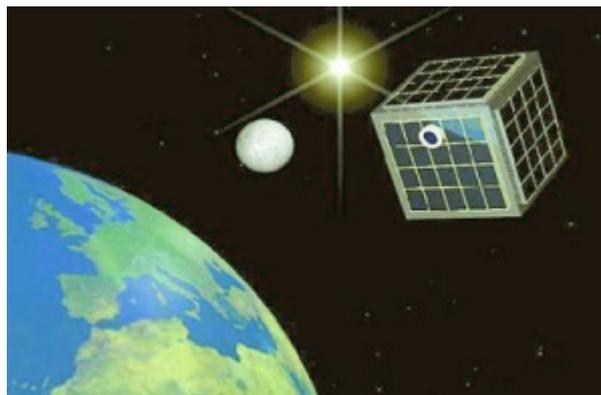




UNIVERSITA' DEGLI STUDI DI TRIESTE  
*Facoltà di ingegneria*

# Sistema di Alimentazione del Satellite AtmoCube



**Laureando:**  
*Walter Caharija*

**Relatore:**  
*Chiar.mo Prof. Mario Fragiacom*

**Correlatore:**  
*Chiar.mo Prof. Sergio Carrato*

ANNO ACCADEMICO 2005-2006



*Non è perché le cose  
sono difficili  
che non osiamo,  
ma è perché non osiamo  
che sono difficili.*

**Seneca**



# Indice

<b>Introduzione</b>	<b>7</b>
<b>1 Architettura del sistema di alimentazione e bilancio energetico</b>	<b>8</b>
1.1 Struttura del satellite	8
1.1.1 Strumentazione di bordo	9
1.1.2 Ricetrasmittitore	10
1.1.3 Controllo e Dati	11
1.2 Energia a disposizione	11
1.3 Funzionamento del satellite	12
1.4 Architettura del sistema di alimentazione	12
1.5 Calcolo del consumo energetico	15
1.6 Ulteriori considerazioni e attendibilità dei risultati	18
<b>2 I blocchi di alimentazione</b>	<b>19</b>
2.1 La sorgente di energia	19
2.2 I condensatori da utilizzare	20
2.3 Alimentazione dell'amplificatore di potenza (PA)	21
2.3.1 Funzionamento dell'integrato LT3481	21
2.3.2 Compensazione in frequenza	22
2.3.3 Il carico e la compatibilità elettromagnetica	24
2.3.4 Configurazione circuitale e dimensionamento dei componenti	25
2.3.5 Simulazioni in ambiente LTspice/SwitcherCAD III	35
2.4 Alimentazioni da 3.3V e 5V di bassa potenza	37
2.4.1 Funzionamento dell'integrato LT3470	38
2.4.2 Configurazione circuitale e dimensionamento dei componenti	39
2.4.3 Simulazioni in ambiente LTspice/SwitcherCAD III	44
2.5 Alimentazione del MODEM ADF7020	46
2.6 Interruttori elettronici a MOSFET	48
<b>3 Circuiti stampati degli alimentatori</b>	<b>51</b>
3.1 Layout Alimentatore 5V, 2A per l'amplificatore di potenza a RF	52
3.2 Layout Alimentatore 5V, 200mA	55
3.3 Layout Interruttore elettronico a MOSFET	58
3.4 Realizzazione degli stampati	58

<b>4</b>	<b>Conclusioni</b>	<b>60</b>
	<b>Appendici</b>	
<b>A</b>	<b>Consumo energetico giornaliero</b>	<b>62</b>
<b>B</b>	<b>Potenza assorbita nell'arco di 24h di attività</b>	<b>65</b>
<b>C</b>	<b>Schema elettrico dell'alimentatore da 5V, 2A</b>	<b>67</b>
<b>D</b>	<b>Schemi elettrici degli alimentatori da 5V, 200mA e 3.3V, 200mA</b>	<b>69</b>
<b>E</b>	<b>Schema elettrico dell'alimentatore da 3.3V, 100mA a basso ripple di uscita</b>	<b>72</b>
	<b>Bibliografia</b>	<b>75</b>

# Introduzione

Lo scopo di questo elaborato è la realizzazione di un possibile sistema di alimentazione per il satellite AtmoCube. Particolare interesse riveste dunque il bilancio energetico del veicolo.

AtmoCube, un picosatellite di forma cubica della classe CubeSat, opererà ad una quota compresa tra i 500 e i 600km ed è stato ideato allo scopo di effettuare alcune misure di Space Weather. La strumentazione scientifica di bordo, che consiste in un magnetometro e in uno spettro-dosimetro, consentirà di produrre delle mappe dettagliate del campo magnetico terrestre e del flusso delle radiazioni incidenti. Il satellite sarà inoltre dotato di un GPS che permetterà di associare ai dati scientifici rilevati il punto e l'istante di misura. Infine, esso raccoglierà una serie di informazioni relative ai propri parametri (temperatura, energia disponibile, ...) che permetteranno di acquisire un maggiore know-how sulla progettazione di sistemi elettronici per impiego aerospaziale.

Il progetto del sistema di alimentazione è stato sviluppato partendo dal lavoro svolto da De Din Marco [1] sulle celle solari, le sorgenti di energia del satellite.

Si è cercato, quindi, di individuare le specifiche fondamentali che l'alimentazione deve soddisfare e di scegliere soluzioni quanto più versatili, per garantire una certa elasticità ad un'eventuale futura modifica.

In particolare, nel Capitolo 1, il satellite è analizzato da un punto di vista esclusivamente energetico e strutturale. Vi è, infatti, descritta una possibile simulazione realistica per il calcolo del budget di energia, della quale sono poi discussi i risultati. Assieme alla valutazione dei consumi, è definita inoltre l'architettura del sistema di alimentazione.

Il Capitolo 2 descrive il progetto vero e proprio dei vari elementi del sistema, quali l'alimentatore del trasmettitore, gli alimentatori di bassa potenza e gli interruttori elettronici a MOSFET. Oltre al riassunto delle scelte effettuate e all'introduzione degli schemi circuitali realizzati sono discussi anche i risultati delle innumerevoli simulazioni svolte.

Il Capitolo 3, infine, espone la realizzazione dei prototipi PCB degli alimentatori realizzati. Sono descritte le soluzioni costruttive necessarie per schermare il sistema di alimentazione e per minimizzare, per quanto possibile, i disturbi EM da esso generati.

# Capitolo 1

## Architettura del sistema di alimentazione e bilancio energetico

I punti di partenza per lo sviluppo del sistema di alimentazione sono la definizione della sua architettura e il bilancio energetico del satellite. Il seguente capitolo descrive le scelte progettuali di base, espone il procedimento seguito per la realizzazione di una simulazione in MATLAB e presenta, commentandoli, i risultati ottenuti. Tali risultati sono di fondamentale importanza per quanto riguarda l'operatività e il funzionamento di AtmoCube. Infine, è opportuno rilevare che la simulazione descritta ha costituito, durante tutta la fase di progetto, un fondamentale punto di riferimento in termini di budget energetico.

### 1.1 Struttura del satellite

Il primo passo per il progetto del sistema di alimentazione è l'analisi delle caratteristiche di ciascun blocco costituente il satellite:

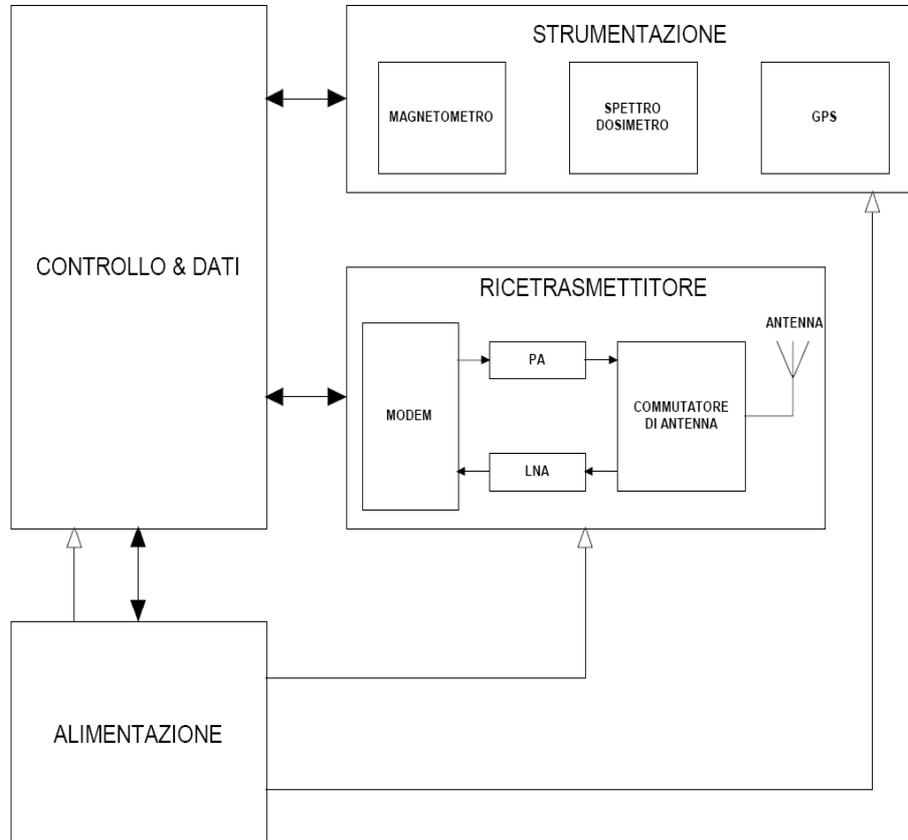


Fig. 1.1 Schema a blocchi del satellite

## 1.1.1 Strumentazione di bordo:

### Magnetometro

Il magnetometro, modello HMC2003 prodotto dalla Honeywell, è un sensore ibrido costituito da tre magnetoresistenze in permalloy e da un'interfaccia elettronica dedicata. Esso misura il campo magnetico lungo i tre assi (x, y, z) del sistema di riferimento locale, fornendo così informazioni complete su modulo, direzione e verso della grandezza vettoriale.

Essendo però il permalloy un materiale ad alta permeabilità  $\mu$ , il sensore necessita di un circuito di set/reset per l'allineamento dei domini magnetici prima dell'esecuzione di ciascuna misura:

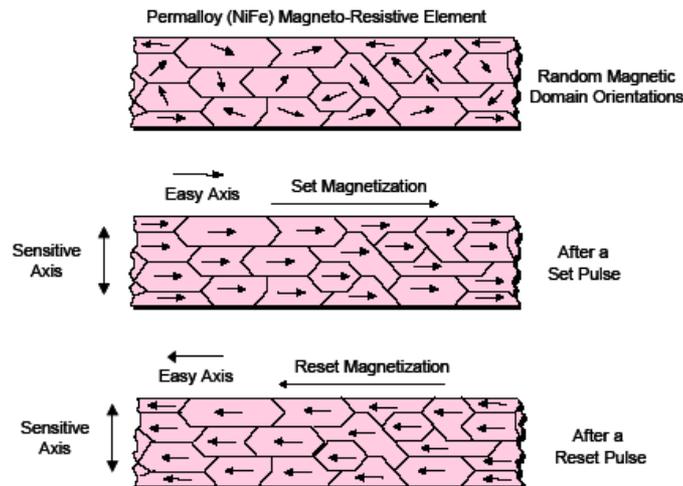


Figura 1.2 Permalloy: allineamento dei domini magnetici

Nel transitorio di set/reset il dispositivo richiede un breve ma intenso impulso di corrente generato da un circuito RC. Dunque, in quest'intervallo di tempo, il sistema di alimentazione dovrà fornire allo strumento, oltre alla normale corrente richiesta, anche tale corrente di spunto.

Di seguito sono elencate le informazioni sull'alimentazione del magnetometro:

Funzionamento normale	
VDC [V]	6 ÷ 15
I <sub>max</sub> [mA]	20

Tabella 1.1 Funzionamento normale del magnetometro

Circuito di SET/RESET	
I <sub>max</sub> [A]	5
Durata Impulso* (μs)	2

Tabella 1.2 Circuito di reset del magnetometro

\* La durata dell'impulso corrisponde alla costante di tempo del circuito RC che lo genera.

### Spettro – dosimetro

Lo spettro – dosimetro, un Liulin mini, è il principale strumento scientifico presente a bordo di AtmoCube. Esso misurerà lo spettro delle radiazioni incidenti sul satellite e non richiede particolari accorgimenti per quanto riguarda l'alimentazione:

VDC [V]	8 ÷ 12
I <sub>max</sub> [mA]	15

*Tabella 1.3 Consumi dello spettro – dosimetro*

### GPS

Il sistema GPS (Lassen LP) fornirà in tempo reale la posizione del satellite nello spazio, associando così una posizione ai dati misurati dallo spettro – dosimetro e dal magnetometro. Esso sarà provvisto di un'antenna attiva.

I consumi sono riportati nella seguente tabella:

VDC [V]	3.3 ± 0.3
I <sub>max</sub> [mA]	67

*Tabella 1.4 Consumi GPS*

## **1.1.2 Ricetrasmittitore:**

### Amplificatore di potenza

L'amplificatore di potenza del trasmettitore, attualmente ancora in fase di sviluppo, è un amplificatore con stadio finale funzionante in classe C. Il suo compito è di elevare fino a 2-3W la potenza del segnale a radiofrequenza (437MHz). Il rendimento del dispositivo può essere stimato, in prima approssimazione, attorno al 40-50% circa. L'alimentazione richiesta è stata concordata a 5V.

Non avendo ancora dati precisi al riguardo, si può considerare la potenza massima richiesta dall'amplificatore pari a 8W; il dato è riferito alla condizione peggiore (potenza del segnale di uscita 3W, rendimento 40%).

### LNA (Low Noise Amplifier)

L'amplificatore a basso rumore costituisce il primo stadio del ricevitore. Anch'esso è attualmente ancora in fase di sviluppo ma si può affermare con certezza che la corrente assorbita dal dispositivo non supererà i 20-30mA. Anche in questo caso l'alimentazione è stata convenuta a 5V.

Complessivamente, si può ritenere che la potenza massima richiesta dal LNA non supererà i 200mW (worst case).

### Modem ADF7020

Il circuito integrato ADF7020 (Analog Devices) svolge la funzione di modulatore/demodulatore FSK e può essere interfacciato direttamente al controllore del satellite. Il modem presenta un oscillatore locale interno, di conseguenza la tensione di alimentazione dovrà essere molto stabile. I consumi dell'integrato sono riportati nella tabella che segue:

VDC [V]	2.3 ÷ 3.6
I <sub>max</sub> [mA]	30

*Tabella 1.5 Consumi MODEM ADF7020*

### Commutatore d'antenna

Per quanto riguarda il commutatore di antenna, non c'è ancora una soluzione definitiva. Le opzioni sono diverse: commutatore RF a diodi PIN, relè, switch integrati, ecc.

L'alimentazione del dispositivo è stata concordata a 5V. Qualora però si scelgano dei diodi PIN, si dovrà disporre anche di una tensione negativa, modificando leggermente il progetto.

In ogni modo, si può ritenere che il dispositivo non superi i 100mW di consumo.

## **1.1.3 Controllo e Dati:**

Tale blocco sarà realizzato con uno o molto più probabilmente due microcontrollori (di cui uno destinato al power management) alimentati a 5V.

E' lecito ipotizzare che la logica di controllo non richieda potenze superiori a 200mW.

## **1.2 Energia a disposizione**

Nella stragrande maggioranza dei satelliti l'energia è ottenuta convertendo la radiazione solare in potenza elettrica per mezzo di pannelli fotovoltaici. L'AtmoCube sarà dotato di 15 pannelli Tecstar di dimensioni  $63.4 \times 38.7$ mm e spessore 0.36mm, disposti in gruppi da tre su ciascuna faccia del satellite, esclusa quella perennemente rivolta verso terra. Tale soluzione è stata concepita al fine di sfruttare al meglio l'illuminamento su tutti i lati del satellite.

Lo studio dei pannelli, il loro interfacciamento e la stima della potenza elettrica effettivamente fornita sono stati eseguiti da Marco De Din in [1].

Le conclusioni che si possono trarre dall'analisi orbitale in [1] riguardano la periodicità con cui il Sole può assicurare l'approvvigionamento energetico nell'arco di un anno; è possibile, quindi, determinare l'effettiva energia a disposizione su base giornaliera (24h), identificando un limite superiore oltre il quale non è opportuno spingersi.

Partendo dai dati in [1] è possibile impostare i vincoli di consumo energetico per i sistemi installati a bordo del satellite. Tali informazioni permettono di procedere in diversi modi: nel nostro caso considereremo la condizione peggiore, in altre parole si assumerà che l'energia disponibile ogni giorno sia di 45Wh (il minimo assoluto nei risultati delle simulazioni in [1]) e si limiteranno i consumi a tale valore. L'energia in eccesso verrà immagazzinata negli accumulatori di bordo e assicurerà una buona autonomia durante i periodi di eclisse.

E' chiaro, quindi, che un obiettivo fondamentale del progetto è il massimo rendimento del sistema di alimentazione, così da rendere disponibile una quantità di energia il più possibile prossima a quella, stimata in [1], fornita dai pannelli.

## 1.3 Funzionamento del satellite

Per calcolare il budget energetico del satellite AtmoCube, è necessario fare alcune considerazioni sulla sua operatività.

AtmoCube, una volta in orbita, eseguirà misure del campo magnetico terrestre e delle radiazioni incidenti. Il GPS assocerà ad ogni misura le coordinate del punto in cui essa è stata eseguita, e le informazioni così raccolte saranno poi trasmesse a terra.

Le misure, secondo i dati di riferimento in [2], saranno eseguite ogni  $15^\circ$  di rotazione attorno alla Terra, il che significa 24 misure per rivoluzione, una ogni cinque minuti circa. Prima di ogni misura deve essere fornito al magnetometro un impulso di RESET. Il ciclo di misura completo è di circa 21s per il magnetometro e di 20s per lo spettro-dosimetro. Nella simulazione sono stati scelti tempi di 30s, al fine di garantire un certo margine di capacità operativa.

In definitiva dunque, ha senso mantenere in funzione il magnetometro e lo spettro-dosimetro solo per il tempo necessario all'esecuzione delle misure e al trasferimento dei dati al controllore. Questo consentirebbe al satellite un non indifferente risparmio di energia.

Per quanto riguarda invece il GPS, poiché necessita di un intervallo di tempo non trascurabile (ed entro certi limiti aleatorio) per agganciarsi ai satelliti di riferimento, è opportuno che esso rimanga perennemente in funzione.

Diverse considerazioni devono essere fatte sul funzionamento del sistema di ricetrasmisione. Il satellite, periodicamente, trasmetterà un segnale di riconoscimento, detto beacon, che, se ricevuto dalla stazione di terra, darà inizio alla comunicazione. Non ci sono però ancora dati precisi sul beacon da utilizzare né sui tempi della sua trasmissione. Di conseguenza, durante i tempi di attesa, nella valutazione del bilancio energetico, si supporrà in funzione il solo sistema di ricezione. L'intero sistema di ricetrasmisione sarà invece supposto pienamente operativo durante i tempi di accesso.

E' indispensabile quindi considerare i tempi di accesso e di attesa del satellite ottenuti con le simulazioni di Alessandro Cuttin in [2].

Per ultimo, il sistema di controllo e gestione dei dati sarà, almeno in parte, sempre in funzione.

## 1.4 Architettura del sistema di alimentazione

Al fine di garantire un'elevata affidabilità ed una notevole elasticità del sistema di alimentazione, è stato progettato un sistema distribuito ad alta ridondanza, facilmente interfacciabile con il microprocessore. Un altro fatto che incoraggia tale scelta è l'assenza di limiti sul costo, essendo il pezzo da realizzare unico.

Come traspare dai due schemi a blocchi che seguono, ogni blocco funzionale del satellite è dotato di un proprio circuito di alimentazione. Particolare attenzione richiede il ricetrasmittitore, in cui ogni sottosistema richiede un alimentatore proprio. Questo perché, all'accensione, è opportuno che ogni dispositivo del Rx/Tx "veda" l'impedenza di carico per la quale è stato progettato. In caso contrario si potrebbero innescare delle oscillazioni dannose per il modem. La distribuzione dell'alimentazione nel ricetrasmittitore consente quindi di implementare delle sequenze corrette di accensione al fine di evitare transitori pericolosi e situazioni non previste. Non solo, è possibile inoltre ottimizzare il consumo energetico e, qualora il blocco LNA si guasti, il trasmettitore potrà sempre funzionare e trasmettere dati verso terra.

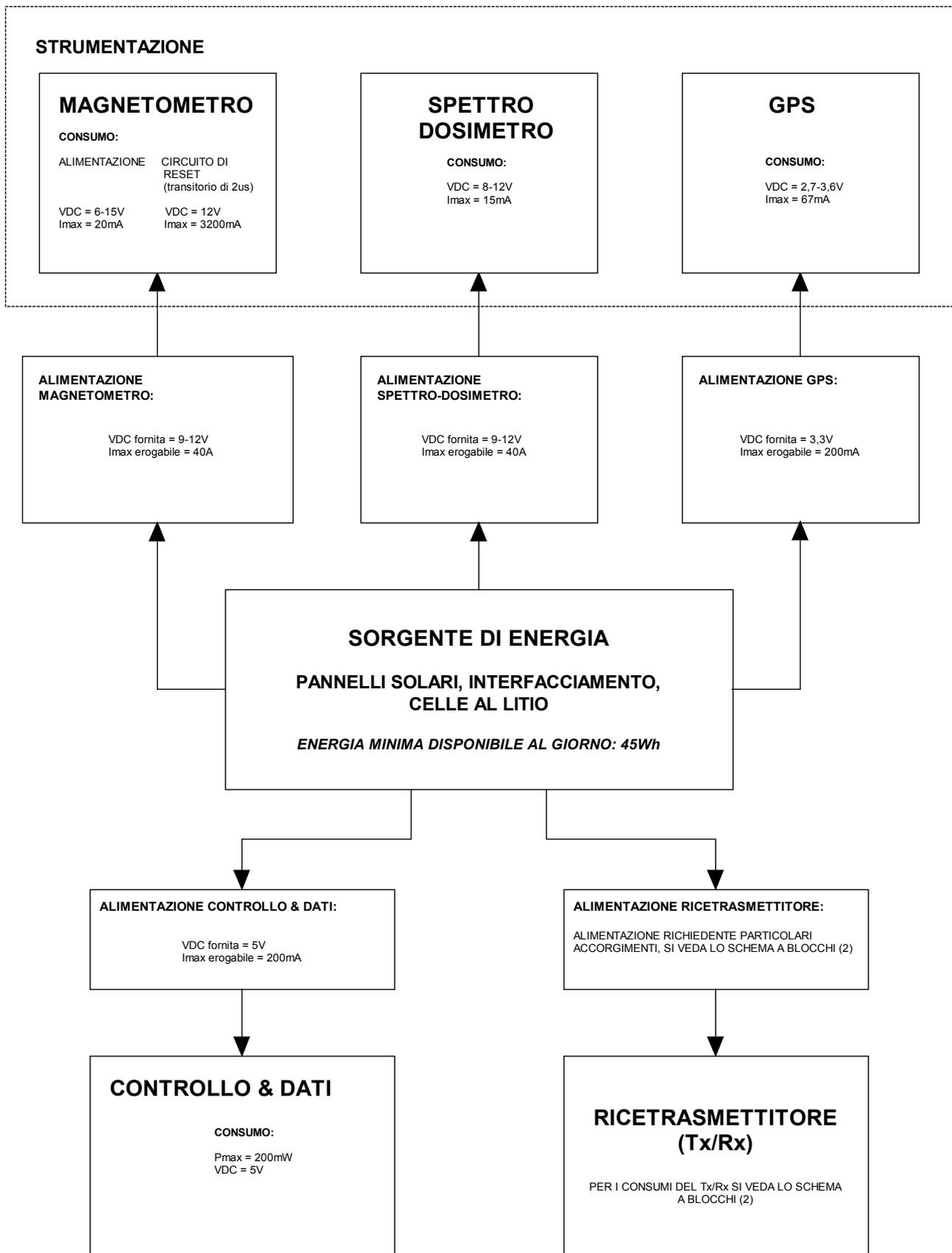


Fig. 1.3 Schema a blocchi del sistema di alimentazione (1)

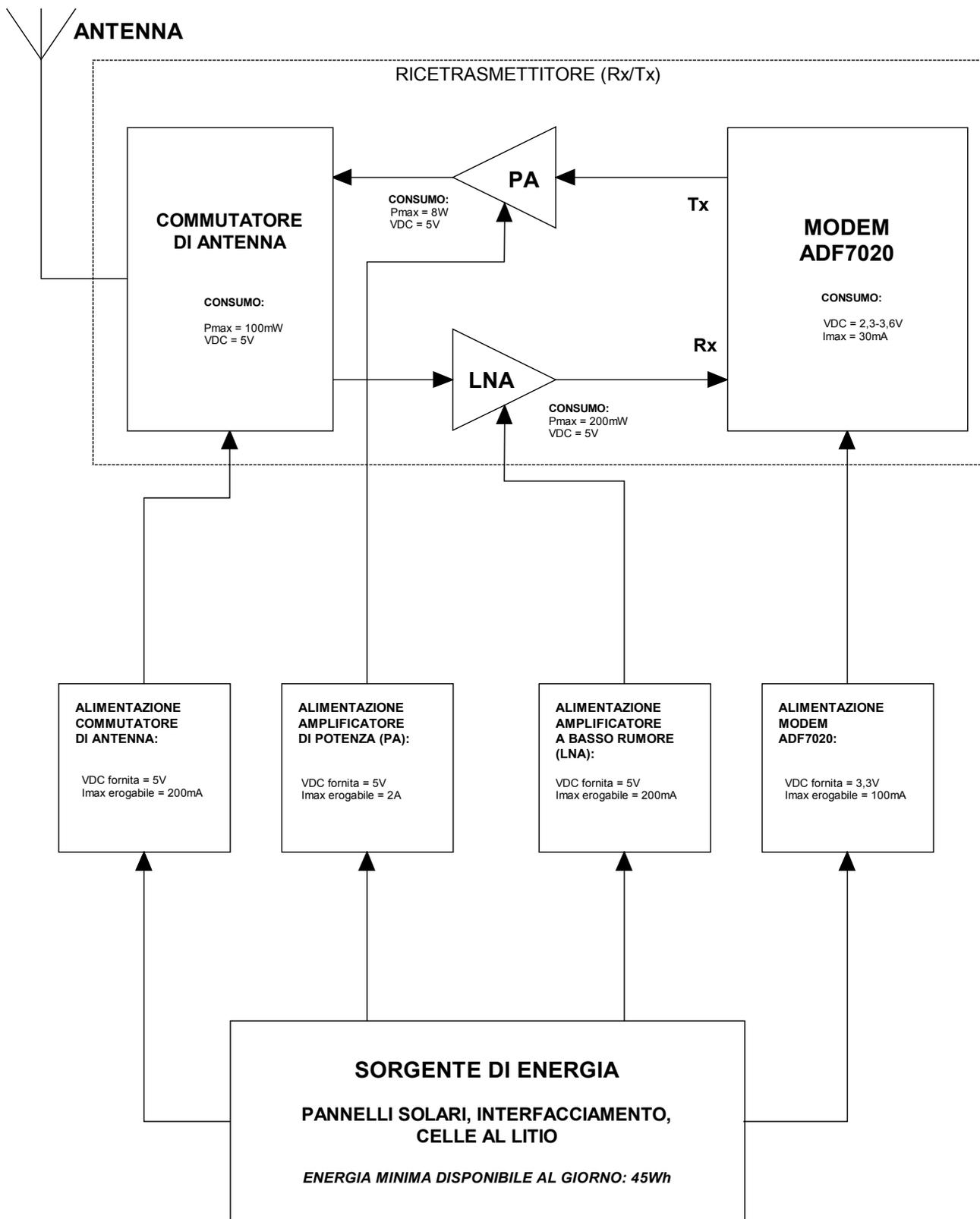


Fig. 1.4 Schema a blocchi del sistema di alimentazione (2)

## 1.5 Calcolo del consumo energetico

Il calcolo del bilancio energetico è stato realizzato su base giornaliera. Sono state eseguite due simulazioni in ambiente MATLAB: per quanto riguarda la prima (file `p_cons0_4.m`), sfruttando la disponibilità di valori attendibili dei tempi di accesso e di attesa, sono stati calcolati i consumi del satellite giorno per giorno in un arco di tempo pari a circa 6 mesi, ricavando così il valore medio, nonché il consumo massimo e minimo. Per quanto riguarda invece la seconda (file `E_6mesi02.m`), si sono prese in considerazione le 24 ore più onerose dal punto di vista energetico (quelle in cui i tempi di accesso, quindi le comunicazioni con la stazione di terra, sono più frequenti). Lo scopo di questa seconda simulazione è di valutare l'effettivo peso dei picchi di RESET del magnetometro, dell'amplificatore di potenza e degli strumenti di misura nel bilancio energetico giornaliero.

