

UNIVERSITÀ DI BOLOGNA
SECONDA FACOLTÀ DI INGEGNERIA – SEDE DI CESENA
CORSO DI LAUREA IN INGEGNERIA ELETTRONICA, INFORMATICA E
TELECOMUNICAZIONI

Progetto di un impianto fotovoltaico ad isola

*Tesi di Laurea Triennale
in Elettronica Industriale*

A cura di:
Ragazzoni Mattia

Relatore:
Prof. Rudi Paolo Paganelli

Correlatore:
Prof. Aldo Romani

Seconda Sessione
Anno accademico 2011/2012

Indice generale

1. Introduzione.....	4
2.2 Principi teorici.....	6
2.2 Principio di funzionamento cella fotovoltaica.....	6
2.2 Accensione spegnimento dei MOS.....	7
2.3 Induttori Accoppiati.....	10
2.4 Alimentatori lineari e reti di commutazione.....	11
2.5 Effetto Hall.....	14
3. Pannelli fotovoltaici.....	16
3.1 Caratterizzazione delle celle fotovoltaiche.....	16
3.2 Pannelli commerciali, installazione.....	17
3.3 Pannelli fotovoltaici utilizzato.....	18
4. Accumulatori.....	21
4.1 Caratterizzazione batterie al piombo-acido Pb.....	22
4.2 batterie utilizzate per il progetto.....	24
5. Formulazione delle specifiche.....	26
6. Caratteristiche base del circuito.....	27
6.1 Considerazioni generali.....	27
6.2 Controllo Carichi escludibili e temporizzati.....	29
6.3 Cùk: pregi, difetti e configurazioni circuitali.....	34
6.4 Parte analogica.....	37
6.5 Parte digitale.....	40
6.6 Scelta di un microcontrollore.....	45
6.7 Le alimentazioni.....	49
7. Convertitore Cùk.....	51
7.1 Analisi.....	51
7.2 Dimensionamento.....	54
7.3 Simulazioni su LTSpice.....	57
8. Ingressi Analogici.....	64
8.1 Problema della banda, filtri.....	64
8.2 Tensione di riferimento.....	65
8.3 Condizionamento Batterie.....	67
8.4 Sensing corrente batterie.....	70
8.5 Tensione pannello fotovoltaico.....	71
8.6 Corrente pannello fotovoltaico.....	72
8.7 Temperatura aletta di raffreddamento.....	73
8.8 Separatore di emergenza.....	74

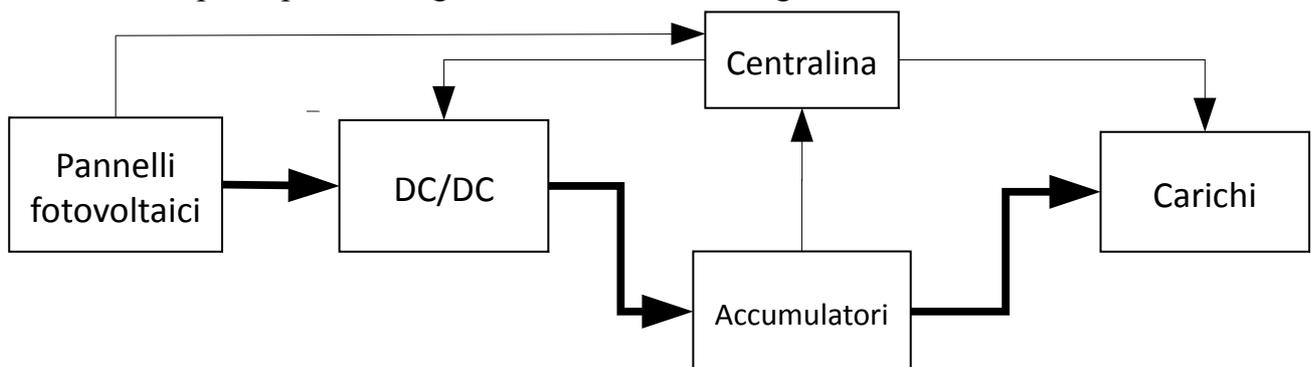
9. Circuito completo.....	77
9.1 Scheda madre, acquisizione, spie.....	77
9.2 Parte di potenza.....	79
9.3 Rendimenti.....	79
10. Stesura del Software.....	82
10.1 Acquisizione dati analogici, filtraggio software.....	82
10.2 Interruzioni.....	84
10.3 Maximum Power Point Tracking.....	85
10.5 Altri controlli.....	88
11. Collaudo.....	89
12. Sviluppi futuri.....	90
12.1 Completamento del circuito.....	90
12.2 Espandibilità del pacco batterie.....	90
12.3 Altre fonti energetiche.....	91
13. Elenco figure.....	93
14. Bibliografia.....	96
15. Ringraziamenti.....	98

