //Telecomando: GET POWER TELEM PAN
if(conv_abil){ //Solo se l'ADC è on ed anche i circuiti esterni
TRASMETTI(ACK);
PAN_DATA(); //Macro che assembla il pacchetto
#ifdef DEBUG
//Se in modalità debug trasmette anche l'intero, che compare a video
UART_SendInt(T_pan);
#endif
}
else TRASMETTI(NACK);
P2OUT = ~P2OUT; //Led toggle
break;
case RQ_BAT_DATA: //Telecomando: GET POWER TELEM BAT
if(conv_abil){ //Solo se l'ADC è on ed anche i circuiti esterni
TRASMETTI(ACK);
BAT_DATA(); //Macro che assembla il pacchetto
#ifdef DEBUG
//Se in modalità debug trasmette anche l'intero, che compare a video
UART_SendInt(T_batt);
#endif
}
else TRASMETTI(NACK);
P2OUT = ~P2OUT; //Led toggle
break;
case STOP_ACQ: //Telecomando: STOP POWER TELEM
sleep=1; //Abilita low-power mode
shut_down_acq(); //Spegne ADC e circuiti esterni
conv_abil=0; //Setta il flag ke dice a tutti ke l'ADC è fermo
TRASMETTI(ACK);
P2OUT = ~P2OUT; //Led toggle
break;
case START_ACQ: //Telecomando: START POWER TELEM
sleep=0; //Disabilita low-power mode
ADC_Init(); //Configura ADC e circuiti esterni
START_ADC(); //Attiva ADC
conv_abil=1;
P2OUT = ~P2OUT; //Led toggle
break;
case RQ_EXT_DATA:
//Solo se l'ADC è on ed anche i circuiti esterni
    if(conv_abil){
```

```

        unsigned char vettore_temp_tel[N_CH]={0x00};
        unsigned int j;
        TRASMETTI(ACK);
        //Leggi cento dati TBD, a colpi di N_CH
for(i=100;i>0;i--){
            if((flash_index-i-N_CH)>FLASH_ZONE) //Leggi se ok
ReadFlash(FLASH_ZONE+(char *) (flash_index-i-N_CH), (char *)vettore_temp_tel,N_CH);
            else //Leggi se fuori dal campo
ReadFlash(FLASH_ZONE+(char *) (flash_index-i-N_CH+N_CH*MAX_N_TEL),
(char *)vettore_temp_tel,N_CH);
                for(j=0;j<N_CH;j++){
                    TRASMETTI(vettore_temp_tel[j]);
                    TRASMETTI(0x00);
                }
            }
        }
    else TRASMETTI(NACK);
P2OUT = ~P2OUT; //Led toggle
break;
default:
TRASMETTI(rx_char); //echo reply per debug
break;
}
}

//Inizializza una coda circolare
inline void ClearQueue(queue *my_queue){
my_queue->head=0;
my_queue->tail=0;
my_queue->full=0;
}

//Legge un carattere dalla coda
inline char queue_rd(queue *my_queue){
char tmp;
dint();
tmp=my_queue->buf[my_queue->tail++]; //Lettura valore
my_queue->tail %= BUFFER_DIM;
my_queue->full=0;
eint();
return tmp;
}

//Inserisce un carattere in coda. Se fallisce rit 0, se no rit 1
int queue_wr(queue *my_queue,char tmp){

```

```
if(!(my_queue->full)){ //Se non è pieno
dint();
my_queue->buf[my_queue->head++]=tmp; //Inserisci
my_queue->head %= BUFFER_DIM;
if(my_queue->head == my_queue->tail) //Si è riempito?
my_queue->full=1;
eint();
return 1;
}
else return 0;
}
```

```
//1 se la coda è vuota.
int isEmpty(queue *my_queue){
dint();
if(my_queue->head == my_queue->tail){
if(my_queue->full==0) {
eint();
return 1;
}
else {
eint();
return 0;
}
}
else {
eint();
return 0;
}
}
```

Bibliografia

- [1] Takahiro Aoki, Ryota Kasai, and Masaaki Tomizawa. Numerical analysis of heavy ion particle-induced cmos latch-up, 1986.
- [2] Product assurance and safety department. Derating requirement applicable to electronic, electrical and electro-mechanical components for esa space systems. Technical report, ESA, April 1992.
- [3] Tom Bleier, Paul Clarke, Jamie Cutler, Louis DeMartini, Clark Dunson, Scott Flagg, Allen Lorenz, and Eric Tapio. Quakesat lessons learned: Notes from the development of a triple cubesat. Technical report, Stanford University, 2004.
- [4] Marco Borri. Progetto e realizzazione degli apparati di sviluppo, collaudo ed integrazione del satellite picpot. Master's thesis, Politecnico di Torino, 2007.
- [5] Marco Ceroni. Progetto e realizzazione del satellite picpot: Gestione celle solari e batterie. Master's thesis, Politecnico di Torino, 2005.
- [6] Adriano Comai. Introduzione a uml, 2006.
- [7] E. Haseloff. Latch-up, esd and other phenomena. *Texas Instrument application report*, 2000.
- [8] Kendal, Scott, and Lunn. *Introduzione all'UML*. McGraw-Hill collana Schaum's, Milano, 2000.
- [9] Matthew Long, Allen Lorenz, Greg Rodgers, Eric Tapio, Glenn Tran, Keoki Jackson, and Robert Twiggs. A cubesat derived design for a unique academic research mission in earthquake signature detection.
- [10] NASA. Space radiation effects on electronic componets in low-earth orbit. *Preferred reliability Practices no. PD-ED1258*, 1996.
- [11] OMG. Sito ufficiale dell'uml, 2005.
- [12] Davide Paolo Piazza. Architettura del satellite picpot2. Master's thesis, Politecnico di Torino, 2006.
- [13] Stefania Parassiliti Provenza. Architettura del satellite picpot2. Master's thesis, Politecnico di Torino, 2006.
- [14] Reed, Kinnison, Pickel, Buchner, Marshall, and Kniffin abd LaBel. Single-event effects ground testing and on-orbit rate prediction methods: the past, present and future, 2003.
- [15] Application Report. Li-ion battery charger solution using the msp430. Technical report, Texas Instrument, December 2005.

- [16] Jake A. Schaffner. The electronic system design, analysis, integration and construction of the cal poly state university cp1 cubesat. Technical report, Cal Poly State University, 2002.
- [17] Stefano Speretta. Collaudo ed integrazione del satellite universitario picpot. Master's thesis, Politecnico di Torino, 2006.
- [18] Stefano Speretta, Leonardo M. Reyneri, Claudio Sansoé, Maurizio Tranchero, Claudio Passerono, and Dante Del Corso. Modular architecture for satellites. In *IAC-07-B4.7.09*. Politecnico di Torino, 2007.
- [19] Maurizio Tranchero. Progetto e realizzazione del satellite picpot: Processore di bordo. Master's thesis, Politecnico di Torino, 2005.