Per calcolare il consumo energetico del satellite si possono individuare nei paragrafi precedenti le seguenti ipotesi fondamentali:

- Al fine di eseguire una valutazione del tipo "worst case", le potenze di consumo prese in considerazione sono le massime richieste dai vari blocchi del satellite.
- Le simulazioni sono eseguita considerando permanentemente in funzione i blocchi GPS, Controllo & Dati e l'intero sistema di ricezione (modem ADF7020, LNA, commutatore d'antenna).
- In corrispondenza all'esecuzione di ciascuna misura è prevista l'attivazione in sequenza del magnetometro (per il tempo  $T_{mag} = 30s$ ) e dello spettro-dosimetro (per il tempo  $T_{sd} = 30s$ ). All'accensione del magnetometro è prevista una condizione di RESET dello strumento, durante la quale esso richiede un picco di corrente.
- Durante il tempo di accesso il satellite non esegue misure e tutto il sistema di ricetrasmisione (modem ADF7020, LNA, PA, commutatore d'antenna) è supposto completamente attivo.

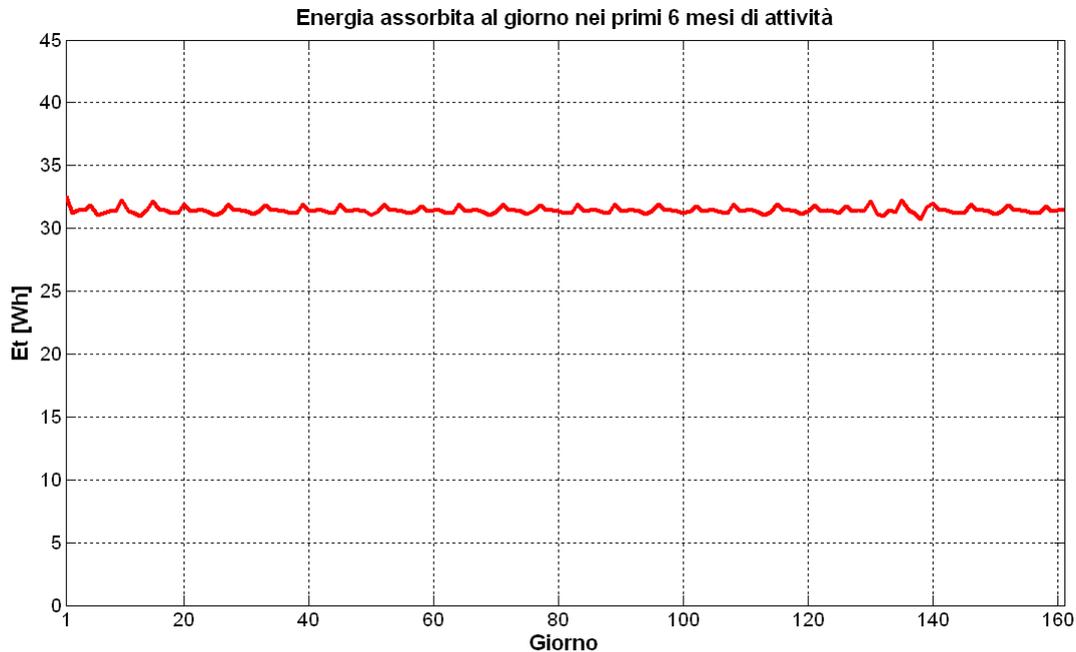
Il due programmi, inoltre, prendono in considerazione i rendimenti dei blocchi di alimentazione; i valori inseriti saranno giustificati nei paragrafi riguardanti la realizzazione fisica degli alimentatori. I tempi di attesa e di accesso, ottenuti nelle simulazioni sull'orbita eseguite da Cuttin Alessandro in [2], sono riferiti ad un angolo di elevazione minima di  $10^\circ$ . Infine, la soglia massima di consumo energetico, in 24h di funzionamento, è stata estratta dalle simulazioni svolte da De Din Marco in [1].

La struttura delle due simulazioni è concettualmente simile: in entrambe il calcolatore quantifica la potenza totale assorbita dal satellite in ogni secondo di funzionamento nell'intervallo di 24h. Il calcolo è eseguito tenendo conto degli intervalli di misura e dei tempi di accesso e di attesa; si tratta, infatti, di parametri che determinano il funzionamento di AtmoCube.

La potenza così ottenuta (essa è funzione del tempo), è poi integrata sull'intervallo di 24h ottenendo così l'energia consumata dal satellite.

Ma mentre nella seconda simulazione ci si accontenta delle peggiori 24h, nella prima il programma esegue il calcolo per ciascun giorno del periodo preso in considerazione. L'arco di tempo valutato è quello su cui Cuttin Alessandro in [2] ha eseguito le simulazioni dell'orbita, ricavando i tempi di accesso e di attesa. Si tratta, all'incirca, dei primi 6 mesi di attività del satellite.

### **Risultati della prima simulazione:**



*Fig. 1.5 Andamento dell'energia assorbita dal satellite nel corso dei primi 160 giorni di attività (i dati in ordinata si riferiscono all'energia assorbita in 24 ore)*

Dai risultati si ricavano le seguenti informazioni:

Et MEDIA = 31.4396 Wh

Et MIN = 30.7664 Wh giorno 138

Et MAX = 32.5840 Wh giorno 1

L'energia assorbita è massima il primo giorno di funzionamento, ovvero subito dopo il lancio. Tale dato è però solo teorico; difficile che il satellite sia completamente operativo immediatamente dopo l'entrata in orbita.

In ogni modo, dai parametri sopra esposti si deduce che, anche nelle 24h di massimo consumo, l'energia assorbita è del 30% circa inferiore alla soglia dei 45Wh. E' un risultato confortante, che garantisce un buon margine di sicurezza soprattutto se si considera che la simulazione è stata eseguita ipotizzando le condizioni peggiori.

Osservando il grafico si può notare una certa periodicità dei consumi giornalieri; essa è dovuta alla periodicità con cui si ripetono i tempi di accesso e di attesa nell'arco dei 6 mesi considerati.

I risultati completi della simulazione sono allegati nell'appendice A.

## **Risultati della seconda simulazione:**

OUTPUT FILE: sim2.dat  
DATA: 27-Nov-2006

```
-----  
-----  
-----  
-----  
-----  
-----  
-----  
-----  
-----  
-----  
-----  
-----
```

File: p\_cons0\_4.m  
Autore: Caharija Walter

```
-----  
ENERGIA TOTALE EROGATA IN 24h:  
Et = 31.3269 Wh
```

Et <= EtMAX  
Soglia massima di consumo energetico totale in 24h EtMAX = 45.0000 Wh RISPETTATA

```
-----  
ENERGIA EROGATA AL CIRCUITO DI RESET DEL MAGNETOMETRO IN 24h:  
EmagRT = 0.00001262 Wh
```

ENERGIA TOTALE EROGATA AL MAGNETOMETRO IN 24h:  
EmagT = 0.7621 Wh

ENERGIA TOTALE EROGATA ALLO SPETTRO-DOSIMETRO IN 24h:  
Esd = 0.5716 Wh

ENERGIA EROGATA AL POWER AMPLIFIER IN 24h:  
Epa = 2.1660 Wh

ENERGIA EROGATA AI DISPOSITIVI IN FUNZIONAMENTO CONTINUO IN 24h:  
Econt = 27.8272 Wh  
-----

Osservando i risultati della seconda simulazione si può innanzi tutto notare come i picchi di potenza del magnetometro, dal punto di vista energetico, siano decisamente trascurabili. Gli strumenti di misura, poi, non presentano consumi eccessivi e nemmeno l'amplificatore di potenza influisce molto; non a caso si tratta di dispositivi a funzionamento intermittente. I consumi, infatti, sono determinati essenzialmente dai dispositivi in funzionamento continuo.

Queste conclusioni possono essere un invito ad implementare un'operatività intermittente del ricevitore durante i lunghi tempi di attesa. In ogni modo è da tenere ben presente che si tratta di risultati pessimistici: ci si aspetta, infatti, che i consumi siano inferiori a quelli stimati nella simulazione.

In appendice B è allegato il grafico della potenza nelle 24h di funzionamento.

## 1.6 Ulteriori considerazioni e attendibilità dei risultati

Nelle simulazioni non è stato valutato il comportamento del circuito di interfacciamento MPPT e degli accumulatori; ovvero i 45 Wh (minima energia elettrica fornita dai pannelli in 24h) sono supposti direttamente disponibili per le esigenze del satellite. Inoltre, tale valore limite è stato ottenuto nell'ipotesi di massimo rendimento delle celle solari (23%).

In realtà, il limite superiore di consumo andrebbe parzialmente rivisto considerando i seguenti elementi: le perdite sul circuito step-up di interfacciamento, l'efficienza dell'algoritmo di tracking e la resistenza interna delle batterie.

In ogni modo, dato il buon lavoro svolto nella progettazione del MPPT in [1], si può ragionevolmente supporre che le perdite non siano superiori al 10-15%. Il limite scende quindi a circa 38-40 Wh riducendo il margine dal 30% al 15-20%, valori, in ogni caso, non critici. Si tratta, comunque di affermazioni che necessitano di una verifica sperimentale in laboratorio. E' utile poi rilevare che i 45Wh sono l'energia convertita dai pannelli nelle orbite con minor illuminazione solare; nelle rimanenti tale valore è destinato ad aumentare [1].

L'assorbimento energetico, a parte gl'intervalli di trasmissione in cui la potenza erogata potrebbe raggiungere livelli di 8-9W, è decisamente uniforme (si vedano i grafici in appendice A). Come si è visto, gl'impulsi di RESET del magnetometro, essendo molto brevi (2  $\mu$ s), sono, dal punto di vista energetico, trascurabili. Non essendoci quindi intensi e improvvisi aumenti di potenza assorbita, si potrà garantire un buon equilibrio tra pannelli, accumulatori e utilizzatori.

Infine, qualora nell'implementazione del messaggio di beacon si scelga di realizzare un sistema a downlink (il satellite invia il messaggio di riconoscimento), la simulazione andrebbe leggermente modificata per valutare l'impatto energetico della sua periodica trasmissione, qualora invece ci si orienti verso un beacon da terra (uplink) la simulazione non necessita correzioni.

## Capitolo 2

# I blocchi di alimentazione

Calcolato il bilancio energetico del satellite AtmoCube, si passa alla progettazione dei singoli alimentatori. Il riferimento è l'architettura descritta e presentata nel paragrafo 1.4. Nel seguente capitolo è descritto lo sviluppo dei vari blocchi di alimentazione, sono quindi elencati i vincoli di progetto e sono giustificate tutte le scelte fatte. Le linee guida sono: rendimenti elevati, basse emissioni elettromagnetiche e buona immunità ai disturbi irradiati dagli'altri circuiti del satellite.

Ci si può quindi, fin da subito, orientare verso l'utilizzo di convertitori ad alta efficienza. Inoltre, gli inevitabili disturbi generati dall'alimentazione potrebbero provocare problemi negli'altri sistemi, in particolare nel ricevitore. Viceversa, la stessa alimentazione, a sua volta, è una possibile vittima di interferenze elettromagnetiche; particolarmente preoccupanti sono quelle generate dal circuito a radiofrequenza nella fase di trasmissione. Si dovrà quindi provvedere a confinare e schermare le parti più sensibili degli alimentatori.

## 2.1 La sorgente di energia

Il satellite ricaverà energia dal Sole attraverso i pannelli fotovoltaici; al fine di avere il massimo rendimento, le celle solari devono lavorare in un punto della loro caratteristica detto punto di massima potenza. Per garantire il funzionamento in tale punto, è necessario poter variare la loro tensione o corrente e interfacciare i pannelli in modo che quelli in ombra non facciano da carico a quelli illuminati. L'intero sistema di interfacciamento, che assolve i compiti indicati, è stato progettato in [1]: si sono utilizzati dei diodi per disconnettere i pannelli non illuminati ed è stato realizzato un circuito di tracking basato su di un convertitore boost (step-up) il cui segnale di comando è fornito da un microcontrollore PIC (Microchip) 16F877.

Il microcontrollore implementa un algoritmo MPPT (Maximum Power Point Tracker) del tipo Perturb & Observe. Esso misura la variazione della potenza erogata dalle celle solari e varia il duty-cycle del segnale PWM di comando. In questo modo il controllore modifica la tensione ai capi dei pannelli, fissa il loro funzionamento nel punto di massima potenza e fornisce energia agli'accumulatori e ai circuiti del satellite.

La batteria è costituita da tre accumulatori al litio collegati in serie; ai suoi capi ci sarà una tensione continua compresa tra 9V e 12V.

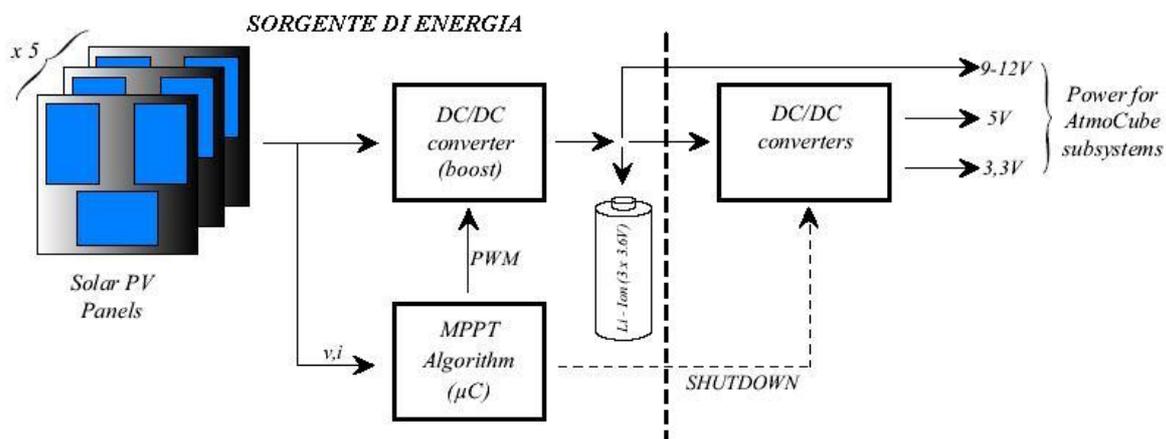


Fig. 2.1 La sorgente di energia, comune a tutti i blocchi di alimentazione, tratto da [1]

## 2.2 I condensatori da utilizzare

Componenti fondamentali dei circuiti di alimentazione sono i condensatori. La stima del loro comportamento sarà spesso oggetto di questo elaborato, dunque si introduce il circuito equivalente che è stato adoperato durante tutta la fase di sviluppo e si introducono alcune considerazioni fondamentali.

Saranno utilizzati esclusivamente condensatori ceramici prodotti dall'impresa giapponese Murata, data la disponibilità gratuita di componenti e la presenza di un tool di sviluppo di facile utilizzo, che fornisce tutte le caratteristiche dei condensatori.

Il circuito equivalente è stato scelto proprio in relazione ai parametri forniti dalla Murata. Il circuito è:



*Fig. 2.2 Circuito equivalente di un condensatore*

dove ESR è la resistenza equivalente serie, ESL è l'induttanza equivalente serie e C è la capacità. La ESR varia con la frequenza, mentre ESL e C variano con la tensione di polarizzazione ma tutti i parametri dipendono dalla temperatura.

Essendo l'affidabilità e la robustezza aspetti fondamentali dei sistemi elettronici del satellite, i condensatori scelti saranno tutti ceramici del tipo X7R:

- Intervallo di temperatura di funzionamento  $-55^{\circ}\text{C} - +125^{\circ}\text{C}$
- Massima var. di capacità in funzione della temperatura  $\pm 15\%$
- Sensibilità alla tensione di polarizzazione relativamente modesta
- ESR molto bassa alle frequenze di lavoro

L'unico inconveniente è il comportamento piezoelettrico di tali componenti: in corrispondenza ad una tensione ondulatoria essi vibrano leggermente generando onde acustiche. Se la frequenza di oscillazione è bassa (minore di 20kHz), essi generano un suono percepibile dall'orecchio umano. In ogni modo, il problema nello spazio non sussiste data l'assenza di atmosfera.

Scelti quindi esclusivamente condensatori ceramici del tipo X7R, ci si pone già un limite sulle capacità massime da utilizzare. La Murata, infatti, non produce (per limiti fisici di realizzabilità) condensatori ceramici X7R con capacità superiori ai  $22\mu\text{F}$ . Inoltre, all'aumentare della capacità, cala, ovviamente, la tensione massima sostenibile dal componente. Qualora si debbano utilizzare condensatori con capacità più elevate o si dovrà far ricorso a degli elementi elettrolitici al tantalio di buona qualità, oppure ci si affiderà al parallelo di più condensatori ceramici.

## 2.3 Alimentazione dell'amplificatore di potenza (Tx)

L'amplificatore di potenza è uno degli elementi critici per il sistema di alimentazione. Ad esso devono essere garantiti almeno 8W di potenza a 5V di tensione. Si intuisce immediatamente che, data l'elevata potenza, l'alimentatore destinato a fornire energia al PA deve essere caratterizzato da un'elevata efficienza, altrimenti le perdite potrebbero essere inaccettabili. Considerate poi le elevate correnti in gioco (1-2A), i disturbi da esso generati non saranno indifferenti.

Per ottenere un'efficienza elevata, la scelta si è orientata, fin dall'inizio, in direzione di un convertitore DC/DC switching del tipo buck (step-down). Si sono esaminati diversi regolatori integrati proposti dalla ST Microelectronics, dalla National Semiconductor e dalla Linear Technology. Alla fine, è stato scelto proprio un circuito integrato della Linear Tech., il LT3481. Le ragioni di questa decisione sono le seguenti: l'integrato LT3481 supporta in ingresso l'intervallo della tensione di batteria del satellite (9-12V), può fornire fino a 2A di corrente ed è facilmente configurabile per ottenere un'uscita a 5V. Inoltre, si tratta di un regolatore a ripple di uscita limitato e i datasheet sono ricchi di informazioni, note applicative e accorgimenti per realizzare un PCB ben schermato, a basse emissioni elettromagnetiche. Infine, cosa non da poco, la Linear Tech. fornisce gratuitamente un simulatore SPICE per il progetto di sistemi di alimentazione con integrati LT. Il nome del programma è LTSpice/SwitcherCAD III.

### 2.3.1 Funzionamento dell'integrato LT3481

(si faccia riferimento allo schema a blocchi in figura 2.3)

L'integrato LT3481 è un convertitore switching del tipo step-down con regolazione della tensione di uscita in corrente. L'oscillatore interno, la cui frequenza di oscillazione è fissata dal resistore RT, comanda un flip-flop SR, che, a sua volta, attiva l'interruttore a BJT. Un amplificatore/comparatore misura la corrente che scorre tra i pin Vin e SW, disattivando l'interruttore quando essa raggiunge il valore definito dalla tensione del piedino Vc. L'amplificatore di errore misura invece la tensione di uscita mediante il partitore R1, R2 (pin FB) e definisce il potenziale del pin Vc. Dunque, se l'uscita dell'amplificatore d'errore aumenta, aumenta anche la corrente fornita al carico, viceversa, se diminuisce, diminuisce anche la corrente di uscita.

Il sistema descritto, in modalità di funzionamento continua, consente di variare, in funzione del carico, il duty-cycle dell'onda quadra di tensione del pin SW.

Il LT3481 è dotato, inoltre, di un circuito di abilitazione (agisce sul piedino Vc), facilmente interfacciabile con un microcontrollore (livelli TTL).

Un regolatore interno (pin BIAS), fornisce energia al circuito di controllo sfruttando la tensione di ingresso o quella di uscita. Quest'ultima soluzione, se la tensione di uscita è superiore ai 3V, è più efficiente.

Per ridurre le perdite sull'interruttore a BJT, è bene che il transistor NPN saturi completamente quando è in conduzione. A questo scopo una tensione più alta di quella in ingresso è generata, mediante un diodo interno ed un condensatore esterno, sul piedino BOOST.

Inoltre, qualora la corrente richiesta dal carico sia bassa, per mantenere un alto rendimento, il regolatore lavora in modalità discontinua (burst mode), ovvero fornisce un impulso di corrente solo quando l'amplificatore di errore rileva una diminuzione sufficiente della tensione di uscita.

Infine, il pin PG (Power Good) è un'uscita logica del tipo open collector: segnala al microprocessore quando l'uscita dell'alimentatore è stabile.

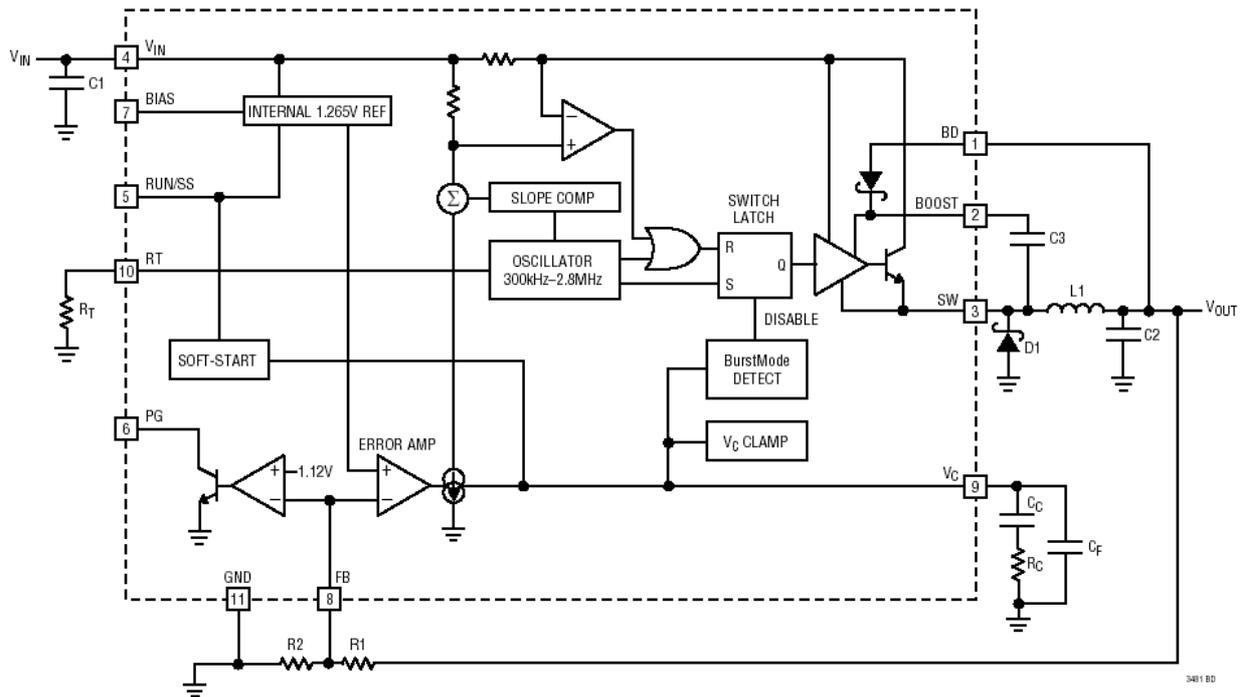


Fig. 2.3 Schema a blocchi dell'integrato LT3481, tratto da [3]

### 2.3.2 Compensazione in frequenza

(tratto in parte da [6] e [7])

Il regolatore LT3481 realizza il controllo della tensione di uscita in catena chiusa, ovvero l'alimentatore switching è un sistema retroazionato e dalla configurazione dell'anello di reazione dipendono la stabilità del circuito e il suo comportamento in transitorio.