1. Introduzione

Un impianto fotovoltaico è una struttura in grado di trasformare l'energia luminosa irradiata dal sole in energia elettrica. Tale energia prodotta può essere immessa in rete oppure immagazzinata in appositi accumulatori. Nelle seguenti pagine vogliamo presentare un medio-piccolo impianto fotovoltaico in cui, l'energia prodotta in eccesso, viene immagazzinata per poi essere utilizzata quando se ne ha più bisogno. Il motivo principale per cui privilegiare il tipo di impianto ad isola rispetto a quello connesso alla rete in è genere il seguente: risulta difficile o molto costoso portare l'energia in quel punto. Si pensi ad esempio a baite in montagna, barche o camper. Vi è, inoltre, anche un altro motivo poco conosciuto: in Italia non si vuole superare una quota del 20% di energia prodotta mediante fonti di energia intermittente che costringerebbero ad immagazzinare l'esubero. Tra tutti il metodo di accumulo che è in grado di immagazzinare energia in un lungo periodo è l'idrogeno: si ricordi che periodo estivo viene prodotto circa il triplo di energia rispetto al periodo invernale.

Il motivo che frena solitamente l'utilizzo di questa tecnologia risultano alti costi iniziali. In genere un pannello fotovoltaico costa intorno ai 2€/W mentre l'impianto può arrivare attorno ai 3€/W se grid connetted o 4€/W se ad isola¹. Oltre a questo vi sono anche dei problemi di manutenzione: in genere gli inverter hanno una durata di 4/5 anni mentre le batterie durano poco meno di 4 anni. Queste sono tutte note di demerito per questo tipo di impianti che vengono resi vantaggiosi solo per le sovvenzioni statali o, altresì, per evitare un elevato costo per agganciarsi alla rete.

Lo schema di principio che vogliamo realizzare è il seguente:



Si ha a disposizione dei pannelli fotovoltaici in grado di erogare 440Wp² da cui vogliamo estrarre la massima energia possibile eseguendo un programma di Maximum Power Point Tracking (MPPT). Una volta estratta tale energia viene posta in appositi accumulatori o consumata istantaneamente da una serie di utenze. Le utenze che

¹ Come vedremo in seguito, l'energia prodotta da tali impianti dipende anche dalla posizione geografica.

² Wp = Watt di picco

assorbono energia da tale impianto possono essere molteplici ma in genere sono random. Alcune di queste utenze richiedono i 220Vac che risulteranno erogati da un apposito inverter che noi tratteremo come una scatola chiusa. Unica specifica è che possono esserci dei picchi improvvisi di assorbimento anche nell'ordine dei kW.

Il controllore ha il compito di gestire la carica/scarica delle batterie scollegando le utenze qualora le batterie risultino scariche. Durante la carica dovrò fornire in uscita le migliori caratteristiche possibili per la carica degli accumulatori a scapito, se serve, della potenza generata.

In rete sono già disponibili diversi esempi e, in alcuni casi, anche degli integrati volti proprio a questo scopo. Li andremo ad analizzare scoprendone pregi e difetti. Spesso, inoltre si trovano anche dei regolatori di carica o regolatori di tensione i quali o non risultano adatti allo scopo o, in altri casi, non garantiscono una corrente costante nel caso in cui si colleghino utenze alle batterie durante il processo di carica.