Fintantoché il valore dell'induttanza L1 (fig. 2.3) non è troppo elevato e la banda passante dell'anello di controllo è molto minore della frequenza di commutazione, si può ritenere valido il seguente modello:

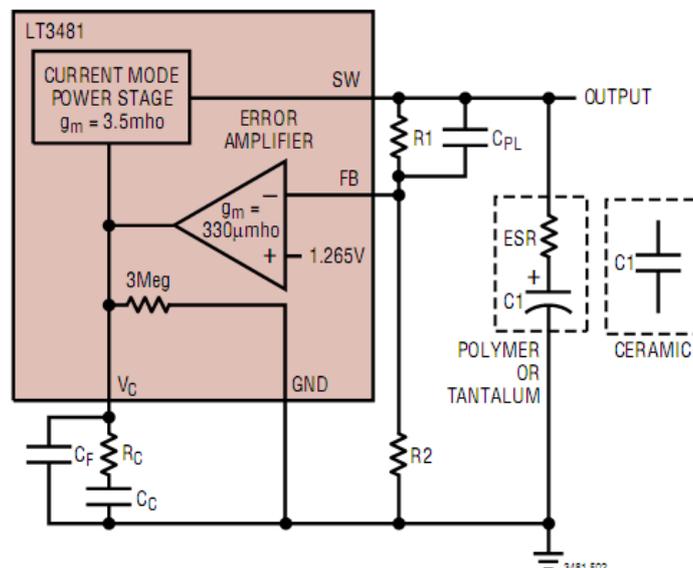


Fig. 2.4 Modello per lo studio in anello chiuso, tratto da [3]

Dato che la tensione di uscita è controllata in corrente, nel modello in figura 2.4 lo stadio di potenza (modulatore, interruttore a BJT e induttanza esterna) è rappresentato da un amplificatore a transconduttanza che fornisce al carico una corrente proporzionale alla tensione del pin Vc. Anche l'amplificatore di errore è un amplificatore a transconduttanza ed è caratterizzato da un'impedenza di uscita finita.

L'ingresso del sistema è la tensione di riferimento dell'amplificatore di errore (1.265V).

Il condensatore di uscita integra la corrente erogata dallo stadio di potenza, mentre il condensatore C<sub>C</sub>, posto sul piedino Vc, integra la corrente fornita dall'amplificatore di errore; ne consegue la presenza di due poli nella funzione di trasferimento di anello. Per assicurare stabilità al sistema è quindi necessario l'opportuno inserimento di uno zero nel circuito. Lo zero può essere realizzato o ponendo un condensatore elettrolitico in uscita e sfruttando la sua ESR, oppure mediante una resistenza R<sub>C</sub> posta in serie al condensatore C<sub>C</sub>. Nella prima soluzione si avrà un'ampiezza maggiore del ripple sul carico, mentre nella seconda si potrà utilizzare un condensatore ceramico a bassa ESR come condensatore di uscita e quindi ridurre significativamente l'ondulazione.

In figura 2.4 sono inoltre presenti i condensatori C<sub>PL</sub> e C<sub>F</sub>: il primo realizza una rete ad anticipo di fase assieme alle resistenze R<sub>1</sub> ed R<sub>2</sub> migliorando le prestazioni in transitorio, mentre il secondo non fa parte della rete di compensazione (R<sub>C</sub>, C<sub>C</sub>) ma semplicemente filtra il rumore alla frequenza di commutazione ed è consigliabile inserirlo se è presente anche C<sub>PL</sub> o qualora il condensatore di uscita abbia una ESR elevata.

I condensatori C<sub>PL</sub> e C<sub>F</sub> non saranno utilizzati a meno di risultati sperimentali che ne rendano necessario l'inserimento.

Per eseguire un'analisi più accurata, si può realizzare, in base al modello di figura 2.4, il seguente schema a blocchi:

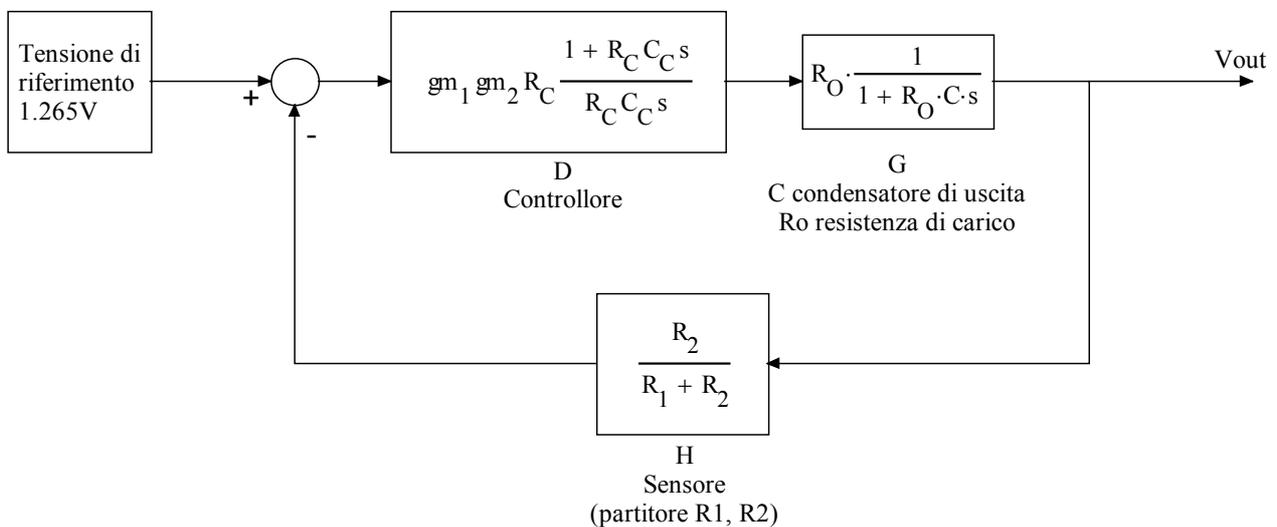


Fig. 2.5 Schema a blocchi del sistema retroazionato

Ciascun blocco ha una propria funzione di trasferimento; in particolare il blocco G è il sistema da controllare e racchiude il parallelo tra il condensatore di uscita e la resistenza di carico. Il blocco H è il sensore, ovvero il dispositivo destinato a riportare il segnale di uscita al regolatore. Esso è costituito dal partitore R<sub>1</sub>, R<sub>2</sub>. Il controllore D include invece lo stadio di potenza, l'amplificatore di errore e la serie R<sub>C</sub>, C<sub>C</sub> esterna. Infine, l'ingresso del sistema è costituito dalla tensione di riferimento del LT3481, pari a 1.265V.

Nel nostro caso, una volta dimensionato il circuito, tutti i parametri del sistema sono noti tranne il carico, sul quale saranno fatte delle considerazioni tra breve. E' utile nel frattempo analizzare la rete  $R_c$ ,  $C_c$ ; sono, infatti, gl'elementi circuitali che determinano il comportamento in frequenza del regolatore. Più in particolare, essi realizzano un controllore proporzionale integrativo (PI): il condensatore  $C_c$  inserisce nel circuito un polo nell'origine garantendo un errore a regime nullo, mentre la resistenza  $R_c$  introduce uno zero che compensa l'effetto destabilizzante del polo.

Funzione di trasferimento del controllore PI (blocco D):

$$D(s) = g_{m_1} g_{m_2} R_c \frac{1 + R_c C_c s}{R_c C_c s}$$

Concettualmente, essendo  $g_{m_1}$  e  $g_{m_2}$  fissati, variando  $R_c$  si definisce il guadagno che si desidera in alta frequenza mentre dalla scelta di  $C_c$  dipende la posizione dello zero.

In realtà, la regolazione vera e propria del controllore è stata eseguita e verificata sperimentalmente mediante simulazioni in ambiente MATLAB (Simulink, SISO tool) e LTspice.

### 2.3.3 Il carico e la compatibilità elettromagnetica

Il circuito da alimentare è l'amplificatore di potenza a radiofrequenza, facente parte del trasmettitore. Esso è dotato di uno stadio finale funzionante in classe C e la sua frequenza di lavoro è di 437MHz. Verosimilmente il dispositivo non richiederà correnti superiori a 1-1.5A.

E' necessario che l'alimentatore non disturbi l'amplificatore e gl'altri dispositivi, ma deve essere verificato anche il contrario. Saranno dunque inseriti degli elementi di isolamento, quali condensatori di filtro e induttanze di disaccoppiamento, oltre all'adozione di particolari soluzioni costruttive nel PCB finale. Nel seguente elaborato, sarà proposta una configurazione dei condensatori di filtro e saranno valutati gl'accorgimenti per il circuito stampato finale al fine di isolare al meglio i disturbi e schermare l'alimentatore.

Quindi, data la presenza degli elementi di disaccoppiamento e l'elevata frequenza, si può ritenere puramente resistivo il carico visto dall'alimentatore.

In particolare, nelle simulazioni, si considererà:

- la condizione a pieno carico in funzionamento continuo, ovvero:

$$I_{MAX} = 2A$$

$$V_{OUT} = 5V$$

$$R_{Omin} = \frac{V_{OUT}}{I_{MAX}} = \frac{5}{2} = 2.5\Omega$$

- la condizione a carico minimo in funzionamento continuo, ovvero:

$$I_{MIN} = 250mA = 0.25A$$

$$V_{OUT} = 5V$$

$$R_{Omax} = \frac{V_{OUT}}{I_{MIN}} = \frac{5}{0.25} = 20\Omega$$

Poiché l'amplificatore di potenza richiede molta energia, la corrente erogata sarà sempre superiore a 250mA. Non si considera quindi il funzionamento in modalità discontinua dove i modelli visti non sono più validi (burst mode, funzionamento impulsivo in condizioni di bassa corrente richiesta,  $I < 250mA$ ).

### 2.3.4 Configurazione circuitale e dimensionamento dei componenti

La configurazione scelta per l'alimentatore, tratta dalle note applicative, è la seguente:

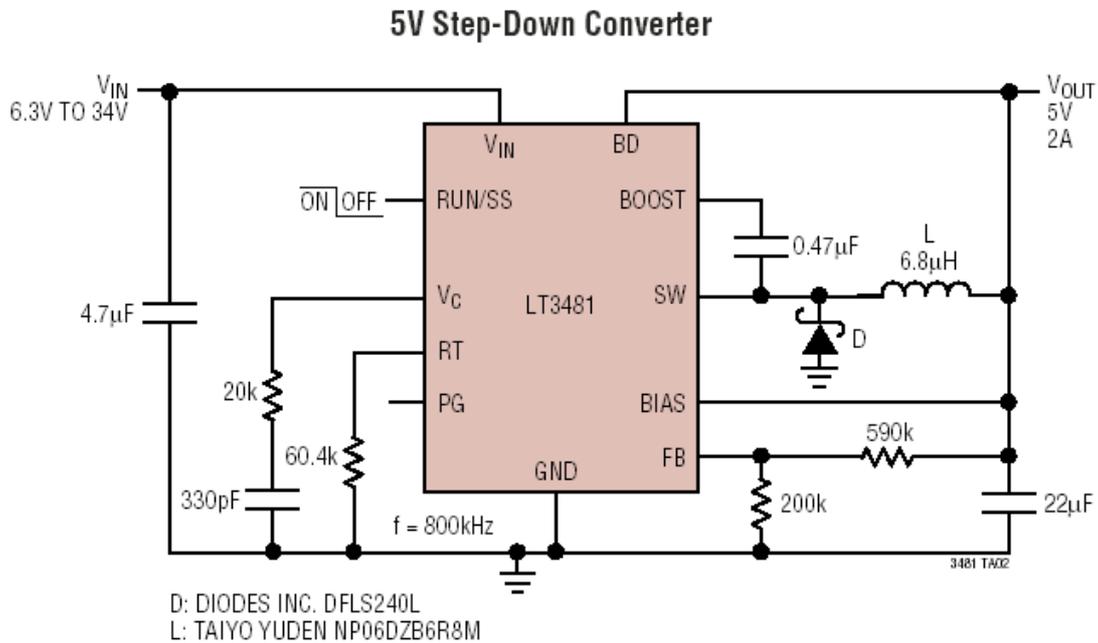


Fig. 2.6 Possibile soluzione per l'alimentazione del PA, tratta da [3]

#### Tensione di uscita

L'amplificatore di errore è un amplificatore differenziale. Esso, attraverso la rete di reazione, tenderà ad annullare la differenza di tensione presente al suo ingresso, ovvero cercherà di mantenere il potenziale del pin FB al valore della tensione di riferimento (1.265V) determinando attraverso il partitore R1, R2 la tensione di uscita.

Scelta così la tensione di uscita e la resistenza R2, il valore di R1 si ricava con la seguente formula[3]:

$$R1 = R2 \left( \frac{V_{OUT}}{1.265} - 1 \right)$$

E' bene scegliere resistenze elevate e precise (centinaia di kΩ, 1% di tolleranza) per rendere la corrente assorbita dal partitore trascurabile e garantire in uscita l'esatta tensione richiesta.

Posto  $V_{OUT} = 5V$  e  $R2 = 200k\Omega$ , si ottiene:

$$R1 = R2 \left( \frac{V_{OUT}}{1.265} - 1 \right) = 200 \left( \frac{5}{1.265} - 1 \right) \cong 590.5k\Omega$$

Saranno quindi utilizzate le seguenti resistenze al 1% di tolleranza:  $R1 = 590k\Omega$ ,  $R2 = 200k\Omega$

### Frequenza di commutazione

Il regolatore LT3481 presenta un'architettura PWM con frequenza di commutazione costante, definibile nell'intervallo 300kHz – 2.8MHz attraverso la resistenza posta tra il pin RT e la massa del circuito. La tabella nella figura seguente elenca quale valore di resistenza utilizzare in funzione della frequenza di commutazione scelta:

SWITCHING FREQUENCY (MHz)	RT VALUE (kΩ)
0.2	267
0.3	187
0.4	133
0.6	84.5
0.8	60.4
1.0	45.3
1.2	36.5
1.4	29.4
1.6	23.7
1.8	20.5
2.0	16.9
2.2	14.3
2.4	12.1
2.6	10.2
2.8	8.66

Fig. 2.5 Valore di RT in funzione della frequenza di commutazione scelta, tratto da [3]

La scelta della frequenza di switching dipende dall'efficienza richiesta, dall'induttanza, dal condensatore di uscita, dalla tensione di dropout del dispositivo e dalla massima tensione di batteria presente all'ingresso dell'alimentatore.

Impostando una frequenza più alta si ha il vantaggio di poter utilizzare valori di induttanza e capacità minori. Ma i svantaggi sono molti: bassa efficienza e aumento della tensione di dropout del controllore.

La massima frequenza di commutazione implementabile può essere calcolata attraverso la seguente formula [3]:

$$f_{SW(MAX)} = \frac{V_D + V_{OUT}}{t_{ON(MIN)}(V_D + V_{IN(MAX)} - V_{SW})}$$

dove  $V_{IN(MAX)}$  è la tensione massima d'ingresso (12V nel nostro caso),  $V_D$  è la tensione di soglia del diodo ( $\approx 0.5V$ ),  $V_{OUT}$  è la tensione di uscita richiesta (5V),  $V_{SW}$  la tensione di dropout del controllore ( $\approx 0.5$ ) e  $t_{ON(MIN)}$  è il minimo intervallo di conduzione dell'interruttore interno ( $\approx 150ns$ ). Il risultato che si ottiene è:

$$f_{SW(MAX)} \cong 3.05MHz$$

Il valore ottenuto non è nemmeno supportato dal controllore, vi è quindi una notevole libertà di scelta.

Dato che uno degli obiettivi fondamentali del progetto è massimizzare l'efficienza, si è scelta una frequenza di commutazione di  $f_{SW} = 800kHz$ . A tale frequenza l'efficienza arriva fino al 90% e i valori di induttanza e capacità non sono elevati. RT sarà dunque una resistenza da 60.4kΩ al 1% di tolleranza.

### Minima tensione di ingresso

Scelta la frequenza di commutazione occorre verificare che la minima tensione supportata in ingresso dal regolatore sia minore della minima tensione di batteria (9V). Essa è calcolabile mediante la seguente formula [3]:

$$V_{IN(MIN)} = \frac{V_{OUT} + V_D}{1 - f_{SW} t_{OFF(MIN)}} - V_D + V_{SW}$$

dove  $V_D$  è la tensione di soglia del diodo ( $\approx 0.5V$ ),  $V_{OUT}$  è la tensione di uscita richiesta (5V),  $V_{SW}$  la tensione di dropout del controllore ( $\approx 0.5$ ),  $t_{OFF(MIN)}$  è il minimo intervallo di interdizione dell'interruttore interno ( $\approx 150ns$ ) e  $f_{SW}$  è la frequenza di commutazione scelta (800kHz).

Il risultato che si ottiene è:

$$V_{IN(MIN)} = 6.25V$$

Dunque, l'intervallo 9-12V della tensione di batteria, rientra perfettamente nei limiti di funzionamento del regolatore.

### Induttore

Il valore dell'induttanza e la frequenza di commutazione del regolatore, una volta definite le tensioni di ingresso e uscita, determinano il ripple di corrente. Il ripple di corrente  $\Delta I_L$  aumenta all'aumentare della tensione di ingresso, diminuisce all'aumentare dell'induttanza e della frequenza di switching, e solitamente esso viene fissato dal progettista nella misura di un 30-40% del valore della corrente media massima di uscita ( $I_{OUT(MAX)} = 2A$ ):

$$\Delta I_L = 0.4 I_{OUT(MAX)} = 0.8A$$

La corrente di picco che attraverso l'induttanza vale:

$$I_{L(PEAK)} = I_{OUT(MAX)} + \frac{\Delta I_L}{2} = 2.4A$$

Per garantire un corretto funzionamento del dispositivo è bene che tale corrente di picco non superi la corrente  $I_{LIM}$ , la corrente massima erogabile dall'integrato, il cui valore minimo è 3.5A con duty-cycle del 5%, ma scende a 2.5A con duty-cycle del 80%. Dunque, presa  $I_{LIM} = 2.5A$  si ha che

$$I_{L(PEAK)} < I_{LIM}$$
$$2.4A < 2.5A$$

Nelle condizioni peggiori, la disuguaglianza è verificata.

Il ripple di corrente è massimo in corrispondenza della tensione di ingresso massima. Dunque, per garantire che esso sia, in ogni condizione, inferiore al valore massimo fissato  $\Delta I_L = 0.8A$  è necessario considerare le condizioni peggiori nella scelta del corretto valore di induttanza.

Il valore dell'induttanza è calcolabile (indicativamente) mediante la seguente formula [3]:

$$L = \left( \frac{V_{OUT} + V_D}{f_{SW} \Delta I_L} \right) \left( 1 - \frac{V_{OUT} + V_D}{V_{IN(MAX)}} \right)$$

dove  $V_{IN(MAX)}$  è la tensione massima d'ingresso (12V),  $V_D$  è la tensione di soglia del diodo ( $\approx 0.5V$ ),  $V_{OUT}$  è la tensione di uscita richiesta (5V), e  $f_{SW}$  è la frequenza di commutazione scelta (800kHz). Il risultato ottenuto è:

$$L = 4.65\mu H$$

Nella scelta dell'induttanza è necessario, inoltre, verificare che la corrente massima supportata sia superiore alla corrente  $I_{OUT(MAX)}$  (2A) e che il componente sia ben schermato, al fine di minimizzare i disturbi. Infine, per aumentare l'efficienza, la resistenza parassita deve essere inferiore a  $0.1\Omega$ . In conformità a tutte le considerazioni fatte è stato scelto l'induttore NP06DZB6R8M della Taiyo Yuden, con induttanza  $6.8\mu H$ . Esso è adatto per applicazioni di potenza, consente di avere un buon margine di sicurezza, data l'induttanza più elevata rispetto a quella calcolata, ed il suo impiego è suggerito nelle note applicative della Linear Technology.

#### Condensatori di ingresso

Il compito dei condensatori di ingresso è innanzitutto quello di ridurre il ripple in entrata all'integrato LT3481. Il circuito di interfacciamento ai pannelli solari è, infatti, un convertitore DC/DC del tipo step-up con segnale PWM di comando avente frequenza 156kHz. Dunque, anche l'ondulazione attorno al valore continuo di tensione avrà tale frequenza.

Inoltre, considerando che il regolatore step-down assorbe una corrente impulsiva con tempi di discesa e salita molto piccoli, i condensatori di ingresso devono compensare tale richiesta. Essi, in questo modo, riducono l'ulteriore ripple di tensione alla frequenza di 800kHz che inevitabilmente si sovrappone alla tensione in ingresso, creando un circuito di bypass. Se i condensatori sono poi fisicamente posti molto vicino all'integrato e al diodo di ricircolo, si riescono a ridurre considerevolmente le emissioni elettromagnetiche.

Una combinazione di condensatori ceramici (X5R o X7R), con capacità complessiva compresa tra  $4.7\mu F$  e  $10\mu F$ , dovrebbe essere sufficiente a soddisfare le richieste descritte.

Si suppone, poi, che la sorgente abbia una bassa impedenza interna e che non vi siano induttanze parassite significative lungo le piste di collegamento (in caso contrario, il rischio è di ottenere un circuito risonante sotto smorzato). L'ipotesi è realistica, data la qualità della sorgente di energia e la breve distanza di collegamento tra i vari dispositivi di alimentazione, che saranno, infatti, alla fine, integrati su un unico PCB.

Infine, per avere una stima più precisa del comportamento in frequenza dei condensatori, è utile, qualora siano disponibili, dare un'occhiata ai loro coefficienti di diffusione S12 e S21 (alle frequenze di 156kHz e 800kHz) e all'andamento dell'impedenza.

I condensatori di ingresso scelti sono i seguenti:

C1	Murata	GRM43ER71E475KA01	$4.7\mu F$ , 25V
C2	Murata	LLA31MR71C105MA01	$1\mu F$ , 16V

Sono entrambi condensatori ceramici del tipo X7R, quindi con bassa resistenza parassita, molto stabili in temperatura e poco sensibili alla tensione di polarizzazione.

L'unico inconveniente è la presenza di una non indifferente induttanza parassita in C1; la corrente assorbita dall'integrato LT3481 è, infatti, di tipo impulsivo e dato che l'induttanza deriva la corrente che la attraversa, ad ogni impulso di corrente richiesta, il condensatore C1 genererà, verosimilmente, un impulso di tensione. Per ridurre il fenomeno, è stato inserito il condensatore C2 in parallelo a C1. Si tratta di un componente con bassa ESL, quindi lo si può considerare come un condensatore ideale. Esso fissa la tensione di ingresso e taglia, in parte, i picchi di provocati da C1.

In ogni modo, per tenere conto del comportamento in frequenza dei due condensatori, i grafici delle loro impedenze sono:

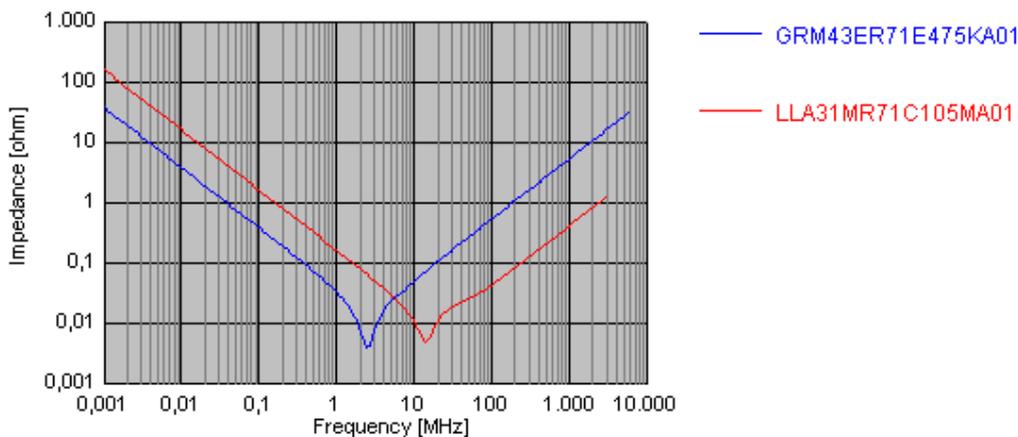


Fig. 2.6 Impedenza di C1 (blu) e C2 (rosso)

Si noti come i condensatori, se disposti in parallelo al regolatore, realizzano un percorso a bassa impedenza per segnali a  $f = 800\text{kHz}$  e  $f = 156\text{kHz}$ .

Infine, i coefficienti di diffusione S21 (sempre in configurazione shunt, si ricorda che  $S12=S21$ ) sono:

C1 ( $V_{dc} = 12\text{V}$ ,  $T = 25^\circ\text{C}$ ):  
 $S21(156\text{kHz}) = -40\text{dB}$   
 $S21(800\text{kHz}) = -55\text{dB}$

C2 ( $V_{dc} = 0\text{V}$ ,  $T = 25^\circ\text{C}$ ):  
 $S21(300\text{kHz}) = -33\text{dB}$   
 $S21(800\text{kHz}) = -42\text{dB}$

Dai valori elencati si può trarre la conclusione che molta potenza, alle frequenze valutate, è assorbita dai due condensatori.

Quindi, analizzati anche i parametri di diffusione, si può affermare che C1 e C2 attenuano, almeno in linea teorica, i due ripple a 156kHz e 800kHz.

### Condensatori di uscita

I condensatori di uscita hanno due compiti fondamentali: innanzitutto, assieme all'induttore, essi filtrano l'onda quadra di tensione generata dal controllore, fornendo in uscita la componente continua. In questo modo essi determinano l'entità del ripple di tensione in uscita e devono quindi avere una bassa impedenza in corrispondenza della frequenza di commutazione del regolatore. La loro seconda funzione è quella di immagazzinare energia per garantire una buona continuità di alimentazione ad un carico variabile nel tempo, stabilizzando in questo modo anche l'intero sistema retroazionato.

I condensatori ceramici X7R forniscono le migliori prestazioni in termini di ripple e stabilità. Un valore indicativo, per la capacità complessiva necessaria in uscita, può essere calcolato mediante la seguente formula:

$$C_{OUT} = \frac{100}{V_{OUT} f_{SW}} = \frac{100}{5 \cdot 0.8} = 25 \mu F$$

Il valore ottenuto garantisce una notevole limitazione del ripple in uscita e una buona risposta in transitorio del sistema. Aumentando la capacità, migliora la risposta in transitorio ma è necessario ritoccare la rete di reazione per garantire la medesima larghezza di banda dell'anello di controllo.

Nel nostro caso, volendo utilizzare dei condensatori ceramici di buona qualità, si realizzerà una rete di capacità complessiva leggermente inferiore al valore calcolato. Tale valore sarà di circa 22 $\mu$ F. Dato che, in ogni caso, non ci si discosta molto dal valore indicativo l'attenuazione del ripple e le prestazioni in transitorio non peggioreranno considerevolmente.

I condensatori di uscita scelti sono:

C5	Murata	GRM55ER71E156KA01	15 $\mu$ F, 25V
C6	Murata	LLA31MR71A225MA01	2.2 $\mu$ F, 10V
C7	Murata	LLA31MR71A225MA01	2.2 $\mu$ F, 10V
C8	Murata	LLA31MR71A225MA01	2.2 $\mu$ F, 10V
C9	Murata	GRM188R71H271KA01	270pF, 50V

Sono anch'essi tutti condensatori ceramici del tipo X7R, quindi con bassa resistenza parassita, molto stabili in temperatura e poco sensibili alla tensione di polarizzazione.

Il condensatore C5 ha però lo stesso problema del condensatore C1: una non trascurabile induttanza parassita. La corrente erogata dall'induttore ha, infatti, un andamento a rampe che l'induttanza parassita deriva, così ad ogni passaggio in conduzione del diodo di ricircolo, il condensatore C5 genera un impulso di tensione. Per ridurre il fenomeno, sono stati inseriti i condensatori C6, C7 e C8 (uguali tra loro) in parallelo a C5. Sono componenti con bassa ESL, quindi assimilabili a condensatori ideali. Essi fissano la tensione di uscita e tagliano, entro limiti accettabili, i picchi di provocati da C5.

Il condensatore C9 svolge invece un ruolo particolare: la frequenza di risonanza del suo circuito equivalente è di 410,6MHz (5V di polarizzazione a 25°C), dunque molto vicina alla frequenza di lavoro del trasmettitore (437MHz). Esso quindi filtra la radiofrequenza che inevitabilmente entrerà sulla linea di alimentazione, creando un percorso a bassa impedenza.

Considerando il comportamento in frequenza dei condensatori di uscita, i grafici delle loro impedenze sono:

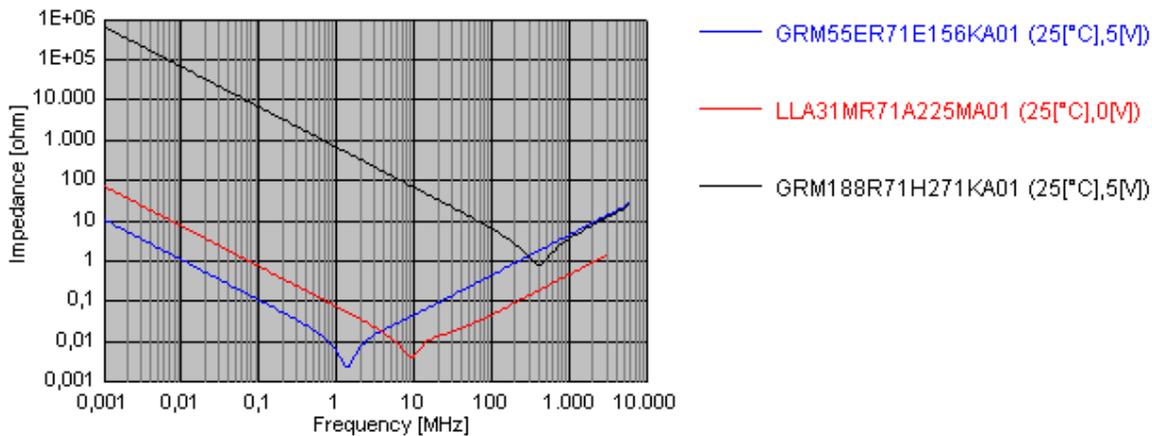


Fig. 2.6 Impedenza di C5 (blu), C6,C7,C8 (rosso) e C9 (nero)

Nel grafico di figura 2.6, si può osservare come i condensatori di uscita, posti in parallelo al regolatore, realizzino dei percorsi di bypass per l'ondulazione a 800kHz e la radiofrequenza a 437MHz.

Il condensatore C5, da 15 $\mu$ F, presenta una bassissima impedenza alla frequenza di commutazione mentre i condensatori C6, C7 e C8 contribuiscono al filtraggio sia del ripple alla frequenza di switching sia della radiofrequenza.

Infine, il condensatore C9 è stato inserito espressamente per eliminare i disturbi a 437MHz.

Di seguito sono elencati i parametri S21 dei condensatori (configurazione shunt, coefficienti di trasferimento diretto e inverso  $S_{12}=S_{21}$ ):

C5 (Vdc = 5V, T = 25°C)

$$S_{21}(800\text{kHz}) = -67\text{dB}$$

$$S_{21}(437\text{MHz}) = -22\text{dB}$$

C6, C7, C8 (Vdc = 0V, T = 25°C)

$$S_{21}(800\text{kHz}) = -48\text{dB}$$

$$S_{21}(437\text{MHz}) = -41\text{dB}$$

C9 (Vdc = 5V, T = 25°C)

$$S_{21}(800\text{kHz}) = 0\text{dB}$$

$$S_{21}(437\text{MHz}) = -30\text{dB}$$

I parametri S elencati rendono l'idea della potenza assorbita dai condensatori alle frequenze considerate. I condensatori di uscita dovrebbero dunque eliminare parecchio rumore a 800kHz e reiettare, almeno in parte, la radiofrequenza a 437MHz. Fondamentale, per quanto riguarda l'immunità ai disturbi a 437MHz, sarà la schermatura e l'isolamento dell'alimentatore.

### Diodo

La caduta di tensione sul diodo di ricircolo concorre alla determinazione del rendimento complessivo del convertitore, pertanto conviene impiegare un componente a giunzione Schottky, che è caratterizzato da cadute dell'ordine di 0.5V o inferiori. Inoltre, le frequenze di lavoro impongono dei tempi di ripristino molto brevi che rendono i normali diodi al silicio non particolarmente performanti.

Il diodo, a regime, deve sopportare una corrente impulsiva che possiede un picco massimo di 2.4A, mentre per la massima tensione inversa, essa non supera la massima tensione presente all'ingresso del regolatore LT3481 (12V). Si può poi considerare la corrente media massima che il diodo deve sostenere, essa è data da [3]:

$$I_{D(AVG)} = I_{OUT(MAX)} \left( 1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN(MAX)}} \right) = 2 \left( 1 - \frac{5}{12} \right) \cong 1.17 A$$

Infine, è necessario considerare che durante il transitorio la corrente nel diodo, per qualche decina di  $\mu s$ , può raggiungere valori di 4-4.4A.

Adatto alle caratteristiche descritte è il diodo Schottky DFSL240L prodotto dalla Diodes Inc, suggerito dalla stessa Linear Technology. Esso può sostenere impulsi non ripetitivi da 50A di corrente ed è predisposto per una corrente diretta media, massima di 2A. La tensione inversa di breakdown è di 40V.

### Rete di reazione

Come già ampiamente discusso nel paragrafo 2.3.2, la resistenza  $R_c$  e la capacità  $C_c$  rendono il controllore proporzionale integrativo. Per il loro dimensionamento è stato seguito un criterio empirico, ovvero sono state realizzate diverse simulazioni in MATLAB sfruttando il modello descritto in 2.3.2.

Nelle simulazioni si è visto che valori troppo elevati di resistenza e capacità smorzano molto il sistema, dando origine a tempi di risposta lunghi. Non solo, una resistenza grande da origine a segnali di comando molto intensi, i quali producono, nella realtà, correnti considerevoli con rampe molto inclinate e quindi un'ondulazione di uscita inaccettabile. In ogni modo il regolatore presenta un clamber interno di protezione che limita il valore di  $V_c$ .

Inoltre, il problema delle elevate correnti di comando e l'inconveniente dell'errore fisso a regime, sono le ragioni per le quali non si utilizza un regolatore solo proporzionale.

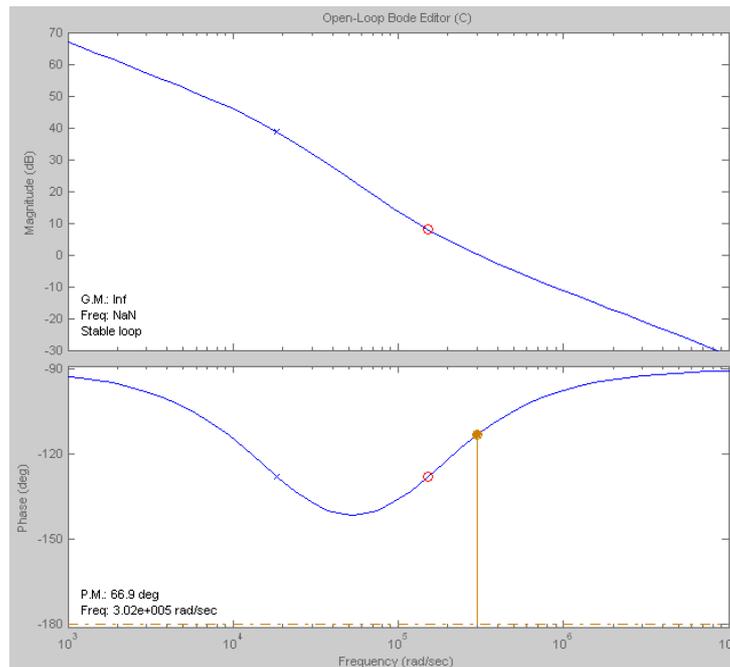
Resistenza e capacità troppo piccole nel regolatore PI, benché diminuiscano il tempo di risposta, rendono precaria la stabilità del sistema con overshoot, in transitorio, inaccettabile.

E' bene, quindi, tenersi alla larga dalle situazioni limite descritte, in quanto il sistema è, in realtà, non lineare ed è difficile prevedere il suo comportamento in tali condizioni, sebbene vi siano degli opportuni circuiti di protezione.

Infine, è stata verificata ed analizzata la stabilità del sistema con i valori di  $R_c$  e  $C_c$  proposti nelle note applicative. L'analisi della stabilità è stata eseguita mediante il programma SISO tool fornito da MATLAB ed è stato considerato il sistema nelle condizioni di carico massimo (2A) e di carico minimo (250mA) in funzionamento continuo (la resistenza di carico sposta, infatti, un polo del sistema).

Per verificare la stabilità è sufficiente il criterio di Bode, essendo il sistema a sfasamento minimo.

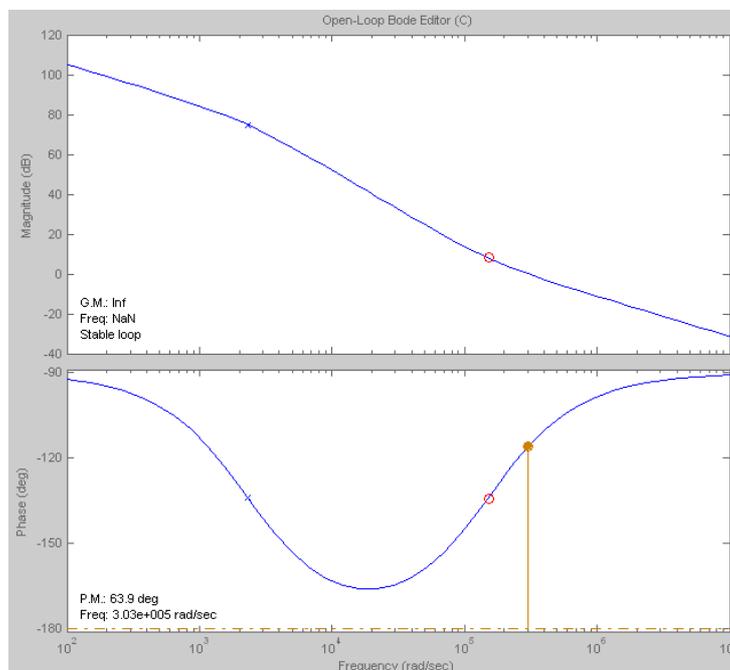
CONDIZIONI DI CARICO MASSIMO ( $R_O = R_{O \min} = 2.5\Omega$ ,  $I_{OUT} = I_{OUT (MAX)} = 2A$ ):



*Fig. 2.7 Stabilità dell'alimentatore in condizioni di carico massimo (funz. continuo)*

Il margine di fase  $PM=66.9^\circ$  è positivo ed è consistente, garanzia di una buona stabilità del sistema

CONDIZIONI DI CARICO MINIMO ( $R_O = R_{O \max} = 20\Omega$ ,  $I_{OUT} = I_{OUT (MIN)} = 0.25A$ ):



*Fig. 2.8 Stabilità dell'alimentatore in condizioni di carico minimo (funz. continuo)*

Il margine di fase  $PM=63.9^\circ$  è positivo ed è ancora consistente, il sistema è molto stabile.

Attraverso il programma Simulink è stata poi valutata la risposta del sistema in transitorio (all'accensione), in condizioni di carico massimo:

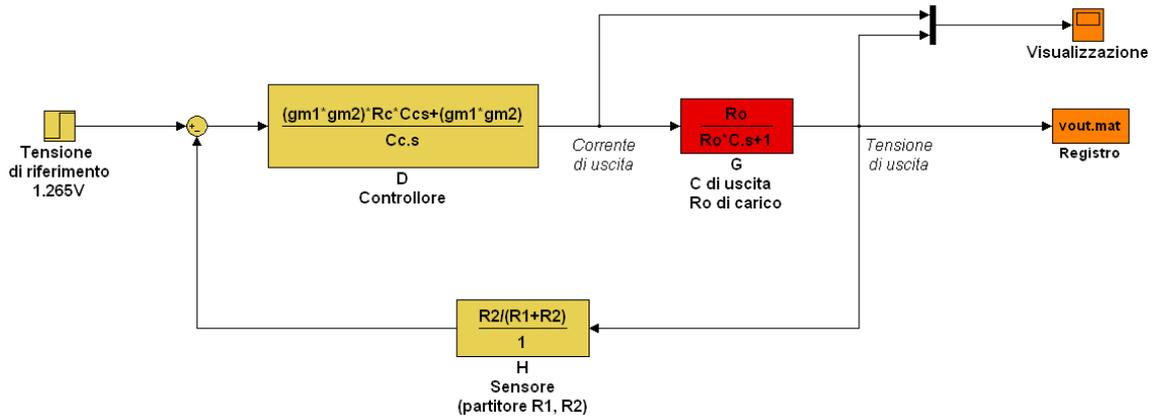


Fig. 2.9 Modello dell'alimentatore nella simulazione in Simulink

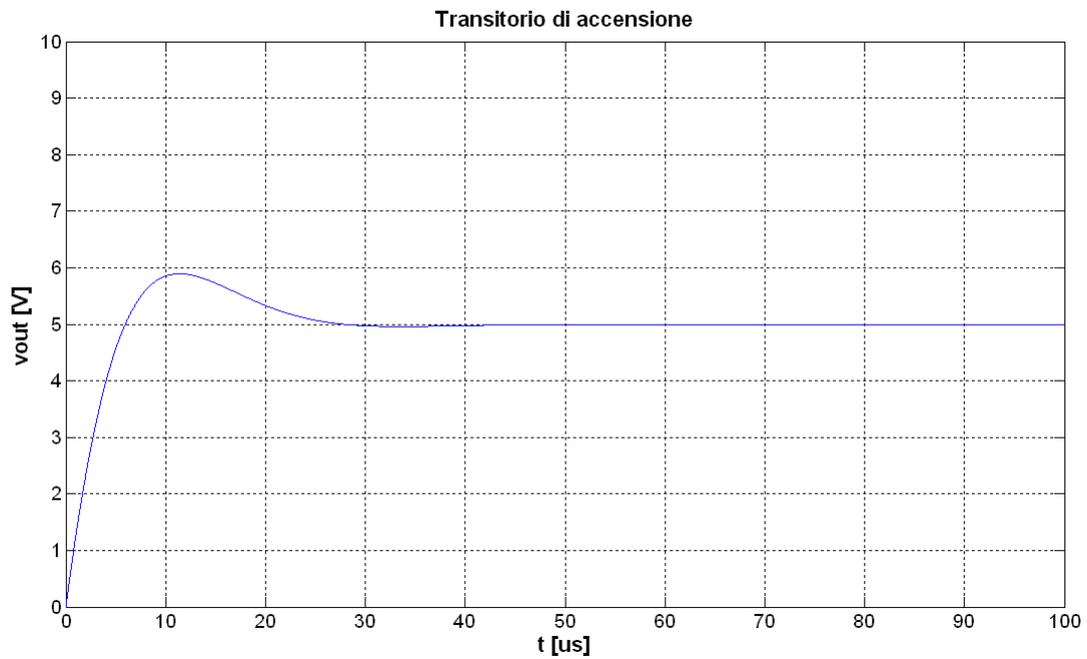


Fig. 2.10 Transitorio iniziale secondo il modello in Simulink

I risultati, in termini di stabilità e prestazioni in transitorio, sono più che soddisfacenti. L'unico inconveniente riguarda la corrente di comando: essa, secondo il modello continuo, in transitorio raggiunge i 30A. Molto probabilmente l'integrato, non lineare, saturerà a 4A allungando il transitorio di qualche decina di  $\mu\text{s}$ , ma il problema non è rilevante.

In ogni modo si utilizzeranno i valori di  $R_c$  e  $C_c$  proposti nelle note applicative. In particolare la resistenza  $R_c$  sarà di  $60.4\text{k}\Omega$  al 1% di tolleranza, mentre per la capacità  $C_c$  si utilizzerà il condensatore ceramico X7R GRM188R71H331KA01 della Murata, da  $330\text{pF}$ .

Basse tolleranze ed elevate stabilità dei due componenti assicurano la robustezza del controllore.

### Power Good

Il pin PG (Power Good) è un'uscita logica del tipo open collector e può essere sfruttata per segnalare al microprocessore quando l'alimentazione è stabile. A questo scopo, dato che il microprocessore funziona con livelli di tensione TTL, è sufficiente collegare il pin PG all'uscita dell'integrato mediante una resistenza  $R_3$  da  $100\text{k}\Omega$ , al 10% di tolleranza.

Lo schema completo dell'alimentatore da 5V, 2A è allegato in appendice C.

## **2.3.5 Simulazioni in ambiente LTspice/SwitcherCAD III**

Il circuito, dimensionato come descritto nel paragrafo precedente, è stato poi simulato in ambiente SPICE. In particolare è stato utilizzato il programma LTspice/SwitcherCAD III fornito gratuitamente dalla Linear Technology. Il software contiene il modello dell'integrato LT3481 in libreria ed è sufficiente dunque disegnare il circuito progettato.

Al fine di realizzare delle simulazioni quanto più veritiere, sono stati poi inseriti i parametri dei componenti reali. Per quanto riguarda il diodo, l'induttore e i resistori non ci sono state difficoltà nel scegliere i parametri adatti. Al contrario, per quanto concerne i condensatori, essendo le loro caratteristiche molto dipendenti dalla frequenza e dalla tensione di polarizzazione, sono state fatte alcune considerazioni. I parametri dei condensatori di ingresso (ESL, ESR) sono stati valutati, quando possibile, alla frequenza di  $156\text{kHz}$  e con 12V di polarizzazione (non per tutti i condensatori sono reperibili tali informazioni). Le caratteristiche dei condensatori di uscita sono state invece valutate, quando possibile, alla frequenza di  $800\text{kHz}$  e con 5V di polarizzazione.

Infine, tutti i parametri sono da ritenersi relativi alla temperatura di  $25^\circ\text{C}$ .

Dalle affermazioni appena fatte, benché le simulazioni siano di per sé molto utili, se ne intuiscono immediatamente i limiti. Infatti, a parte la temperatura che influenza inevitabilmente tutti i componenti, non è possibile ottenere una verifica esatta del comportamento in frequenza dei condensatori ed è infattibile una valutazione del comportamento del circuito in presenza di disturbi a radiofrequenza e non solo. L'unica cosa che si può fare è simulare il ripple in ingresso, idealizzato come una sinusoide sovrapposta alla tensione continua.

Le simulazioni sono state svolte nelle seguenti condizioni: tensione di ingresso massima (12V) e massimo carico di corrente in uscita (2A). E' stato inoltre verificato il funzionamento a tensione di ingresso minima (9V).

Di seguito sono presentati i risultati della simulazione ( $V_{IN} = 12V$ ,  $I_{OUT} = 2A$ ):

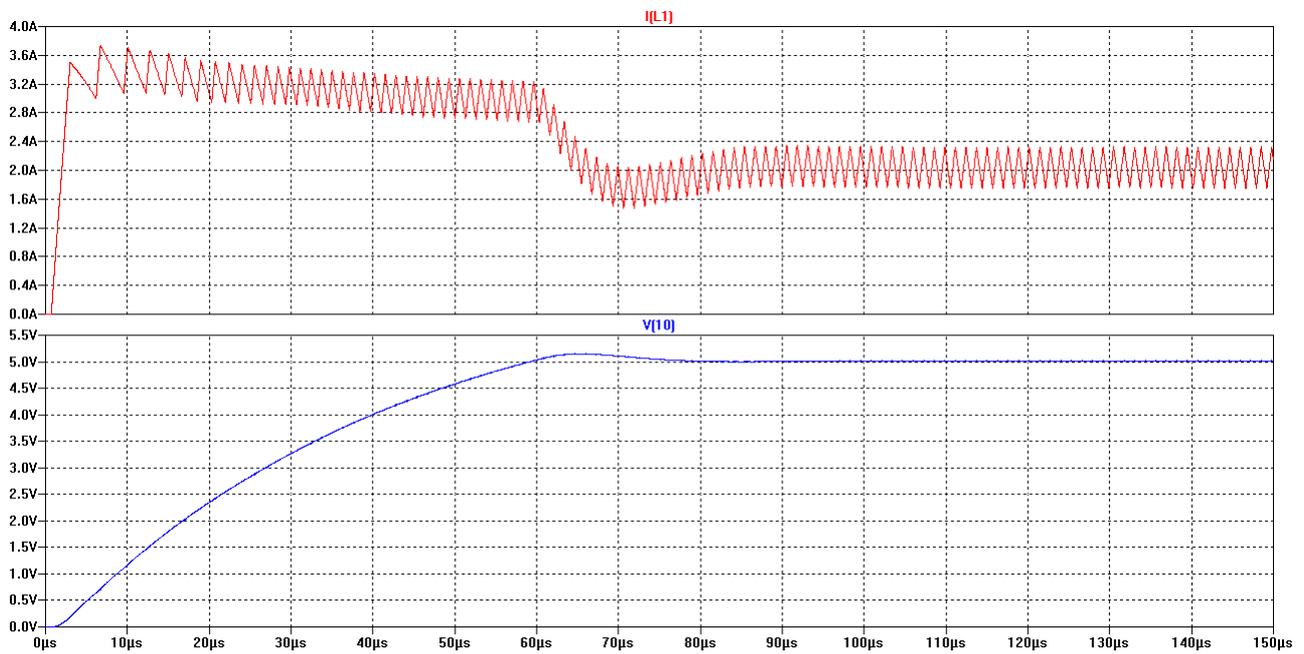


Fig. 2.11 Transitorio iniziale secondo la simulazione in LTspice, condizioni si massimo carico

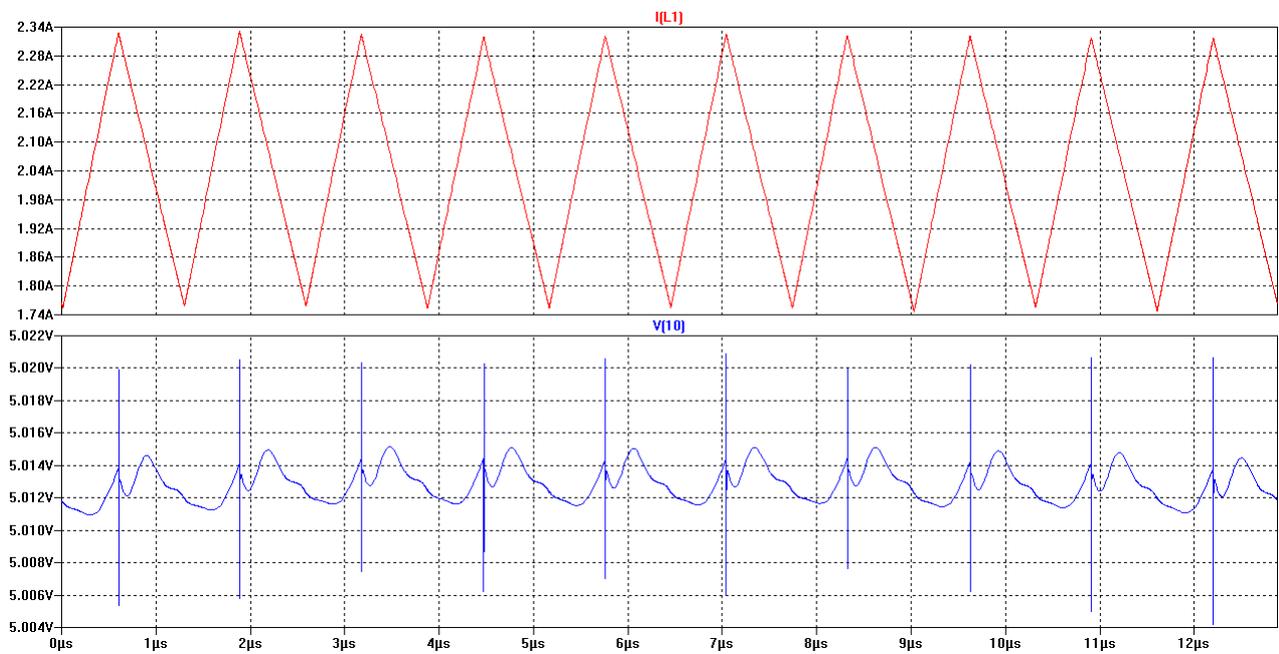


Fig. 2.12 Corrente nell'induttanza e ripple di tensione in uscita (LTspice, massimo carico)

Nella figura 2.11 si può osservare il transitorio iniziale dell'alimentatore. Si noti che esso è effettivamente più lungo di quello calcolato da MATLAB. A parte la non linearità del dispositivo, un'altra ragione di questa differenza è la seguente: nel modello lineare, all'inizio del transitorio, la corrente di comando (corrente erogata al carico) raggiunge i 30A mentre in realtà l'integrato satura a 4A circa e quindi allunga il transitorio di 40-50 $\mu$ s. In ogni modo tale inconveniente ha poca importanza.