2.2 Principi teorici

Andremo ora a approfondire alcuni principi teorici che risulteranno utili alla comprensione della tesi. In particolare modo vogliamo analizzare:

- le fasi che intercorrono nell'accensione di un MOS con particolare attenzione al Miller Platò
- il funzionamento di una cella fotovoltaica
- differenze tra alimentatori lineari e switching (in italiano anche reti di commutazione)
- induttori accoppiati
- effetto Hall

2.2 Principio di funzionamento cella fotovoltaica

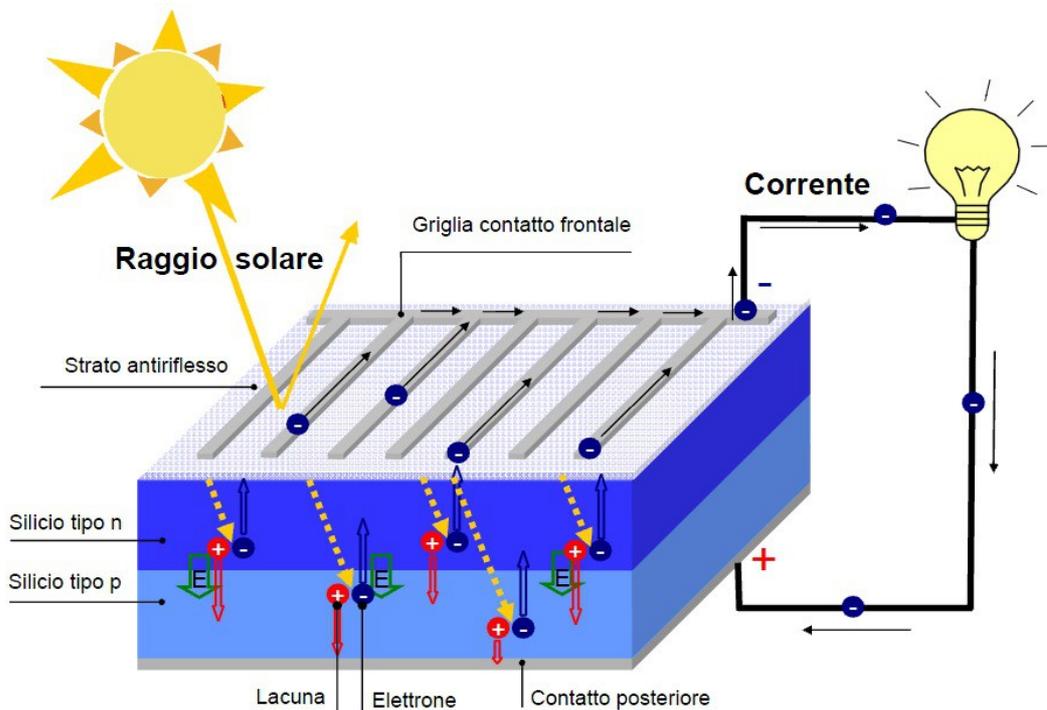


Illustrazione 1: Schemino riassuntivo di una cella fotovoltaica, fonte: <http://www.green-building.it/>

Per prima cosa andiamo ad analizzare la fonte energetica che alimenterà tutto il circuito. Tale fonte è realizzata dai pannelli fotovoltaici formati da un accoppiamento serie/parallelo di celle fotovoltaiche.

Faremo ora una breve discussione del come funzioni una cella solare; richiameremo, inoltre, conoscenze di chimica nel campo dei solidi cristallini e più nello specifico dei semiconduttori. All'interno dei solidi cristallini gli elettroni sono organizzate in bande

energetiche. Nei semiconduttori vi sono due bande dette bande di valenza e banda di conduzione; queste ultime sono separate da un GAP (o band-GAP) energetico in cui gli elettroni non possono sostare ma solo transitare. Nella banda di valenza gli elettroni sono relativamente vincolati agli atomi mentre nella banda di conduzioni risultano liberi di muoversi. Se un elettrone ha abbastanza energia da superare il band-GAP passa dalla banda di valenza alla banda di conduzione lasciando alle sue spalle un vuoto che solitamente prende il nome di lacuna. A 0°K tutti gli elettroni si trovano nella banda di valenza. Aumentando la temperatura alcuni elettroni riescono a passare nella banda di conduzione, ma si tratta, in genere, di una minoranza.