Per quanto riguarda invece il ripple di corrente (figura 2.12) esso rientra nei limiti previsti durante la fase progettuale ( $\Delta I_L \approx 0.6A < 0.8A$ ).

La tensione di uscita (figura 2.12) presenta invece un ripple di tensione impulsivo di valore piccolo compreso tra 15mV e 20mV. Tale rumore è dovuto, come già previsto nei paragrafi precedenti, all'induttanza parassita del condensatore C5. Rimane da verificare nella realtà quanto sia veritiera la simulazione ma, in ogni caso, si può ritenere che gli impulsi interesseranno, nella realizzazione pratica, l'alimentazione continua. Qualora essi siano inaccettabili per il funzionamento dell'amplificatore a radiofrequenza e per i disturbi generati, si può provvedere al loro filtraggio mediante un buon filtro LC, allungando però il transitorio del sistema. Alcune simulazioni in questo senso hanno dato buoni risultati.

Infine è stata valutata l'efficienza dell'alimentatore in condizione di carico massimo (2A) e tensione massima in ingresso (12V). Il valore ottenuto del rendimento è del 88.3%.

Con correnti erogate minori (1A – 1.5A) esso raggiunge anche il 90%.

Un valore realistico da inserire nel bilancio energetico è 85%.

## 2.4 Alimentazioni da 3.3V e 5V di bassa potenza

All'interno del satellite vi sono diverse apparecchiature che richiedono potenze modeste a tensioni di alimentazione di 3.3V e 5V senza particolari specifiche:

- LNA 5V
- Commutatore di antenna 5V
- Controllo & Dati 5V
- GPS 3.3V

I consumi di corrente di ciascun blocco non superano qualche decina di mA, basti pensare che, tra i quattro, il dispositivo che richiede la corrente maggiore è il GPS, con 67mA. Si tratta però di elementi fondamentali per il funzionamento di AtmoCube, come i blocchi del ricetrasmittitore o, soprattutto, il sistema di controllo. Inoltre, tutti e quattro i dispositivi saranno sempre in funzione e quindi contribuiranno considerevolmente al consumo energetico complessivo. I loro alimentatori, dunque, dovranno essere molto affidabili ed efficienti.

Per ottenere un'efficienza elevata, la scelta si è orientata, fin dall'inizio, in direzione di convertitori DC/DC switching del tipo buck (step-down). Si sono così esaminati diversi regolatori integrati proposti dalla Linear Technology. Alla fine, si è deciso di utilizzare uno stesso tipo di circuito integrato per l'alimentazione di ciascun blocco tra quelli elencati. L'integrato scelto è il LT3470. Le ragioni di questa decisione sono le seguenti: il regolatore LT3470 supporta in ingresso l'intervallo

della tensione di batteria del satellite (9-12V), può fornire fino a 200mA di corrente, è facilmente configurabile per ottenere un'uscita a 3.3V o 5V e richiede un circuito esterno molto semplice (il LT3470 integra, oltre al BJT di potenza anche il diodo). Inoltre, si tratta di un dispositivo a ripple di uscita limitato e i datasheet sono ricchi di informazioni, note applicative e accorgimenti per realizzare un PCB ben schermato, a basse emissioni elettromagnetiche. Infine, per le simulazioni in SPICE, si potrà sempre contare sul programma LTspice/SwitcherCAD III della Linear Tech. Saranno quindi realizzati tre alimentatori da 5V, 200mA e uno da 3.3V, 200mA utilizzando per ciascuno un integrato LT3470.

### **2.4.1 Funzionamento dell'integrato LT3470**

(si faccia riferimento allo schema a blocchi in figura 2.13)

L'integrato LT3470 è un convertitore switching del tipo step-down con controllo ad isteresi della tensione di uscita. Il sistema di controllo ad isteresi e la possibilità di operare in modalità impulsiva, qualora la corrente richiesta sia bassa (burst mode operation), consentono di ottenere efficienze molto alte.

Elemento fondamentale del dispositivo è l'amplificatore di errore: si tratta, infatti, di un amplificatore a transconduttanza che misura la tensione di uscita mediante il partitore R1, R2 connesso al pin FB dell'integrato. Se il potenziale del piedino FB è troppo elevato rispetto alla tensione di riferimento interna (1.25V), l'amplificatore di errore disabilita lo stadio di potenza. Quando invece la tensione su FB cala, esso lo abilita consentendo all'integrato di commutare e fornire potenza al carico. Dunque, qualora la corrente richiesta sia bassa, a regime, la corrente erogata dal regolatore sarà di tipo impulsivo (burst mode operation), mentre, con correnti richieste più elevate l'integrato lavorerà in modalità continua, commutando ininterrottamente e generando una corrente di uscita a rampe. In questa condizione, la corrente erogata dall'amplificatore di errore definirà il valore massimo e quello minimo della corrente di uscita in modo da mantenere il potenziale del pin FB alla tensione di riferimento.

La commutazione dell'interruttore interno è controllata da un flip-flop SR e da due comparatori di corrente. Quando l'interruttore è chiuso, la corrente di uscita aumenta linearmente finché non raggiunge il valore massimo. A quel punto, il comparatore di corrente massima commuta e resetta il flip-flop, provocando l'apertura dell'interruttore. Ad interruttore aperto, la corrente diminuisce, sempre linearmente, scorrendo nel diodo di ricircolo fino a raggiungere il valore minimo. Quando il comparatore di corrente minima commuta ed il tempo minimo di apertura dell'interruttore (500ns) è superato, il flip-flop riceve un comando di set e chiude lo switch interno completando il ciclo.

Nel controllo ad isteresi descritto, la frequenza di commutazione che si ottiene dipende dal valore dell'induttanza esterna, dalla tensione di ingresso e dalla tensione di uscita.

Inoltre, l'isteresi garantisce un buon controllo della corrente nell'induttore anche durante la fase di accensione o nel caso di cortocircuiti. In tali condizioni, infatti, siccome la chiusura dell'interruttore avviene dopo che la corrente ha superato la soglia minima, la frequenza di commutazione cala.

Per ridurre le perdite nello switch a BJT, è bene che il transistor NPN saturi completamente quando è in conduzione. A questo scopo una tensione più alta di quella in ingresso è generata, mediante un diodo interno ed un condensatore esterno, sul piedino BOOST.

L'integrato LT3470 è poi dotato di un pin di abilitazione (SHDN), facilmente interfacciabile con il microcontrollore (livelli TTL).

Infine è utile considerare che, trattandosi di un dispositivo con controllo della tensione di uscita ad isteresi, non necessita di compensazioni in frequenza.



La configurazione scelta per l'alimentatore da 3.3V, tratta dalle note applicative, è la seguente:

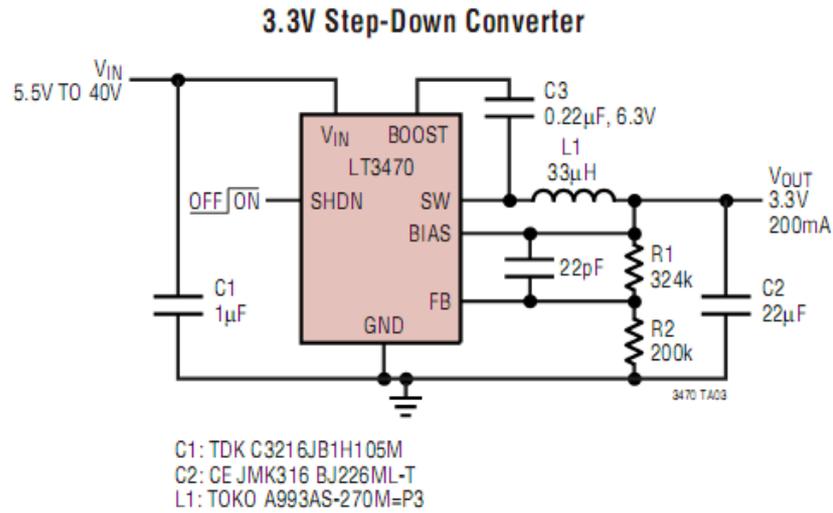


Fig. 2.15 Possibile soluzione per l'alimentazione da 3.3V, tratto da [4]

### Tensione di uscita

L'amplificatore di errore è un amplificatore differenziale e determina attraverso il partitore R1, R2 la tensione di uscita.

Scelta così la tensione di uscita e la resistenza R2, il valore di R1 si ricava con la seguente formula[4]:

$$R1 = R2 \left( \frac{V_{OUT}}{1.25} - 1 \right)$$

E' bene scegliere resistenze elevate e precise (centinaia di kΩ, 1% di tolleranza) per rendere la corrente assorbita dal partitore trascurabile e garantire in uscita l'esatta tensione richiesta.

Posto R2 = 200kΩ, si ottiene:

$$\begin{aligned} V_{OUT} = 5V & \quad R1 = 600k\Omega \\ V_{OUT} = 3.3V & \quad R2 = 328k\Omega \end{aligned}$$

Saranno quindi utilizzate le seguenti resistenze al 1% di tolleranza:

Alimentatore da 5V	R1 = 604kΩ, R2 = 200kΩ
Alimentatore da 3.3V	R1 = 324kΩ, R2 = 200kΩ

### Intervallo delle tensioni di ingresso

La minima tensione di ingresso ammissibile è data dalla seguente formula [4]:

$$V_{IN(MIN)} = \left( \frac{V_{OUT} + V_D}{DC_{MAX}} \right) + V_{SW} - V_D$$

Dove  $V_{OUT}$  è la tensione di uscita (5V, 3.3V),  $V_D$  ( $\approx 0.6V$ ) è la caduta di tensione sul diodo di ricircolo,  $V_{SW}$  è la tensione di dropout dell'integrato ( $\approx 0.4V$ ) e infine  $DC_{MAX}$  è il massimo duty-cycle che l'onda quadra di tensione, sul pin SW può avere. E' bene che sia inferiore al 90%, dunque porremo  $DC_{MAX} = 0.90$ . Si ottengono così i seguenti valori:

$$\begin{aligned} V_{OUT} = 5V & \quad V_{IN(MIN)} = 6.02V \\ V_{OUT} = 3.3V & \quad V_{IN(MIN)} = 4.13V \end{aligned}$$

Per quanto riguarda la massima tensione sostenibile in ingresso, utilizzando un'induttanza di sufficiente valore, si può ritenere che, in entrambi i casi essa sia di 40V.

Quindi, l'intervallo della tensione di batteria (9V-12V) rientra perfettamente nei limiti, in entrambi i gl'alimentatori.

### Induttore

In funzionamento continuo, per questioni di sicurezza, l'integrato LT3470 non può chiudere l'interruttore per tempi inferiori a 150ns circa. Quindi, se l'induttanza è troppo bassa e la tensione in ingresso è alta, il valore della corrente che attraversa il dispositivo potrebbe superare quello massimo, senza che il regolatore stesso possa intervenire. Dunque un valore minimo dell'induttanza da utilizzare è il seguente [4]:

$$L_{MIN} = \frac{V_{IN(MAX)} \cdot t_{ON-TIME(MIN)}}{I_{MAX}}$$

Dove  $V_{IN(MAX)}$  è la massima tensione in ingresso (12V),  $t_{ON-TIME(MIN)}$  è il minimo intervallo di chiusura dell'interruttore ( $\approx 150ns$ ) e  $I_{MAX}$  è il massimo incremento di corrente che il regolatore può sostenere nell'intervallo  $t_{ON-TIME(MIN)}$  (150mA). Il risultato ottenuto è:

$$L_{MIN} = 12\mu H$$

Il valore ottenuto è però solo un limite minimo oltre il quale non è opportuno spingersi. La frequenza di commutazione dell'integrato, infatti, non deve superare il valore di 1.2MHz e, inoltre, il ripple di corrente non deve essere troppo elevato. Dunque, considerando la condizione di massimo carico (corrente erogata 200mA) con minima tensione in ingresso (9V), si impone che la frequenza di commutazione sia di  $f_{SW} = 800kHz$  e che il ripple di corrente sia  $\Delta I_L = 80mA$  (40% della corrente massima). I massimi duty-cycle dei due alimentatori progettati sono, in tali condizioni [4]:

$$DC = \frac{V_{OUT} + V_D}{V_{IN} - V_{SW} + V_D}$$

$$\begin{aligned} V_{OUT} = 5V & \quad \text{con } V_{IN} = 9V \text{ (minima tensione di batteria)} & \quad DC \approx 0.61 \\ V_{OUT} = 3.3V & \quad \text{con } V_{IN} = 9V \text{ (minima tensione di batteria)} & \quad DC \approx 0.42 \end{aligned}$$

Il valore dell'induttanza da utilizzare è [4]:

$$L = \frac{(1 - DC) \cdot (V_D + V_{OUT})}{f_{SW} \cdot \Delta I_L}$$

nei due casi si ottiene:

$$\begin{array}{ll} V_{OUT} = 5V & L \approx 34.1\mu F \\ V_{OUT} = 3.3V & L \approx 35.3\mu F \end{array}$$

Nella scelta dell'induttanza è necessario, inoltre, verificare che la corrente massima supportata sia superiore alla corrente  $I_{OUT(MAX)}$  (280mA) e che il componente sia ben schermato, al fine di minimizzare i disturbi. Infine, per aumentare l'efficienza, la resistenza parassita deve essere molto piccola.

In conformità a tutte le considerazioni fatte è stato scelto per entrambi gl'alimentatori l'induttore A920CY-330M-P3 della TOKO, con induttanza 33 $\mu$ H. Il valore è leggermente inferiore a quelli calcolati, ma tale induttore ha il vantaggio di avere una bassa resistenza parassita. Esso è adatto per applicazioni di potenza ed è in grado di sostenere fino a 580mA di corrente

### Condensatori di ingresso

Le osservazioni relative ai condensatori di ingresso sono valide per entrambi gl'alimentatori e sono già state ampiamente discusse nel paragrafo 2.3.4. In ogni modo di seguito sono riassunti gl'aspetti fondamentali.

Il compito dei condensatori di ingresso è innanzitutto quello di ridurre il ripple in entrata all'integrato LT3481 a 156kHz.

Inoltre, considerando che il regolatore step-down assorbe una corrente impulsiva con tempi di discesa e salita molto piccoli, i condensatori di ingresso devono compensare tali richieste. Essi, in questo modo creano un circuito di bypass, riducendo l'ulteriore ripple di tensione la cui frequenza, compresa tra 50kHz e 800kHz, dipende dalla corrente erogata.

Una combinazione di condensatori ceramici (X7R), con capacità complessiva compresa tra 1 $\mu$ F e 2.2 $\mu$ F, dovrebbe essere sufficiente a soddisfare le richieste descritte.

I condensatori di ingresso scelti sono i seguenti:

C1	Murata	GRM31MR71E105KA01	1 $\mu$ F, 25V
C2	Murata	LLA31MR71C105MA01	1 $\mu$ F, 16V

Sono entrambi condensatori ceramici del tipo X7R, (bassa resistenza parassita, stabili in temperatura).

Vi è sempre l'inconveniente di una non indifferente induttanza parassita in C1 che, con la corrente impulsiva assorbita dall'integrato, genera impulsi di tensione. Per ridurre il fenomeno, è stato inserito il condensatore C2 a bassa ESL in parallelo a C1. Esso, essendo un condensatore quasi ideale, fissa la tensione di ingresso e compensa i picchi provocati da C1.

Considerando il comportamento in frequenza dei condensatori di uscita, i grafici delle loro impedenze sono:

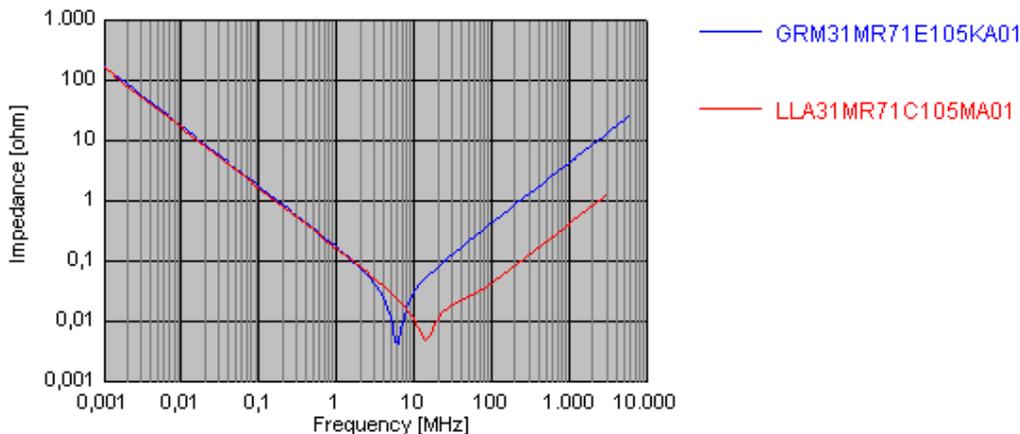


Fig. 2.16 Impedenza di C1 (blu), C2 (rosso)

I condensatori, quindi, realizzano percorsi a bassa impedenza alla frequenza di 156kHz e lungo una buona parte dell'intervallo relativo alla frequenza di commutazione del LT3470 (l'impedenza è bassa da 100kHz in poi).

Per quanto riguarda i parametri S, ha senso considerare quelli di trasferimento alla sola frequenza di 156kHz, poiché la frequenza di switching non ha un valore fisso ma dipende dalla corrente erogata:

C1 (V<sub>dc</sub> = 5V, T = 25°C)  
 $S_{21}(156\text{kHz}) = -28\text{dB}$

C2 (V<sub>dc</sub> = 0V, T = 25°C)  
 $S_{21}(300\text{kHz}) = -33\text{dB}$

Attraverso i parametri S di trasferimento si ha l'idea della potenza assorbita dai condensatori alle frequenze evidenziate.

### Condensatori di uscita

I condensatori di uscita filtrano la corrente a rampe fornita dall'induttore e immagazzinano energia per fornire corrente al carico quando l'interruttore a BJT del LT3470 è aperto. Per avere in uscita un ripple di tensione basso, i condensatori devono avere una bassa impedenza in corrispondenza della frequenza di commutazione del regolatore. E' opportuno quindi che si tratti di componenti a bassa ESR.

In prima approssimazione il contributo della ESR al ripple della tensione di uscita è dato da  $I_{LIM} \cdot ESR$ , dove  $I_{LIM}$  è il valore limite della soglia di corrente superiore, con  $V_{FB} = 0$  (valore tipico,  $I_{LIM} = 325\text{mA}$ ). Si può dunque affermare che la resistenza parassita ESR deve essere minore di 150mΩ circa. Sarà dunque opportuno utilizzare condensatori ceramici.

La capacità complessiva deve essere inoltre grande abbastanza per immagazzinare l'energia fornita dall'induttanza senza che per questo vari troppo la tensione sul carico. Affinché tale variazione non sia superiore al 1% della tensione di uscita stessa, il valore del condensatore deve essere[4]:

$$C_{OUT} = 50 \cdot L \cdot \left( \frac{I_{LIM}}{V_{OUT}} \right)^2$$

si ottiene così:

$$\begin{array}{ll} V_{OUT} = 5V & C_{OUT} = 7.0\mu F \\ V_{OUT} = 3.3V & C_{OUT} = 16.0\mu F \end{array}$$

Al fine di realizzare un sistema affidabile anche con correnti  $I_{LIM}$  più elevate, è stata scelta una capacità complessiva dei condensatori di uscita pari a circa 22 $\mu$ F, per entrambe le configurazioni dell'alimentatore.

I componenti utilizzati sono quelli presenti nell'alimentatore da 5V per l'amplificatore di potenza (paragrafo 2.3.4), senza però il condensatore da 330pF. Non si ritiene dunque opportuno discuterne le caratteristiche di nuovo (nel alimentatore da 3.3V cambia la tensione di polarizzazione in uscita, ma le variazioni dei parametri sono irrilevanti), si inserisce solo un elenco di riferimento:

C5	Murata	GRM55ER71E156KA01	15 $\mu$ F, 25V
C6	Murata	LLA31MR71A225MA01	2.2 $\mu$ F, 10V
C7	Murata	LLA31MR71A225MA01	2.2 $\mu$ F, 10V
C8	Murata	LLA31MR71A225MA01	2.2 $\mu$ F, 10V

Gli schemi completi dei due alimentatori, da 3.3V e 5V sono allegati in appendice D.

### 2.4.3 Simulazioni in ambiente LTspice/SwitcherCAD III

Il circuiti sono stati poi simulati in ambiente LTspice/SwitcherCAD III. Al fine di realizzare delle simulazioni quanto più veritiere, sono stati inseriti i parametri dei componenti reali. I criteri di scelta dei dati, per quanto riguarda i condensatori, sono gli stessi del paragrafo 2.3.5: per i condensatori di ingresso, quando possibile, la frequenza è di 156kHz e la tensione di polarizzazione è di 12V mentre per i condensatori di uscita la frequenza è di 800kHz e la tensione di polarizzazione è di 5V o 3.3V. Tutti i parametri sono da ritenersi relativi alla temperatura di 25°C.

Nelle figure 2.17 e 2.18 sono presentate le simulazioni, a pieno carico (corrente di uscita 200mA con carico puramente resistivo di 25 $\Omega$ ), dell'alimentatore da 5V. Per quanto riguarda l'alimentatore da 3.3V, non si è ritenuto opportuno inserire i risultati ottenuti, essendo il suo comportamento simile, se non migliore, della configurazione a 5V.

Di seguito sono presentati i risultati della simulazione ( $V_{IN} = 9V$ ,  $I_{OUT} = 200mA$ ):

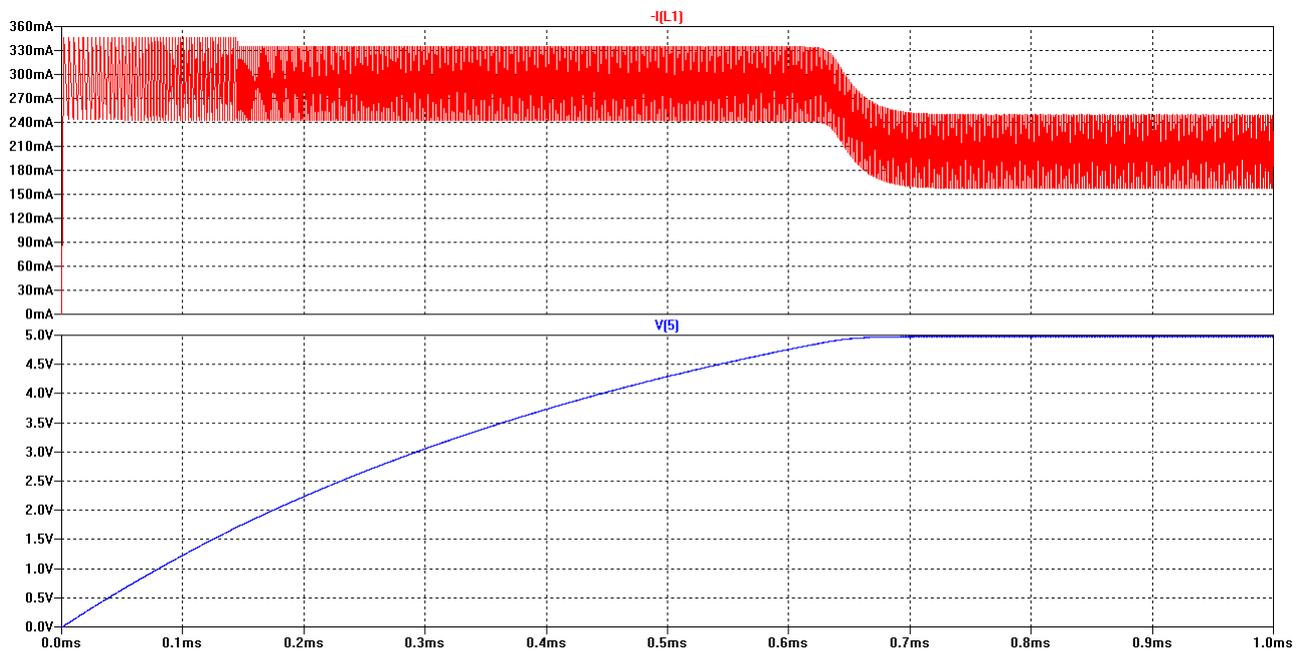


Fig. 2.17 Transitorio iniziale secondo la simulazione in LTspice, condizioni si massimo carico

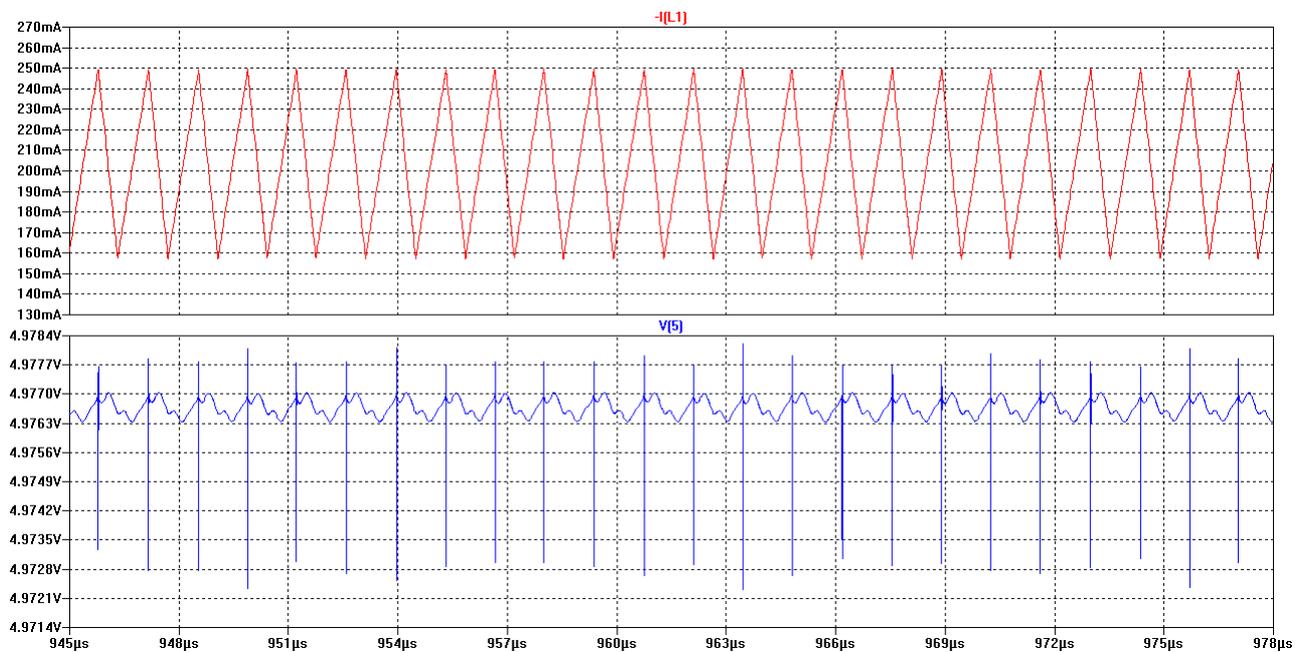


Fig. 2.18 Corrente nell'induttanza e ripple di tensione in uscita (LTspice, massimo carico)

Nella figura 2.17 si può osservare il transitorio iniziale dell'alimentatore. Si noti che esso è di circa 0.8ms.

Per quanto riguarda invece il ripple di corrente (figura 2.12) esso non rientra nei limiti previsti durante la fase progettuale ( $\Delta I_L \approx 90-100\text{mA} > 80\text{mA}$ ). Il fatto, in ogni modo, non è preoccupante, anche perché difficilmente l'alimentatore lavorerà a pieno carico e in funzionamento normale erogherà non più di 100mA.

La tensione di uscita (figura 2.18) presenta un ripple di tensione impulsivo di valore picco-picco compreso tra 5mV e 7mV. Tale rumore è generato dall'induttanza parassita del condensatore C5. E' necessario quindi realizzare il circuito e accertare quanto sia veritiera la simulazione ma, in ogni caso, si può ritenere che gli impulsi interesseranno, nella realizzazione pratica, l'alimentazione continua. Qualora essi siano inaccettabili si può provvedere al loro filtraggio mediante un buon filtro LC, allungando però il transitorio del sistema. Alcune simulazioni svolte hanno dato buoni risultati.

Infine è stata valutata l'efficienza dell'alimentatore in condizione di carico massimo (200mA) e tensione massima in ingresso (12V). Il valore ottenuto del rendimento è del 80%.

Con correnti erogate minori (50mA – 100mA) esso cala al 76% - 77%.

Un valore realistico da inserire nel bilancio energetico è 75%.

## 2.5 Alimentazione del MODEM ADF7020

Benché il modem ADF7020 richieda, per il suo funzionamento, potenze molto basse (30mA di corrente massima richiesta in fase di trasmissione), è importante che la sua tensione di alimentazione, fissata a 3.3V, presenti un ripple ridotto. Al suo interno si trovano, infatti, dispositivi, come per esempio l'oscillatore locale, che richiedono una tensione di alimentazione molto stabile.

Inoltre, il modem sarà sempre in funzione e quindi l'energia consumata avrà un peso non indifferente sul bilancio energetico. Dunque è opportuno che l'efficienza della sua alimentazione non sia troppo bassa.

Essendo fondamentale la richiesta di un ripple molto basso in uscita, la scelta si è orientata verso un regolatore lineare. In particolare è stato individuato il regolatore LT1761 della Linear Technology. Tale integrato presenta una forte reiezione del ripple in ingresso nell'intervallo di frequenza da 10Hz a 100kHz. Inoltre a seconda della tensione di uscita richiesta, vi sono diverse versioni del LT1761: di nostro interesse è la LT1761-3.3 che garantisce in uscita 3.3V di tensione senza resistenze di regolazione. Un'altra caratteristica fondamentale del regolatore lineare scelto è la bassa tensione di dropout (300mV), ovvero la minima differenza di tensione tra ingresso e uscita che garantisce il funzionamento del dispositivo. Infine, il LT1761 può fornire fino a 100mA di corrente. Il regolatore non è però direttamente interfacciabile alla tensione di batteria (9-12V). Si avrebbe infatti una caduta di tensione compresa tra 5.7V e 8.7V con perdite inaccettabili (efficienza del 20-30%). E' necessario un passo intermedio mediante un regolatore switching ad alta efficienza. Si inserirà dunque, tra la batteria e il LT1761 un alimentatore con l'integrato LT3470, del tipo ampiamente discusso nel paragrafo 2.4.

Per aumentare l'efficienza e garantire nel contempo un certo margine di sicurezza al sistema, la tensione intermedia, in uscita dal LT3470 sarà di 4V. Infatti, la caduta di soli 700mV sul regolatore

lineare aumenta il rendimento e assicura robustezza al sistema essendo sufficientemente al di sopra dei 300mV minimi.

Nel presente paragrafo non sarà discusso il circuito intermedio a LT3470. Esso, infatti, è già stato ampiamente analizzato nella parte precedente (par. 2.4). Ci limitiamo soltanto ad elencare i valori delle resistenze R1 ed R2 necessari per ottenere 4V in ingresso del LT1761:

R1 = 442k $\Omega$  al 1% di tolleranza

R2 = 200k $\Omega$  al 1% di tolleranza

La configurazione scelta per l'alimentatore lineare da 3.3V, tratta dalle note applicative, è invece la seguente:

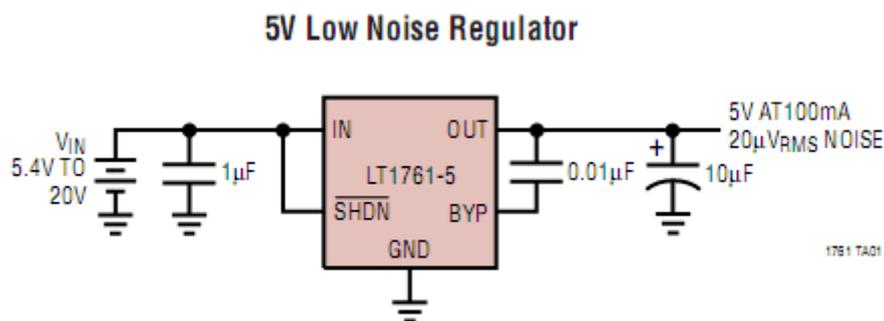


Fig. 2.19 Possibile soluzione per l'alimentazione lineare da 3.3V, tratto da [5]

Benché in figura sia utilizzato un integrato LT1761-5, che fornisce in uscita 5V di tensione, per ottenere 3.3 V la configurazione circuitale non cambia, basta sostituire al LT1761 il LT1761-3.3 (di conseguenza la tensione minima di ingresso non è 5.4V ma è 3.7V)

Il condensatore di ingresso assicura la stabilità della tensione fornita al LT1761. E' stato scelto un modello a bassa ESL per ridurre eventuali picchi provocati dal switching a monte:

C1 Murata LLA31MR71C105MA01 1µF, 16V

Il condensatore posto tra la tensione di carico e il pin bypass BYP, filtra il rumore, cortocircuitando la tensione di riferimento interna alle alte frequenze. Il massimo valore che può assumere tale capacità è di 10nF; tale valore assicura una forte reiezione del ripple in uscita.

C2 Murata LLL215R71H103MA11 10nF, 50V

In uscita, per garantire una buona stabilità del sistema con un condensatore di bypass di 10nF, è opportuno inserire una capacità di 10µF. Si ottiene così un sistema molto stabile, l'alimentatore non oscilla, ma la risposta in transitorio è molto lunga (10ms circa).

Il condensatore scelto è:

C3 Murata GRM32DR71E106KA12 10µF, 25V

Al fine di eliminare disturbi alle frequenze di 800kHz (frequenza di commutazione degli alimentatori switching) e alla frequenza di 437MHz (radiofrequenza) sono stati inoltre inseriti in uscita i seguenti condensatori (il modem è posto nel ricetrasmittitore, quindi è soggetto a forti disturbi):

C4	Murata	LLA31MR71C105MA01	1 $\mu$ F, 16V
C5	Murata	GRM155R71H331KA01	330pF, 50V

Nelle simulazioni svolte è stata verificata l'elevata attenuazione del ripple in ingresso e l'efficienza stimata è del 50%.

Lo schema dell'alimentatore completo è allegato in appendice E.

## 2.6 Interruttori elettronici a MOSFET

Per alimentare il magnetometro e lo spettro-dosimetro si utilizzerà direttamente la tensione di batteria (9-12V). I due strumenti infatti necessitano, rispettivamente, di alimentazioni comprese negli'intervalli 6-15V e 8-12V senza particolari richieste.

Per garantire però un controllo dell'alimentazione, è opportuno inserire degli'interruttori elettronici in serie a tali dispositivi. Gl'interruttori devono dunque avere resistenza di conduzione molto bassa. Per quanto riguarda il magnetometro il commutatore dovrà sostenere, all'esecuzione del reset dello strumento, circa 3-4A di corrente. Per risolvere il problema è sufficiente inserire un opportuno condensatore in uscita dall'interruttore.

Si utilizzeranno dunque degli'interruttori con MOSFET canale P del seguente tipo:

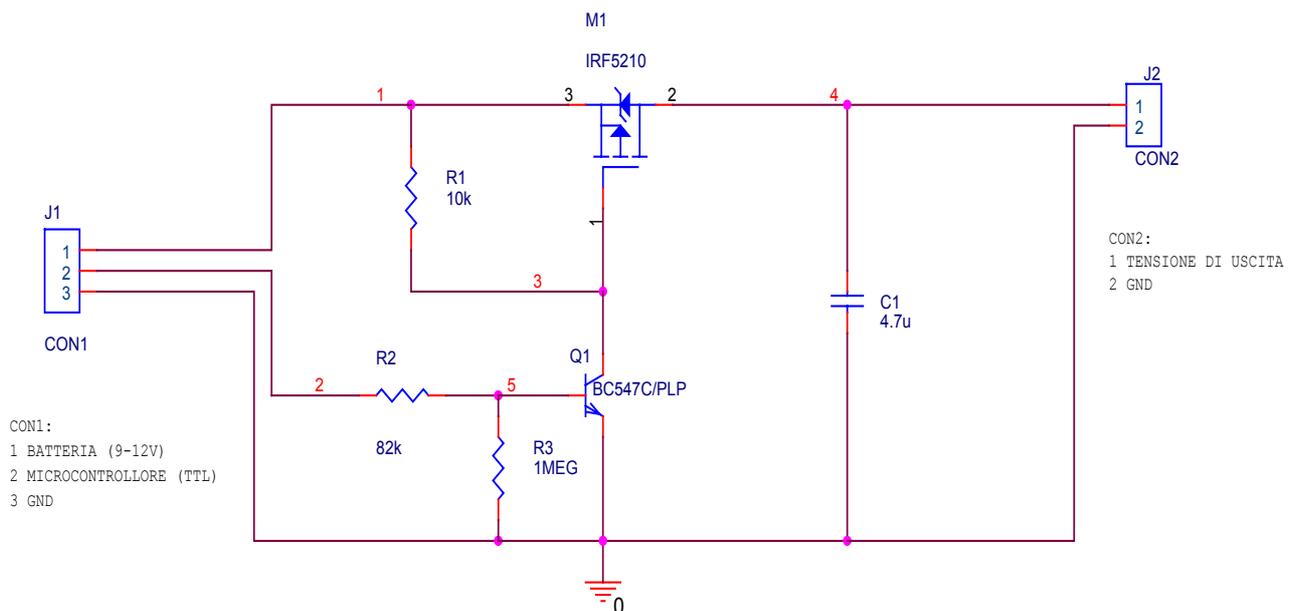


Fig. 2.20 Schema dell'interruttore elettronico a P-MOS

L'interruttore elettronico in fig. 2.20 si basa sulla proprietà del MOSFET canale P di condurre con tensioni gate-source negative. E' stato scelto il modello IRF5210 (HEXFET) della International Rectifier, il quale, benché sovradimensionato con corrente massima di canale  $I_{D(MAX)} = -40A$  e tensione di break down  $V_{(BD)DSS} = -100V$ , presenta una resistenza si canale, in conduzione, di appena  $60m\Omega$ . Esso garantisce quindi un'elevata efficienza dell'interruttore.

Si espone, brevemente, il funzionamento del commutatore:

Il transistor BJT, in una normale configurazione on/off, quando la linea del microcontrollore è alta (livelli TTL,  $\approx 5V$ ), satura portando il gate del MOS quasi al potenziale di massa. Si ottiene così una tensione gate-source negativa, che sarà compresa tra  $-9$  e  $-12V$ . Ora, se la corrente richiesta dal carico ( $-I_D$ ) non supera  $10-20A$  (si veda il grafico in figura 2.21), il MOSFET lavora praticamente in saturazione e le perdite sono minime. Considerando che magnetometro (in funzionamento normale) e spettro-dosimetro non richiedono più di  $20mA$  e  $15mA$  rispettivamente, la caduta sul P-MOS sarà praticamente trascurabile.

Quando la linea del microcontrollore è bassa, il transistor passa in interdizione e annulla la tensione  $V_{GS}$  portando in interdizione il MOSFET, la cui corrente di perdita non supera qualche decina di  $\mu A$ .

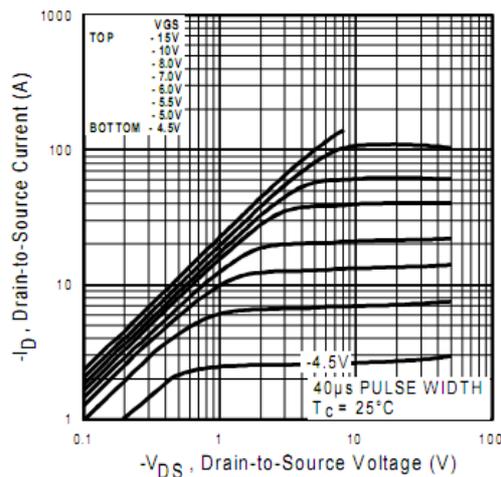
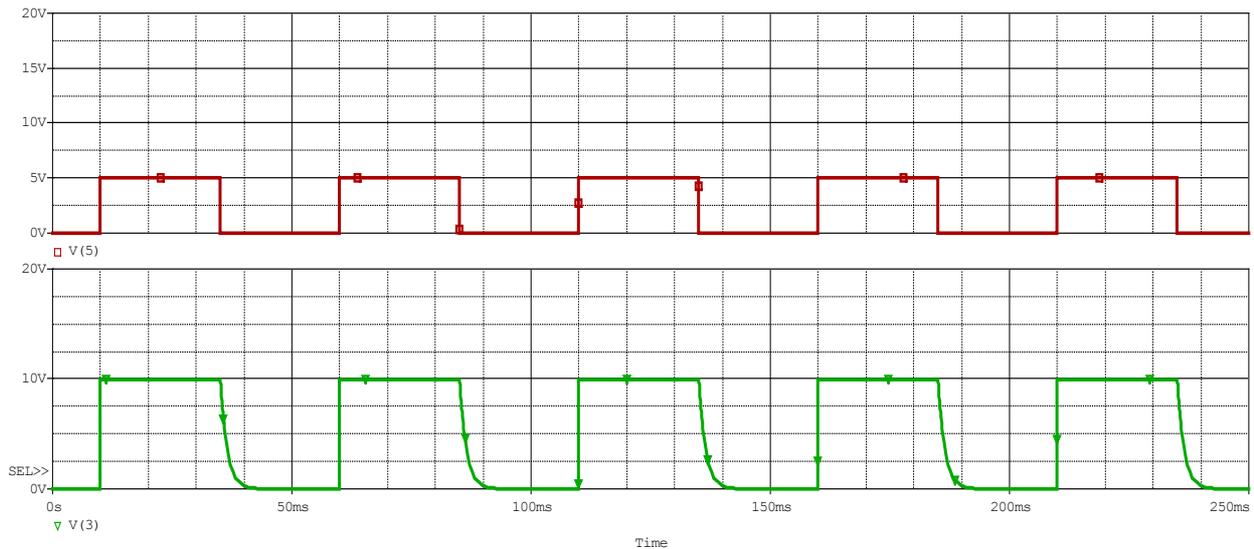


Fig. 2.21 Caratteristica di uscita del P-MOS IRF5210, tratto da [8]

Per quanto riguarda il BJT, è stato scelto un banale transistor per piccoli segnali di bassa frequenza, il BC547C. Il dimensionamento delle resistenze R1 e R2 è stato eseguito facendo in modo che il circuito di collettore non assorba più di  $1-2mA$  e considerando che per tali correnti di collettore, una buona saturazione si ottiene con correnti di base 20 volte minori. Nei calcoli si è considerata una tensione di batteria di  $12V$ .

Alla fine, si sono eseguite alcune simulazioni in ambiente OrCAD, sfruttando il modello SPICE del IRF5210 fornito dalla International Rectifier.

I grafici esposti in figura 2.22 sono relativi alla simulazione con tensione di batteria  $10V$ , corrente erogata  $33mA$  e carico puramente resistivo. Inoltre, dato che l'interruttore lavorerà nella sola modalità on/off, la frequenza di commutazione utilizzata è bassa.



*Fig.2.22 Comportamento dell'interruttore secondo OrCAD PSPICE*

V(5) è la tensione di comando del BJT e V(3) è la tensione di uscita. Si osservi come la caduta sul MOSFET, in conduzione, sia praticamente nulla. Dunque la soluzione circuitale sembra soddisfare la esigenza di alto rendimento.

Speratamente si è inoltre verificato che il transistor NPN BC547C, nella fase on, lavora in zona di saturazione molto profonda.

Gl'impulsi del magnetometro non dovrebbero generare problemi nell'interruttore, data la presenza del condensatore in uscita e la robustezza del MOSFET.

Tali impulsi, da 3-4A, potrebbero però irradiare disturbi e danneggiare altre apparecchiature del satellite, soprattutto il ricevitore. Sarà dunque opportuno schermare molto bene tutto il sistema di alimentazione del magnetometro.

## Capitolo 3

# Circuiti stampati degli alimentatori

(gl'accorgimenti costruttivi sono stati ripresi da [6] e [7])

In vista di una futura realizzazione sperimentale del sistema di alimentazione, sono stati disegnati dei layout di diversi blocchi studiati e progettati nel Capitolo 2. I componenti utilizzati sono prevalentemente del tipo SMD di piccole dimensioni e con footprint ben note. Il loro range di funzionamento in temperatura è molto ampio. Infatti, l'ambiente spaziale è proibitivo e le escursioni di temperatura, alla quota di AtmoCube, si è visto, andranno da  $-40^{\circ}\text{C}$  a circa  $80^{\circ}\text{C}$ . Quasi tutti i componenti, secondo le specifiche dei vari costruttori, possono operare nell'intervallo da  $-55^{\circ}\text{C}$  a  $125^{\circ}\text{C}$ . Gl'unichelementi delicati sono le induttanze il cui funzionamento è garantito da  $-25^{\circ}\text{C}$  a  $105^{\circ}\text{C}$ . Si dovrà dunque provvedere ad un certo isolamento termico del satellite e, qualora ciò non sia possibile, andranno cambiate le induttanze.

Per quanto riguarda i convertitori switching esposti nel precedente capitolo, data la gentile consulenza dei tecnici della Elcon s.r.l (è stato utilizzato il software Ultiboard), si è deciso di realizzare in via sperimentale il layout dell'alimentatore da 5V, 2A per l'amplificatore di potenza a RF (par. 2.3) e il layout dell'alimentatore "general purpose" da 5V, 200mA (par. 2.4). Si tratta, infatti, di elementi delicati nel sistema distribuito di alimentazione, dunque è opportuno avere dei riscontri reali sul loro comportamento al più presto possibile.

Gl'alimentatori switching, richiedendo in ingresso una corrente impulsiva alla frequenza di commutazione e fornendo in uscita una corrente a rampe, generano moltissimo rumore. In ciascun circuito si possono, infatti, individuare due anelli di corrente: il primo, formato dal condensatore di ingresso, dai pin Vin ed SW del regolatore integrato, dall'induttore e dal condensatore di uscita, è attivo durante la fase on dell'interruttore interno. L'altro, formato dal diodo di ricircolo, dal piedino SW, dall'induttore e dal condensatore di uscita, è attivo quando il commutatore è aperto.

Questi due anelli sono in pratica delle spire che irradiano disturbi elettromagnetici alla frequenza di commutazione. Si consideri poi che all'interno del satellite vi è un apparato ricetrasmittente che deve essere disturbato il meno possibile. La cosa migliore è, dunque, durante la stesura del layout, iniziare proprio da questi anelli critici: essi dovranno avere la minore circonferenza possibile con i componenti disposti sullo stesso layer. E' bene che le piste di collegamento siano molto larghe e particolare attenzione deve essere dedicata al condensatore di ingresso e al diodo: essi devono essere posti molto vicini all'integrato al fine da minimizzare resistenze ed induttanze parassite e creare un circuito a bassa impedenza per l'alta frequenza.

Un piano di massa, continuo lungo tutta l'estensione degli anelli critici e posto sotto il circuito, esegue un discreto lavoro di schermatura, proteggendo gl'altri elementi del satellite.

Inoltre, è bene che i pin SW e BOOST, essendo interessati da commutazioni di tensione e corrente considerevoli, siano dotati di piazzole molto piccole per non irradiare disturbi. Per quanto riguarda i piedini FB e Vc (quest'ultimo presente solo nel regolatore LT3481), anch'essi devono avere piazzole di dimensioni minime, in modo da consentire al piano di massa di proteggerli efficacemente dalle emissioni EM. Si tratta, infatti, di pin facenti parte dell'anello di reazione, dunque molto delicati.

Infine, non devono esserci anelli di massa perché molto pericolosi (sono in pratica delle antenne che pescano disturbi EM, creando squilibri distruttivi del potenziale di riferimento).

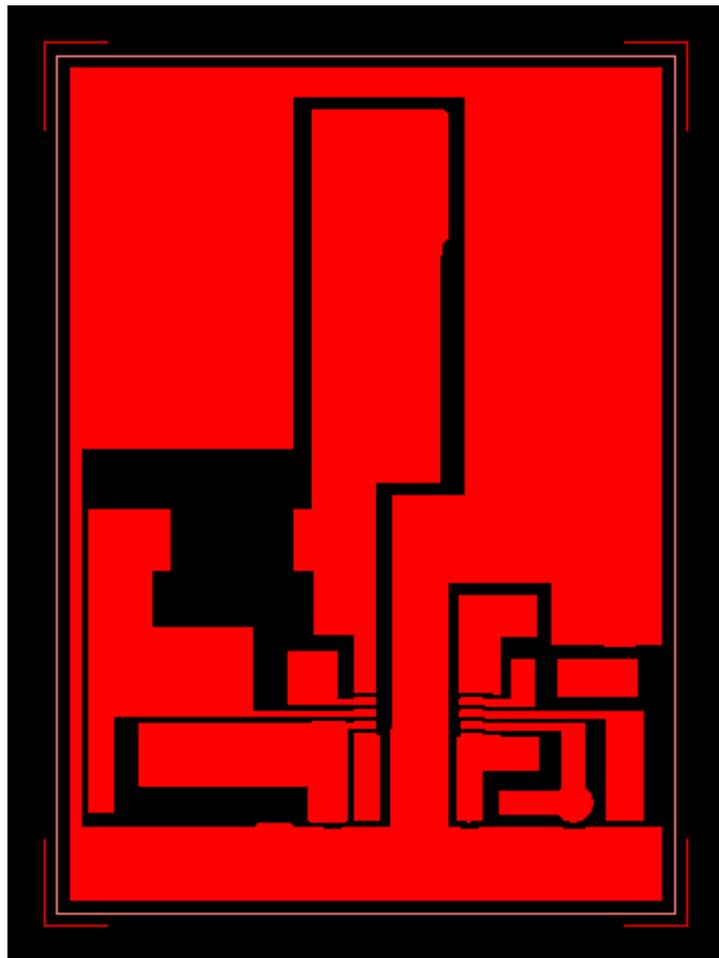
Un ulteriore accorgimento per il LT3481 è la necessità di un buon collegamento di massa (si veda il suo package nei data sheet) per poter dissipare meglio il calore dato che esso sarà interessato da correnti considerevoli.