Visto così il semiconduttore risulta poco interessante a meno del fatto che la propria resistenza cala con l'aumentare della temperatura. Per aumentare la conducibilità si aggiungono una serie di impurità del silicio che aggiungono un numero discreto di zone permesse per gli elettroni favorendo o la corrente di lacuna o quella elettronica. Il silicio così formato può essere di tipo P o di tipo N. Unendo una regione P e una regione N si forma un diodo o giunzione P-N. A causa della differente concentrazione di portatori di carica si crea una corrente di diffusione che trasporta gli elettroni e lacune dalla zona in cui sono maggioritari a quella in cui sono minoritari. Ciò sbilancia il potenziale elettrico della giunzione e si forma un campo elettrico che controbilancia la corrente di diffusione. Tale campo elettrico risulta fondamentale per il funzionamento della cella. Come precedentemente accennato, quando un elettrone riceve sufficiente energia passa in banda di conduzione e si forma una lacuna. Se ciò avviene nella regione in cui è presente il campo elettrico essi vengono separati prima di ricongiungersi formando una differenza di potenziale. L'energia è data dalla luce anche se non tutte le lunghezze d'onda vanno bene. Minore è la lunghezza d'onda, infatti, maggiore è l'energia trasportata dall'onda elettromagnetica e ciò significa che lunghezze d'onda poco energetiche non rilasciano sufficiente energia mentre lunghezze troppo lunghe disperdono parte della loro energia in calore. Generalmente vengono utilizzate celle mono-giunzione; in alcuni casi si utilizzano celle con più giunzioni in modo tale da essere in grado di assorbire la maggior porzione di spettro possibile.

2.2 Accensione spegnimento dei MOS

I transistori MOS o meglio MOSFET (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor) sono dei transistori (ossia dei dispositivi di in grado di variare la propria resistenza a comando) comandati in tensione. Da come suggerisce il nome sono composti da semiconduttori drogati (ovviamente P o N). Questi tipi di transistor sono (da come dice il nome) dei transistor ad effetto campo. Questo deriva dalla loro costituzione: si prende un wafer di opportune dimensioni in cui viene realizzato un

condensatore non lineare sfruttando un metallo (oggi sostituiti con del polisilicio) l'ossido di silicio che funge da isolante e del silicio drogato. Il terminale metallico è detto Gate e quello sul silicio è il Bulk. Il campo elettrico che si forma quando viene fornita una tensione tra il Gate e il Bulk sposta le cariche nel semiconduttore fino a che non si forma uno strato di elettroni liberi vicino all'ossido. In questo caso si dice che si ha il “canale” e il transistor conduce. Anche se non lineare la giunzione Gate-Bulk è pur sempre un condensatore.

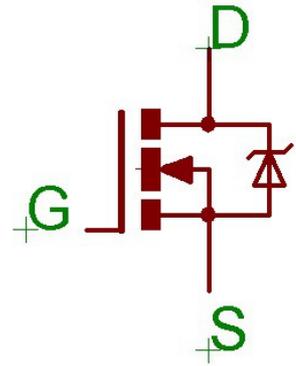


Illustrazione 2:
Simbolo dei transistori nMOS da noi utilizzati

Il simbolo degli nMOS che utilizzeremo noi è quello utilizzato di solito in elettronica di potenza visibile qui a lato. I tre terminali sono solitamente denominati Gate Source e Drain più un quarto terminale detto Bulk che solitamente è collegato al Drain.

Questi tipi di transistori hanno una relazione non lineare che lega la tensione di base alla corrente di Drain. In genere si hanno tre stati:

- il transistor può essere spento; e possiamo scrivere:

$$V_{GS} \leq V_{Tn} \quad I_D \approx 0$$

- Il transistor può lavorare nella regione lineare o di triodo in cui si ha:

$$V_{DS} < V_{GS} - V_{Tn} \quad I_D = \frac{\beta_n}{2} [2(V_{GS} - V_{Tn})V_{DS} - V_{DS}^2]$$

- Infine si ha una ultima regione in cui:

$$V_{DS} > V_{GS} - V_{Tn} \quad I_D = \frac{\beta_n}{2} (V_{GS} - V_{Tn})^2$$

Ragionamenti analoghi possono essere fatti nel caso in cui si usi un pMOS.

Come si può notare dalle formule è possibile ottenere una corrente grande a piacere in funzione di β_n . Solitamente in elettronica di potenza questi transistor vengono utilizzati in regione lineare e vengono assimilati alla loro resistenza di conduzione in quanto il termine $I_D = \beta_n (V_{GS} - V_{Tn}) V_{DS}$ (valido per piccoli valori di V_{DS}) assomiglia molto alla legge di Ohm.