L'ultimo circuito di cui è stato realizzato il layout è l'interruttore a MOSFET (par. 2.6). Essendo un dispositivo molto semplice, si è provveduto alla sua stesura con il programma OrCAD Layout Plus. Non essendo critici, gl'interruttori a MOSFET non necessitano di accorgimenti particolari. L'unico problema è l'impulso di reset del magnetometro: è bene dunque che il condensatore di uscita e il PMOS siano molto vicini al circuito di interfacciamento dello strumento per confinare l'emissione dei disturbi. A questo scopo è stato realizzato, inoltre, un piano di massa che limita l'irradiazione e scherma a sua volta l'interruttore da altre interferenze.

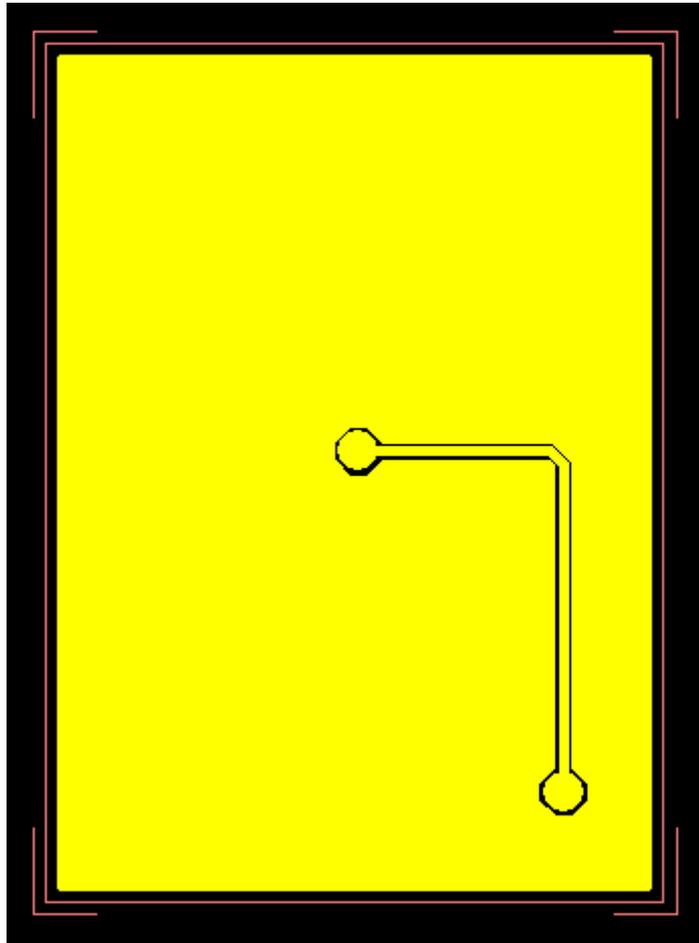
Tutti gli stampati sono a doppia faccia di cui una sempre quasi esclusivamente destinata al piano di massa. I componenti SMD scelti, benché piccoli, sono comunque saldabili a mano.

Nei punti seguenti sono raffigurati i layout realizzati. Tutte le viste sono prese dal lato componenti.

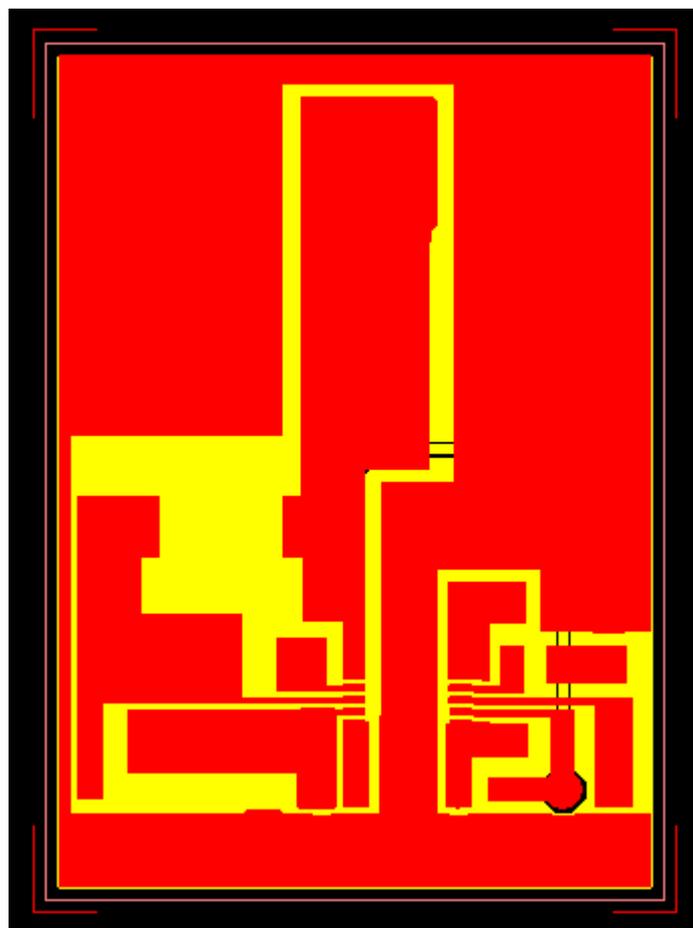
### **3.1 Layout Alimentatore 5V, 2A per l'amplificatore di potenza a RF**



*Fig. 3.1 Layout lato componenti dell'alimentatore 5V, 2A*

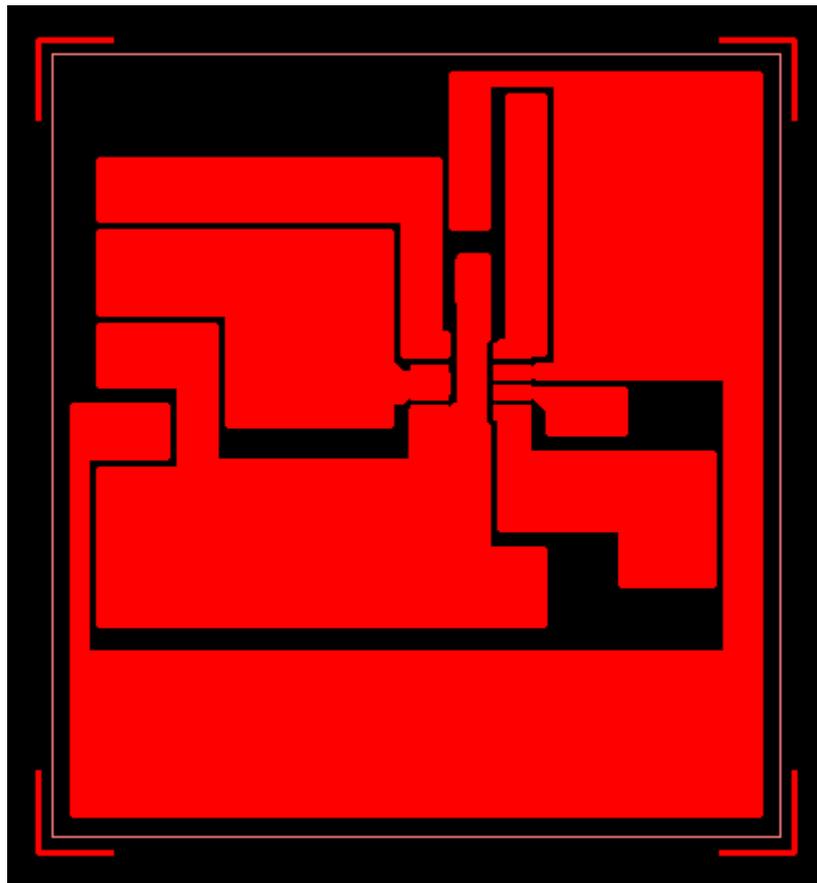


*Fig. 3.2 Layout lato rame dell'alimentatore 5V, 2A*

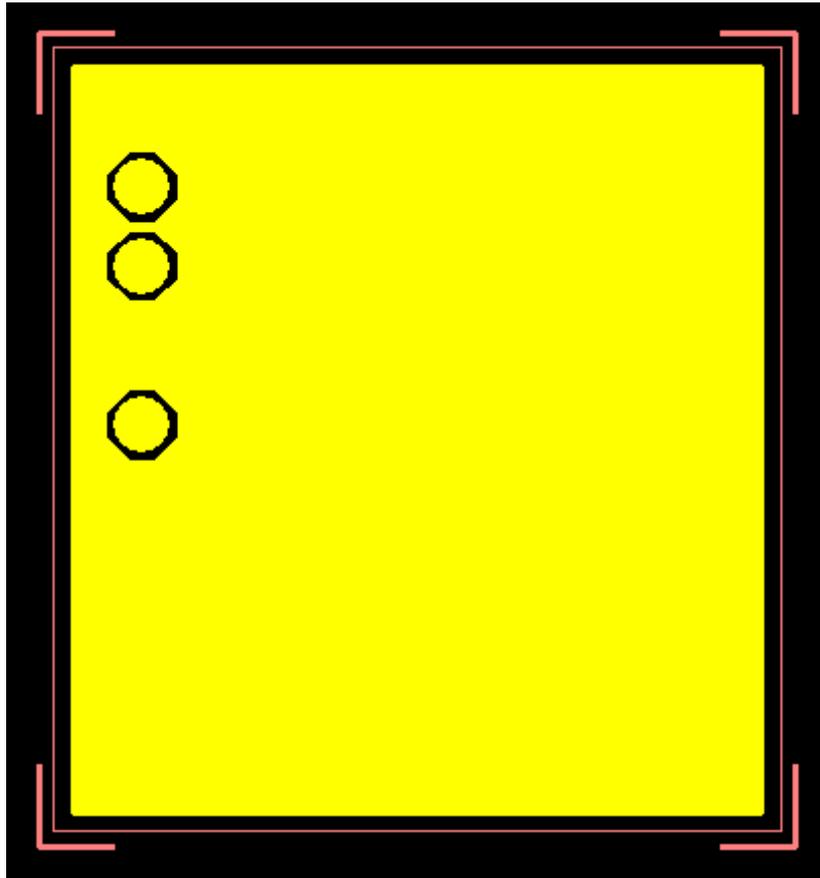


*Fig. 3.3 Layout completo dell'alimentatore 5V, 2A*

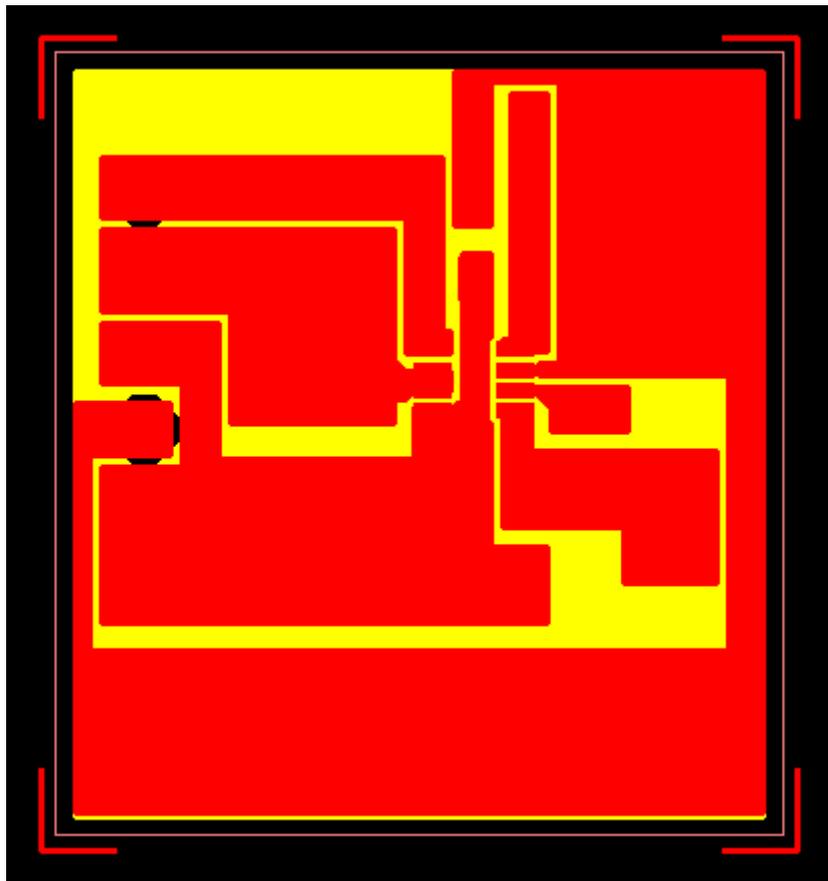
## 3.2 Layout Alimentatore 5V, 200mA



*Fig. 3.4 Layout lato componenti dell'alimentatore 5V, 200mA*



*Fig. 3.5 Layout lato rame dell'alimentatore 5V, 200mA*



*Fig. 3.6 Layout completo dell'alimentatore 5V, 200mA*

### 3.3 Layout Interruttore elettronico a MOSFET

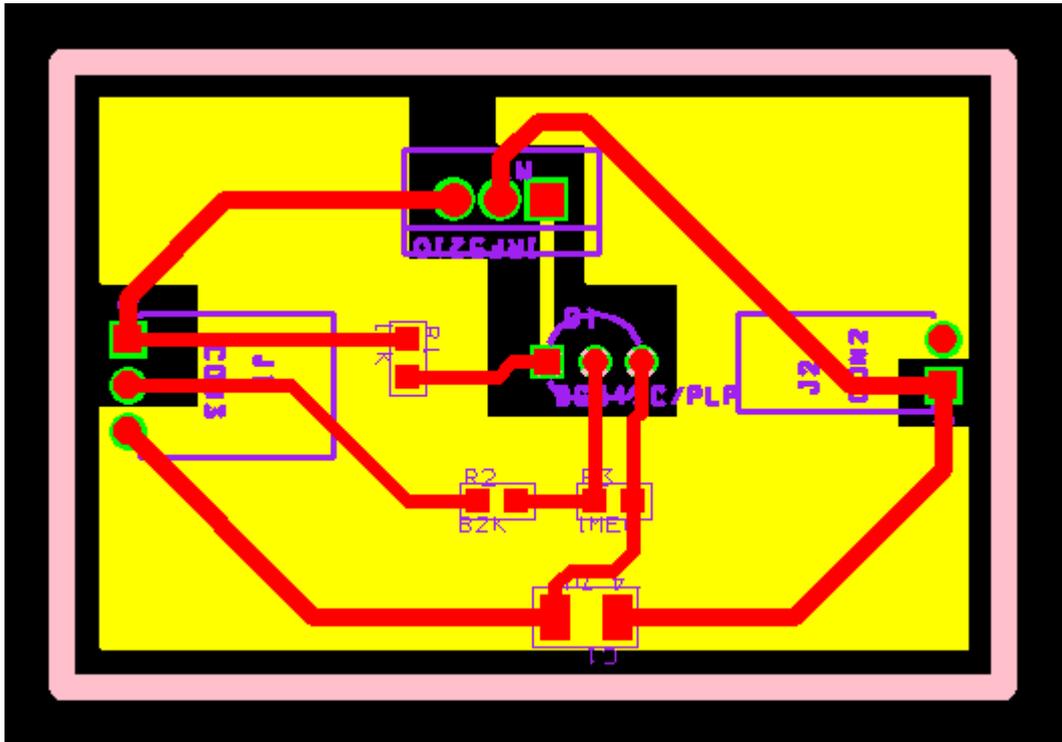


Fig. 3.7 Layout completo del interruttore a MOSFET (il lato rame in giallo, il lato componenti in rosso)

### 3.4 Realizzazione degli stampati

Le tecniche a disposizione per la realizzazione degli stampati a doppia faccia sono due: il metodo classico ad incisione e l'utilizzo di una fresa professionale. Per l'interruttore a MOSFET, essendo disponibile la fresa presente del laboratorio TDP dell'ITIS "Alessandro Volta" e nota l'ottima compatibilità del programma OrCAD Layout con il software di gestione della macchina, si è optato per tale soluzione. Il risultato ottenuto è visibile nelle seguenti foto:

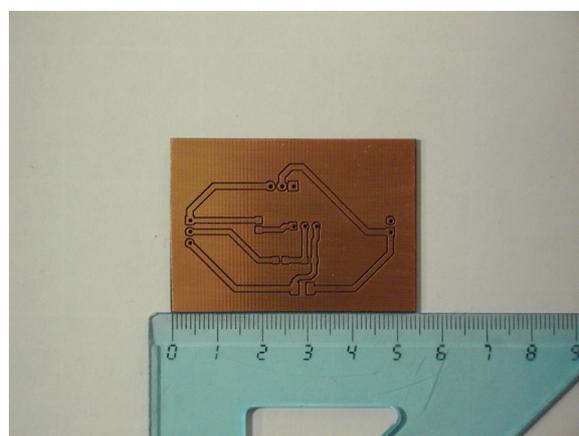
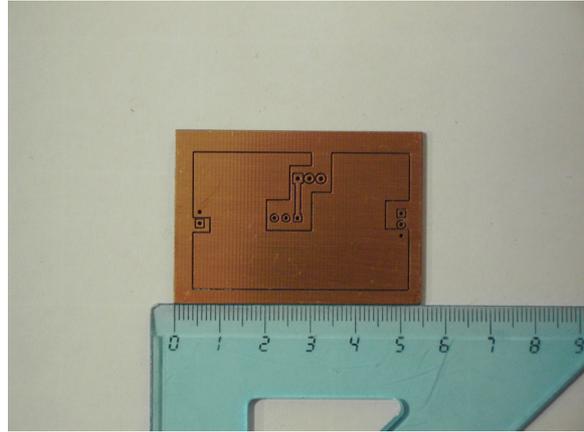


Fig. 3.8 Stampato dell'interruttore a MOSFET, lato componenti



*Fig. 3.9 Stampato dell'interruttore a MOSFET, lato rame*

Per quanto riguarda gl'alimentatori switching, non è stato purtroppo possibile realizzarli con la fresa a causa di incompatibilità software. Inoltre, dato il poco tempo a disposizione, non è stato possibile realizzarli con il metodo ad incisione.

## Capitolo 4

# Conclusioni

Il fine di questo lavoro è stato quello di realizzare un possibile sistema di alimentazione per il satellite AtmoCube, partendo dal circuito di interfacciamento per i pannelli solari progettato in [1]. L'iter progettuale, sebbene incompleto, è stato strutturato secondo un ordine preciso. Inizialmente è stato valutato il bilancio energetico del satellite mediante il quale stimare i consumi e rapportarli all'effettiva energia disponibile. Si sono così individuati dei vincoli entro i quali sviluppare tutto il sistema di alimentazione. Fondamentali, in questa fase, sono state le informazioni relative all'operatività del satellite, i tempi di attesa e di accesso, ottenuti nelle simulazioni in [2], e le caratteristiche dei vari blocchi funzionali. Si è così giunti ad una simulazione realizzata in MATLAB per il calcolo del consumo energetico giornaliero di AtmoCube, durante i primi 6 mesi di attività.

Fin dall'inizio è stata presa la decisione di realizzare un sistema di alimentazione con architettura distribuita, ovvero si è associato ad ogni blocco funzionale del satellite un proprio alimentatore. Si garantisce così elevata elasticità e ridondanza (garanzia di affidabilità) al sistema. Dopo aver stimato i consumi, la seconda fase del progetto ha visto lo sviluppo vero e proprio dei blocchi di alimentazione. È stato realizzato ed analizzato ampiamente l'alimentatore dell'amplificatore a radiofrequenza. Si tratta, infatti, di un elemento critico per i sistemi di alimentazione e di ricetrasmisione, il che giustifica il parecchio tempo investito nella sua progettazione. È stato poi individuato un alimentatore step-down adatto a parecchie utenze del satellite, di cui quindi si prevede un notevole utilizzo. Anche tale blocco è stato ben studiato nei minimi particolari. Altro elemento critico è il MODEM ADF7020, per il quale è stata prevista un'alimentazione a ripple molto basso. Infine, per il magnetometro e lo spettro-dosimetro, funzionanti alla tensione di batteria, è stato realizzato un interruttore a MOSFET per l'accensione e lo spegnimento di ciascun strumento di misura. Ogni blocco realizzato è controllabile dal microprocessore di bordo attraverso linee logiche con livelli TTL compatibili.

L'ultima parte ha visto la realizzazione dei layout dei circuiti progettati. Si è tenuto conto, in questa fase, delle problematiche relative agli alimentatori a commutazione: tali dispositivi sono, infatti, fonte di inevitabili e forti disturbi elettromagnetici. I layout disegnati tengono conto di tutti questi aspetti e dovrebbero garantire una certa affidabilità. Purtroppo non è stato possibile realizzare in pratica i PCB dei convertitori DC/DC switching, quindi non si hanno a disposizione informazioni sugli aspetti reali del loro funzionamento. In ogni modo, i dati ottenuti in tutte le simulazioni svolte fanno ben sperare. Per quanto riguarda invece gli interruttori a MOSFET, i loro circuiti stampati sono stati realizzati mediante una fresa professionale, ma prima di raggiungere un buon risultato ci sono voluti parecchi tentativi. In ogni modo è stata così acquisita una certa esperienza, non solo nell'impiego della fresa, ma anche nell'utilizzo di strumenti CAD per la realizzazione di PCB. Tale esperienza sarà utile nel proseguimento del progetto AtmoCube.

Per quanto riguarda i punti ancora in sospeso, si riportano:

- Realizzazione sperimentale e collaudo dei blocchi di alimentazione, con molto riguardo agli alimentatori switching e ai disturbi da essi generati (potrebbero essere la causa di parecchi problemi del ricetrasmittitore).
- Studio di filtri e altri sistemi di disaccoppiamento per eliminare e isolare i disturbi generati dagli alimentatori a commutazione.
- Interfacciamento dei blocchi di alimentazione con il circuito MPPT progettato in [1] e analisi del funzionamento globale a carico.
- Implementazione su microcontrollore di un software di gestione dell'intero sistema di alimentazione.
- Realizzazione dell'intero sistema su un unico PCB finale.
- Studio termico del satellite.
- Analisi degli effetti delle radiazioni ad alta energia sui circuiti elettronici ed eventuale utilizzo di componenti del tipo RAD-HARD (radiation hardened) dell'International Rectifier o di sistemi di ripristino latch up.



t [giorni]	Et [Wh]			
30	31.3519	Et <= EtMAX	Soglia	RISPETTATA
31	31.1255	Et <= EtMAX	Soglia	RISPETTATA
32	31.4042	Et <= EtMAX	Soglia	RISPETTATA
33	31.8507	Et <= EtMAX	Soglia	RISPETTATA
34	31.4089	Et <= EtMAX	Soglia	RISPETTATA
35	31.4513	Et <= EtMAX	Soglia	RISPETTATA
36	31.3896	Et <= EtMAX	Soglia	RISPETTATA
37	31.2097	Et <= EtMAX	Soglia	RISPETTATA
38	31.1883	Et <= EtMAX	Soglia	RISPETTATA
39	31.9281	Et <= EtMAX	Soglia	RISPETTATA
40	31.3728	Et <= EtMAX	Soglia	RISPETTATA
41	31.4513	Et <= EtMAX	Soglia	RISPETTATA
42	31.4183	Et <= EtMAX	Soglia	RISPETTATA
43	31.2751	Et <= EtMAX	Soglia	RISPETTATA
44	31.1784	Et <= EtMAX	Soglia	RISPETTATA
45	31.9250	Et <= EtMAX	Soglia	RISPETTATA
46	31.3284	Et <= EtMAX	Soglia	RISPETTATA
47	31.4382	Et <= EtMAX	Soglia	RISPETTATA
48	31.4366	Et <= EtMAX	Soglia	RISPETTATA
49	31.3289	Et <= EtMAX	Soglia	RISPETTATA
50	31.0795	Et <= EtMAX	Soglia	RISPETTATA
51	31.3901	Et <= EtMAX	Soglia	RISPETTATA
52	31.9098	Et <= EtMAX	Soglia	RISPETTATA
53	31.4220	Et <= EtMAX	Soglia	RISPETTATA
54	31.4497	Et <= EtMAX	Soglia	RISPETTATA
55	31.3749	Et <= EtMAX	Soglia	RISPETTATA
56	31.1705	Et <= EtMAX	Soglia	RISPETTATA
57	31.3624	Et <= EtMAX	Soglia	RISPETTATA
58	31.7859	Et <= EtMAX	Soglia	RISPETTATA
59	31.3927	Et <= EtMAX	Soglia	RISPETTATA
60	31.4523	Et <= EtMAX	Soglia	RISPETTATA
61	31.4073	Et <= EtMAX	Soglia	RISPETTATA
62	31.2442	Et <= EtMAX	Soglia	RISPETTATA
63	31.2014	Et <= EtMAX	Soglia	RISPETTATA
64	31.9412	Et <= EtMAX	Soglia	RISPETTATA
65	31.3519	Et <= EtMAX	Soglia	RISPETTATA
66	31.4471	Et <= EtMAX	Soglia	RISPETTATA
67	31.4309	Et <= EtMAX	Soglia	RISPETTATA
68	31.3064	Et <= EtMAX	Soglia	RISPETTATA
69	31.0309	Et <= EtMAX	Soglia	RISPETTATA
70	31.2772	Et <= EtMAX	Soglia	RISPETTATA
71	31.9579	Et <= EtMAX	Soglia	RISPETTATA
72	31.4288	Et <= EtMAX	Soglia	RISPETTATA
73	31.4466	Et <= EtMAX	Soglia	RISPETTATA
74	31.3545	Et <= EtMAX	Soglia	RISPETTATA
75	31.1308	Et <= EtMAX	Soglia	RISPETTATA
76	31.4089	Et <= EtMAX	Soglia	RISPETTATA
77	31.8492	Et <= EtMAX	Soglia	RISPETTATA
78	31.4053	Et <= EtMAX	Soglia	RISPETTATA
79	31.4529	Et <= EtMAX	Soglia	RISPETTATA
80	31.3953	Et <= EtMAX	Soglia	RISPETTATA
81	31.2081	Et <= EtMAX	Soglia	RISPETTATA
82	31.1888	Et <= EtMAX	Soglia	RISPETTATA
83	31.9318	Et <= EtMAX	Soglia	RISPETTATA
84	31.3686	Et <= EtMAX	Soglia	RISPETTATA
85	31.4534	Et <= EtMAX	Soglia	RISPETTATA
86	31.4194	Et <= EtMAX	Soglia	RISPETTATA
87	31.2777	Et <= EtMAX	Soglia	RISPETTATA
88	31.1731	Et <= EtMAX	Soglia	RISPETTATA
89	31.9208	Et <= EtMAX	Soglia	RISPETTATA
90	31.3279	Et <= EtMAX	Soglia	RISPETTATA
91	31.4382	Et <= EtMAX	Soglia	RISPETTATA
92	31.4387	Et <= EtMAX	Soglia	RISPETTATA
93	31.3326	Et <= EtMAX	Soglia	RISPETTATA
94	31.0900	Et <= EtMAX	Soglia	RISPETTATA
95	31.3911	Et <= EtMAX	Soglia	RISPETTATA
96	31.8988	Et <= EtMAX	Soglia	RISPETTATA
97	31.4183	Et <= EtMAX	Soglia	RISPETTATA
98	31.4492	Et <= EtMAX	Soglia	RISPETTATA
99	31.3755	Et <= EtMAX	Soglia	RISPETTATA
100	31.1752	Et <= EtMAX	Soglia	RISPETTATA
101	31.3608	Et <= EtMAX	Soglia	RISPETTATA
102	31.7780	Et <= EtMAX	Soglia	RISPETTATA
103	31.3896	Et <= EtMAX	Soglia	RISPETTATA
104	31.4518	Et <= EtMAX	Soglia	RISPETTATA
105	31.4094	Et <= EtMAX	Soglia	RISPETTATA