Quelli che utilizzeremo noi sono MOSFET di potenza. Questi ultimi sono caratterizzati dall'aver un diodo in antiparallelo. Tale diodo si forma a causa del processo produttivo. Solitamente risulta utile in quanto i MOS vengono utilizzati per lo più per realizzare delle reti di commutazione e la presenza di tale diodo spesso preserva da rotture del componente. Non approfondiremo ulteriormente il discorso. Quello che ci interessa è sapere che vi è presente un diodo in quella posizione. In alcuni casi si rivela molto utile o, come discuteremo più avanti, parecchio fastidioso.

Purtroppo quando si vuole accendere o spegnere un MOS lo si fa con una certa velocità.

Tale velocità è dovuta a diverse capacità parassite che entrano in gioco. Queste capacità ritardano l'accensione del MOS facendo sì che per brevi periodi di tempo scorra su di esso la corrente massima e la tensione risulti alta portando ad una elevata dissipazione di potenza.

Il grafico sottostante illustra quali sono i passaggi durante l'accensione di un singolo MOS. Questi sono dovuti alle varie capacità di cui è formato. In particolar modo possiamo riassumere l'accensione del MOS nelle seguenti fasi:

- la tensione di Gate è inizialmente nulla e si inizia ad erogare corrente. La tensione sale fino a raggiungere la tensione di soglia. Fino a questo momento la corrente sul MOS rimane nulla (MOS spento)
- Superata la tensione di soglia il MOS inizia a condurre una corrente. A questo punto a seconda del circuito collegato al MOS si modificherà la tensione Drain-Source³
- Non appena il circuito lo consente inizia a ridursi la V_{DS} ma entra in gioco l'effetto Miller: quest'ultimo viene simboleggiato da una capacità tra il Drain e il Gate che assorbe una certa corrente e mantiene la tensione di Gate pressoché invariata. In questo caso il MOS funziona come un generatore di corrente controllato e la tensione ai suoi capi si riduce gradualmente.
- Ad un certo punto la tensione sul Drain arriva a quella di conduzione e il MOS passa alla condizione di triodo e la tensione di Gate del transistor può finalmente aumentare

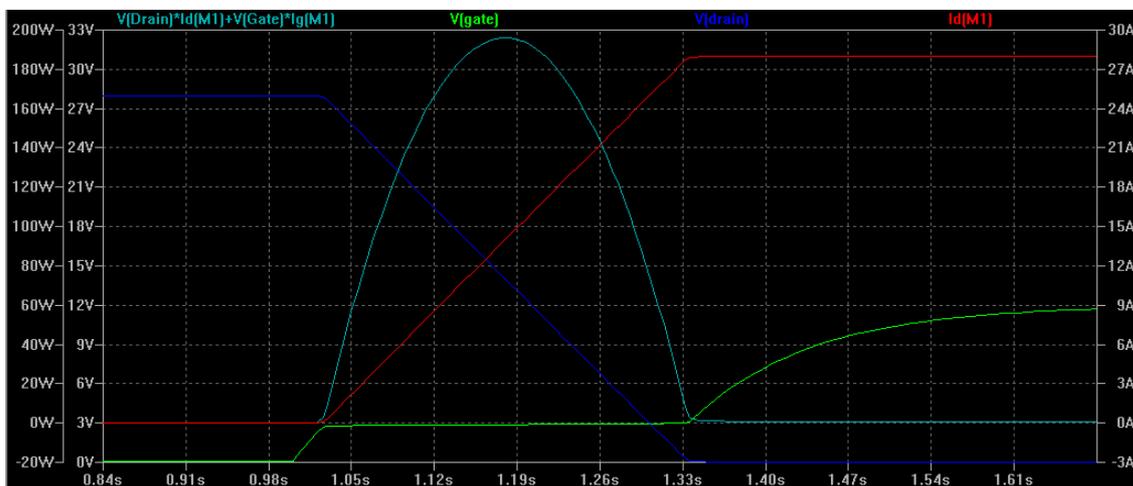


Illustrazione 3: forme d'onda dell'effetto Miller. Possiamo notare la corrente (in rosso) che corre su un carico puramente resistivo, la corrente ai capi del MOS (in blu) la potenza dissipata (in azzurrino) e la tensione sul Gate che rimane costante finché che la tensione ai capi del MOS non si annulla

³ Nel caso vi sia un circuito tipo LEG (ossia MOS + Diodo) che alimenta un carico induttivo finché il MOS non è in grado di assorbire tutta la corrente richiesta dall'induttore la sua tensione non si modificherà

Il tutto è riassunto nell'Illustrazione 3 in cui si adotta un carico da 1Ω

Con un ragionamento del tutto analogo si ottiene lo spegnimento del dispositivo solo che in questo caso risulta più lento a causa del fatto che la V_{GS} viene portata a 0 per cui la parte finale è una scarica di un condensatore e risulta essere molto lenta.