t [giorni]	Et [Wh]		
106	31.2495	Et <= EtMAX	Soglia RISPETTATA
107	31.1951	Et <= EtMAX	Soglia RISPETTATA
108	31.9454	Et <= EtMAX	Soglia RISPETTATA
109	31.3477	Et <= EtMAX	Soglia RISPETTATA
110	31.4439	Et <= EtMAX	Soglia RISPETTATA
111	31.4346	Et <= EtMAX	Soglia RISPETTATA
112	31.3091	Et <= EtMAX	Soglia RISPETTATA
113	31.0304	Et <= EtMAX	Soglia RISPETTATA
114	31.2913	Et <= EtMAX	Soglia RISPETTATA
115	31.9542	Et <= EtMAX	Soglia RISPETTATA
116	31.4283	Et <= EtMAX	Soglia RISPETTATA
117	31.4487	Et <= EtMAX	Soglia RISPETTATA
118	31.3561	Et <= EtMAX	Soglia RISPETTATA
119	31.1313	Et <= EtMAX	Soglia RISPETTATA
120	31.4042	Et <= EtMAX	Soglia RISPETTATA
121	31.8429	Et <= EtMAX	Soglia RISPETTATA
122	31.4042	Et <= EtMAX	Soglia RISPETTATA
123	31.4534	Et <= EtMAX	Soglia RISPETTATA
124	31.3938	Et <= EtMAX	Soglia RISPETTATA
125	31.2149	Et <= EtMAX	Soglia RISPETTATA
126	31.7352	Et <= EtMAX	Soglia RISPETTATA
127	31.3896	Et <= EtMAX	Soglia RISPETTATA
128	31.3702	Et <= EtMAX	Soglia RISPETTATA
129	31.4487	Et <= EtMAX	Soglia RISPETTATA
130	32.1380	Et <= EtMAX	Soglia RISPETTATA
131	31.1611	Et <= EtMAX	Soglia RISPETTATA
132	30.9974	Et <= EtMAX	Soglia RISPETTATA
133	31.4518	Et <= EtMAX	Soglia RISPETTATA
134	31.3211	Et <= EtMAX	Soglia RISPETTATA
135	32.2512	Et <= EtMAX	Soglia RISPETTATA
136	31.4094	Et <= EtMAX	Soglia RISPETTATA
137	31.2343	Et <= EtMAX	Soglia RISPETTATA
138	30.7664	Et <= EtMAX	Soglia RISPETTATA
139	31.6625	Et <= EtMAX	Soglia RISPETTATA
140	32.0389	Et <= EtMAX	Soglia RISPETTATA
141	31.4581	Et <= EtMAX	Soglia RISPETTATA
142	31.4372	Et <= EtMAX	Soglia RISPETTATA
143	31.3012	Et <= EtMAX	Soglia RISPETTATA
144	31.2040	Et <= EtMAX	Soglia RISPETTATA
145	31.2416	Et <= EtMAX	Soglia RISPETTATA
146	31.9527	Et <= EtMAX	Soglia RISPETTATA
147	31.4434	Et <= EtMAX	Soglia RISPETTATA
148	31.4539	Et <= EtMAX	Soglia RISPETTATA
149	31.3519	Et <= EtMAX	Soglia RISPETTATA
150	31.1193	Et <= EtMAX	Soglia RISPETTATA
151	31.4021	Et <= EtMAX	Soglia RISPETTATA
152	31.8340	Et <= EtMAX	Soglia RISPETTATA
153	31.4189	Et <= EtMAX	Soglia RISPETTATA
154	31.4633	Et <= EtMAX	Soglia RISPETTATA
155	31.3938	Et <= EtMAX	Soglia RISPETTATA
156	31.1998	Et <= EtMAX	Soglia RISPETTATA
157	31.2285	Et <= EtMAX	Soglia RISPETTATA
158	31.8016	Et <= EtMAX	Soglia RISPETTATA
159	31.3859	Et <= EtMAX	Soglia RISPETTATA
160	31.4617	Et <= EtMAX	Soglia RISPETTATA
161	31.4251	Et <= EtMAX	Soglia RISPETTATA

Et MEDIA = 31.4396 Wh

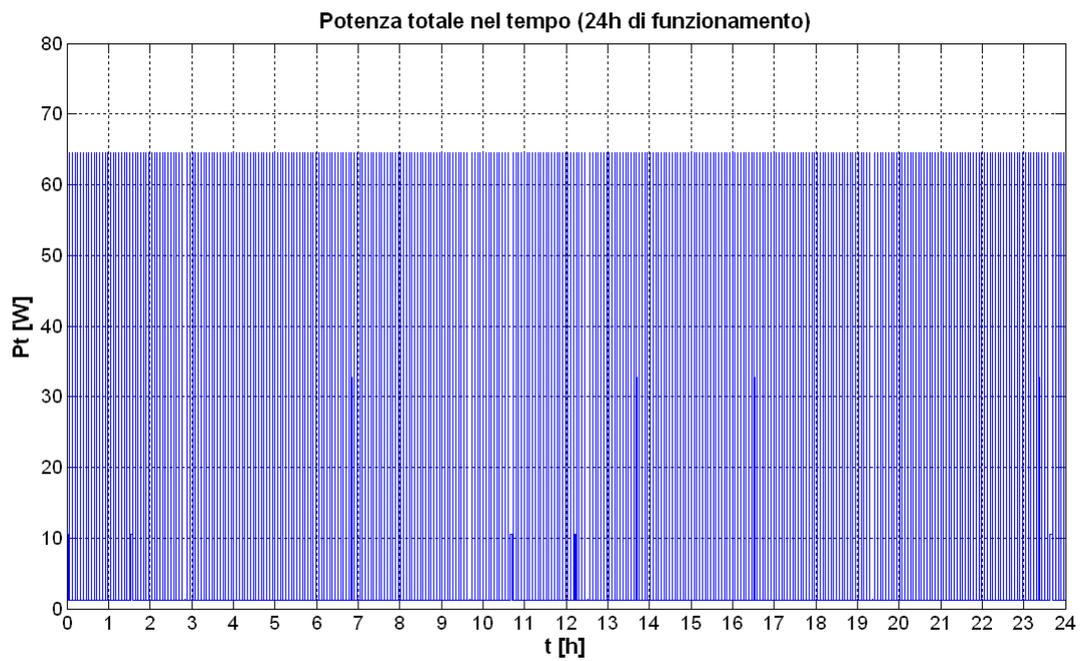
Et MIN = 30.7664 Wh giorno 138

Et MAX = 32.5840 Wh giorno 1

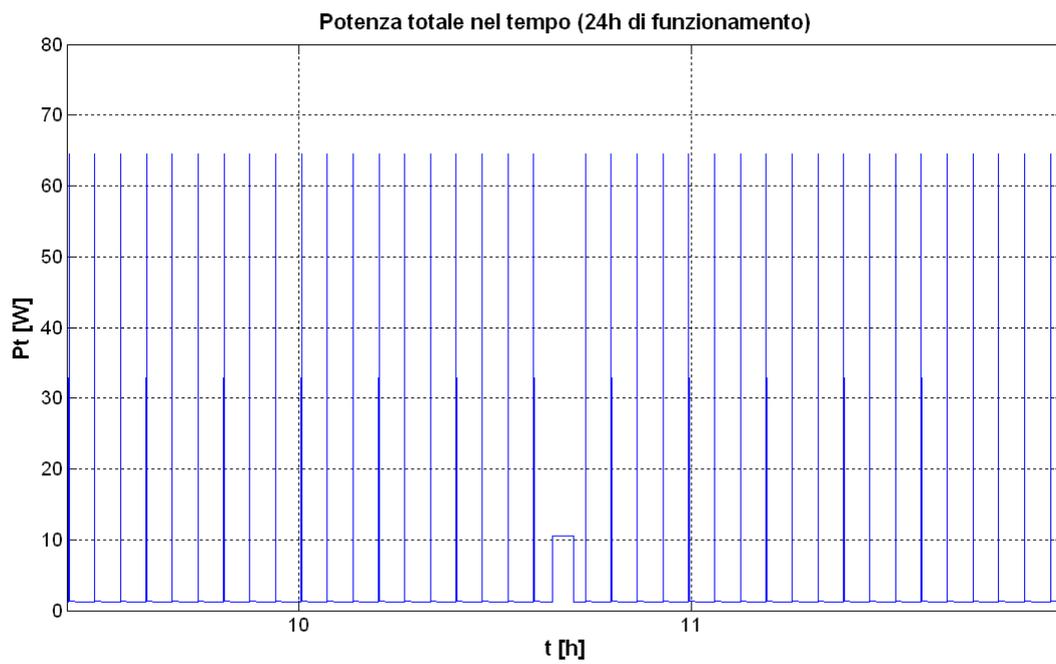
## Appendice B

### Potenza assorbita nell'arco di 24h di attività

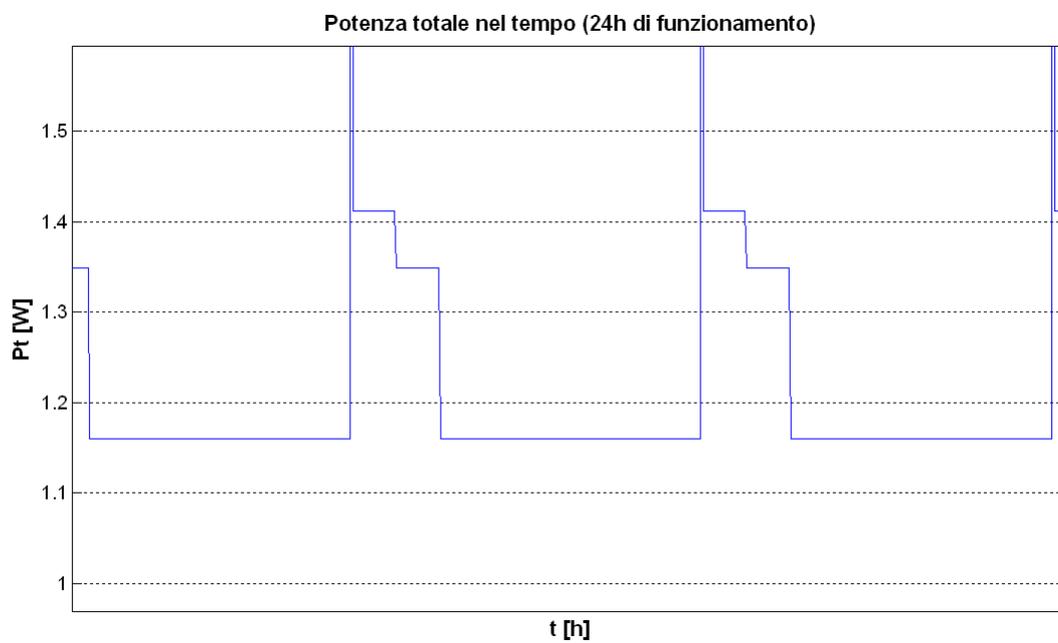
Si includono i grafici relativi alla simulazione eseguita con MATLAB per stimare la potenza assorbita lungo 24 ore di attività di AtmoCube.



*Fig. B.1 Andamento della potenza assorbita in 24h di attività*



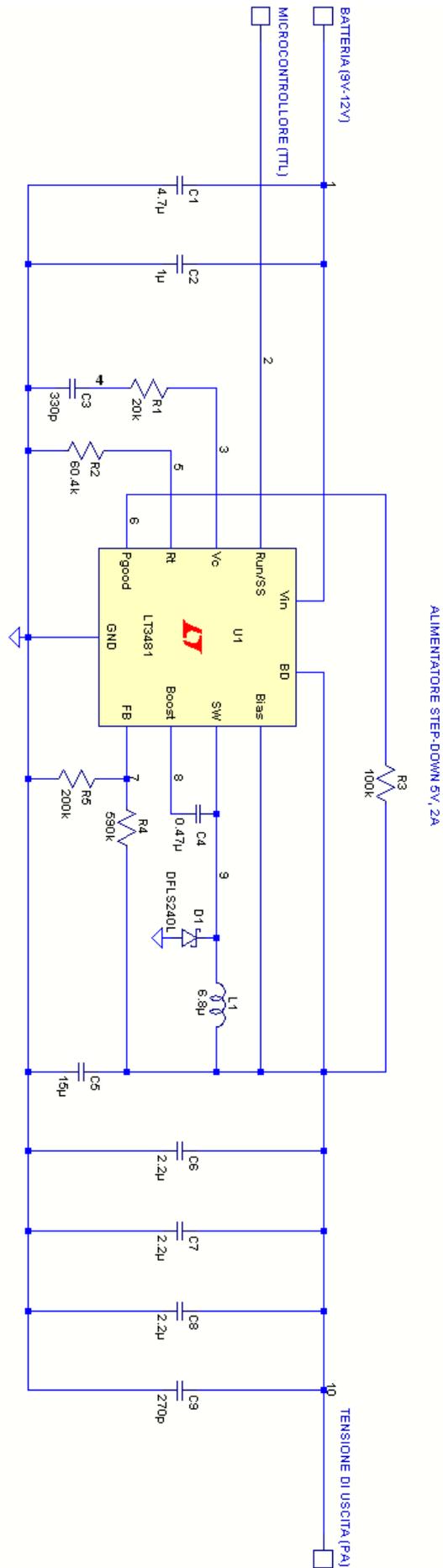
*Fig. B.2 Ingrandimento sull'intervallo di trasmissione*



*Fig. B.3 Ingrandimento sugli intervalli di misura*

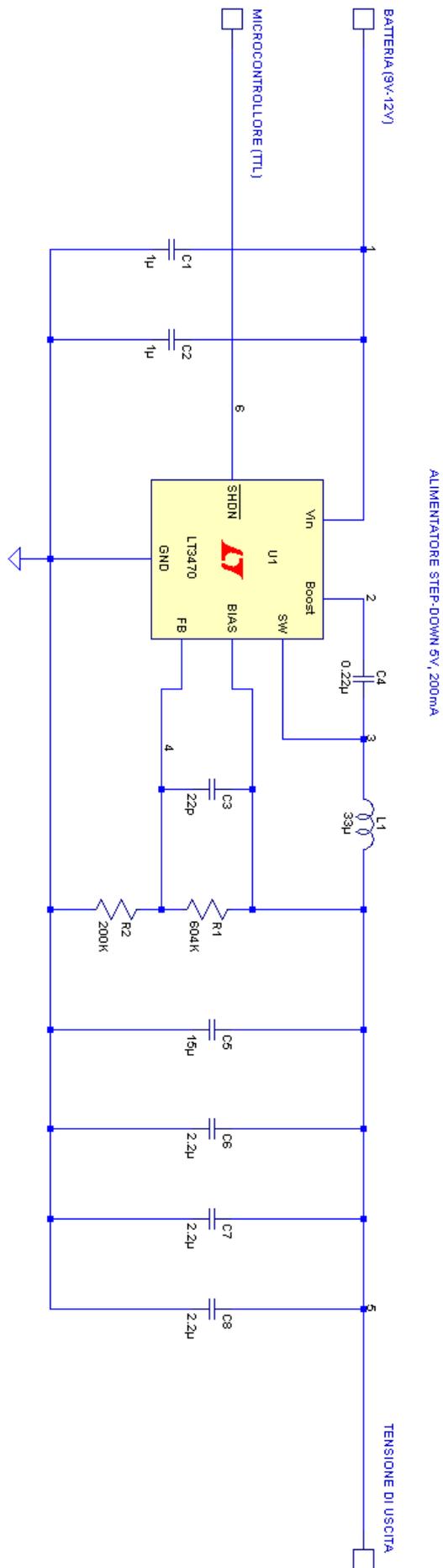
## **Appendice C**

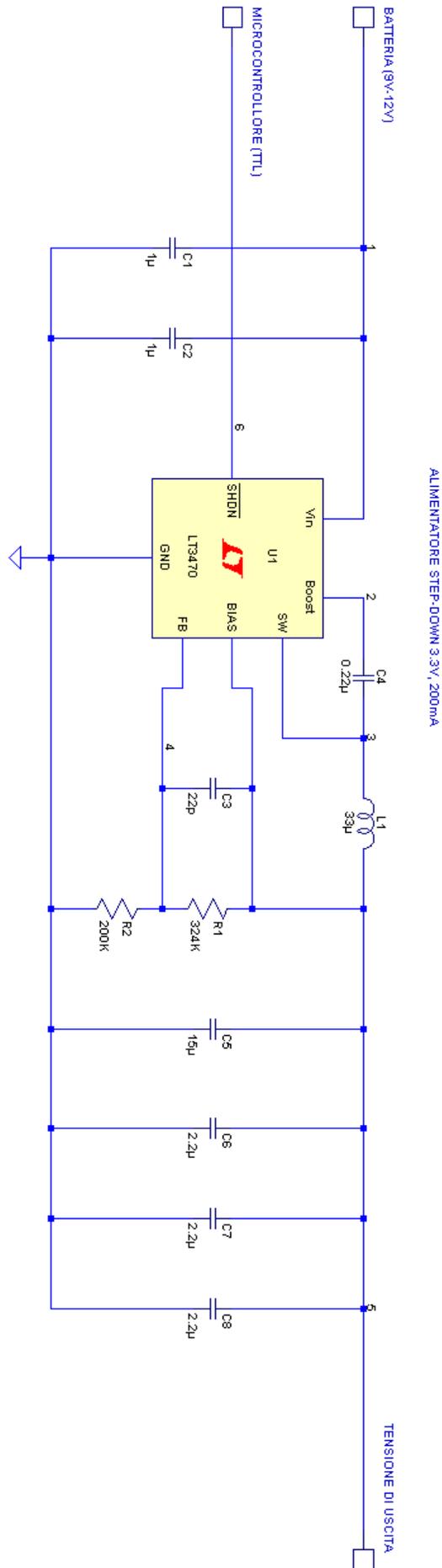
### **Schema elettrico dell'alimentatore da 5V, 2A**



## **Appendice D**

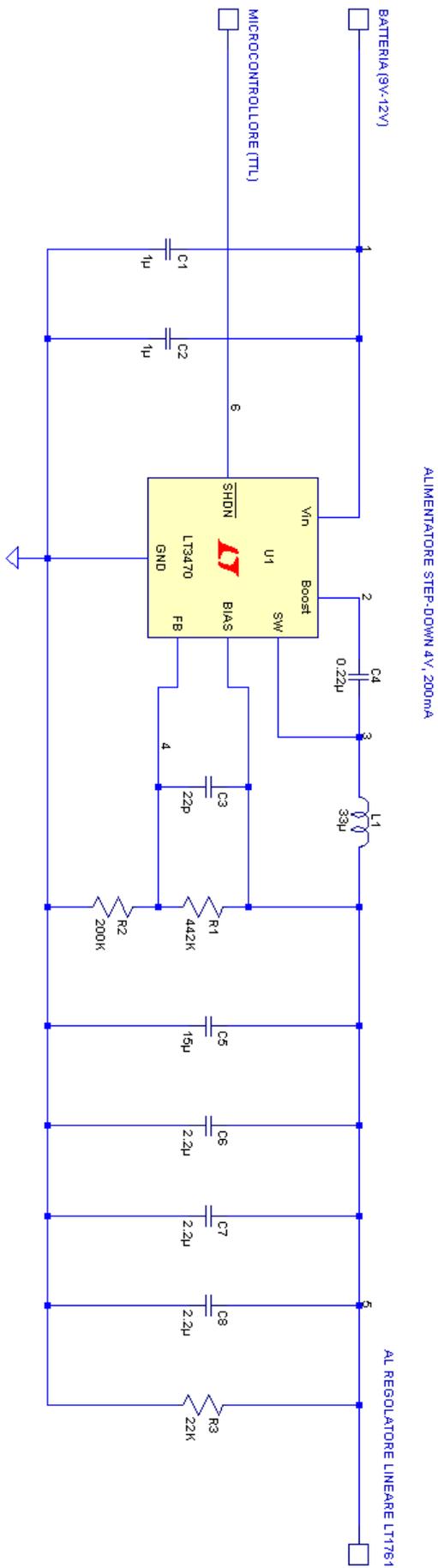
**Schemi elettrici degli alimentatori da 5V, 200mA e 3.3V, 200mA**

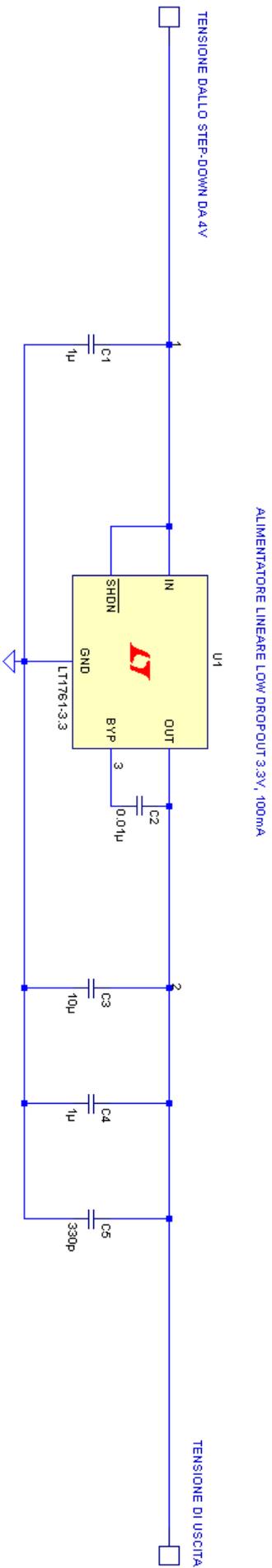




## **Appendice E**

**Schema elettrico dell'alimentatore da 3.3V, 100mA a basso ripple di uscita, per il MODEM ADF7020**





## Bibliografia

- [1] De Din M. – Progetto Preliminare di un Sistema di Gestione Energetica per il Satellite AtmoCube – Tesi di Laurea Triennale in Ingegneria Elettronica Applicata – A.A. 2004-2005
- [2] Cuttin A. – Progetto di Sistema del Satellite AtmoCube Architettura di Comunicazione e Architettura di Sistema – Tesi di Laurea Triennale in Ingegneria delle Telecomunicazioni – A.A. 2005-2006
- [3] Linear Technology LT3481 – 36V, 2A, 2.8MHz Step-Down Switching Regulator with 50 $\mu$ A Quiescent Current – Data Sheet
- [4] Linear Technology LT3470 – Micropower Buck Regulator with Integrated Boost and Catch Diodes – Data Sheet
- [5] Linear Technology LT1761 Series – 100mA, Low Noise, LDO Micropower Regulators in SOT-23 – Data Sheet
- [6] National Semiconductor – Knowledge in Power, Power Design Technical Courses 2006 – Presentation Handout
- [7] National Semiconductor – Knowledge in Power, Power Design Technical Courses 2006 – Cookbook
- [8] International Rectifier – IRF5210 HEXFET Power MOSFET – Data Sheet

## Ringraziamenti

Ritengo più che doveroso ringraziare il prof. Mario Fragiacomò per aver seguito con attenzione tutto lo sviluppo della presente tesi di laurea e per la sua grande disponibilità a fornire consigli e conoscenze, frutto di anni di esperienza lavorativa nel proprio campo.

Ringrazio anche il prof. Sergio Carrato, per avermi dato delucidazioni sull'operatività del satellite e consigli sugli obiettivi del progetto, e il prof. Omero Tuzzi, per alcuni suggerimenti sulle problematiche relative ai disturbi elettromagnetici degli alimentatori switching.

Un ringraziamento va anche ad Alessandro Cuttin e Marco De Din. Il primo, con il suo lavoro di definizione delle specifiche, ha fornito elementi fondamentali per la stesura del budget energetico nel Capitolo 1. Il secondo, avendo progettato il sistema di interfacciamento dei pannelli solari, è stato di grande aiuto per la comprensione del circuito MPPT.

Ringrazio, inoltre, la Elcon Elettronica s.r.l. per aver fornito assistenza durante la realizzazione dei layout PCB con componenti SMD (surface mounted devices) e il Sig. Davide Krmec dell'ITIS Alessandro Volta di Trieste (laboratorio TDP), per la sua disponibilità a realizzare, tramite fresa, i circuiti stampati.

Ultimi, ma per questo non meno importanti, ringrazio tutti gli amici, i familiari e, in generale, tutte le persone che mi sono state vicine in questi tre anni, credendo nelle mie capacità e sopportandomi nei periodi più duri.