Queste considerazioni fanno sì che la reale potenza dissipata in commutazione da un MOS sia oltre quella di conduzione quella di switch che è data dalla potenza persa (a causa della lentezza della commutazione) più l'energia dissipata sui condensatori. Ciò fa sì che la frequenza di funzionamento di questi dispositivi risulti pesantemente limitata da questi parametri e che occorre tenere sott'occhio altrimenti la potenza dissipata in commutazione risulterà tale da far bruciare il componente.

Abbiamo, in forma molto generale che un circuito a MOS dissipa una potenza del genere:

$$P_{diss} = I_D \cdot R_{DS}^{ON} \cdot D + P_{SW}$$

Il primo termine rappresenta la potenza statica data come corrente di Drain per la corrente ponderato per il duty-cycle mentre il secondo si ha solo in commutazione. Quest'ultimo lo possiamo scrivere un termine simile a CV^2f da cui si evincono le seguenti problematiche:

- più il MOS è conduttivo più quest'ultimo ha un'area grande ed in ultima analisi una capacità C grande da scaricare
- maggiore è la tensione di driver minore sarà la resistenza serie
- maggiore è la frequenza (spesso utile per ottenere valori ragionevoli dei componenti dei filtri) maggiore sarà questa potenza.

Nel documento *Power MOSFET basic* è presente una trattazione più completa del fenomeno posto in un'ottica di un LEG di un convertitore DC-DC con tanto di calcolo dei tempi di salita/discesa.

2.3 Induttori Accoppiati

In commercio si trovano due diversi tipi di circuiti magnetici: i trasformatori e gli induttori accoppiati. Il primo tipo di circuito è essenzialmente finalizzato a modificare le grandezze che

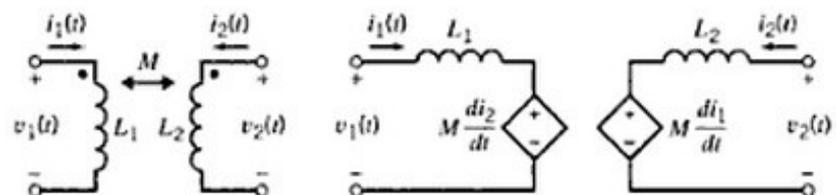


Illustrazione 4: Induttori accoppiati ed equivalente circuitale, fonte: www.google.it

concorrono alla potenza lasciando pressoché inalterata la potenza. Essendo statici, inoltre, i trasformatori hanno un rendimento molto elevato. Gli effetti parassiti che ne riducono il rendimento sono in parte effetti resistivi dovuti alla resistività dei conduttori

e in parte alle perdite nel nucleo magnetico; inoltre vi sono effetti induttivi dovuti all'isteresi del nucleo magnetico e al fatto che non tutte le linee di campo si richiudono sul magnetico. Gli effetti induttivi perciò vengono considerati negativi e parassiti per questo tipo di macchina.

Un induttore accoppiato, invece, non è altro che l'unione di due induttori su un unico magnetico; ciò comporta che l'uno risentirà dell'altro. Oltre a questo la grossa differenza sta nel nucleo magnetico. In un trasformatore si cerca di fare in modo tale che l'energia accumulata nel nucleo risulti minima in quanto si deve trasferire più potenza possibile; in un induttore accoppiato si vuole immagazzinare energia nel nucleo per cui in genere si aggiungono delle impurità nella ferrite per ottenere l'effetto desiderato.

Andiamo a questo punto a caratterizzare matematicamente questo componente. Essendo assimilabile ad un bi-porta possiamo scrivere l'equivalente matriciale:

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_1 & M \\ M & L_2 \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix}$$

Che è possibile esprimere anche in forma estesa

$$v_1(t) = L_1 \frac{d i_1(t)}{dt} + M \frac{d i_2(t)}{dt}$$

$$v_2(t) = M \frac{d i_1(t)}{dt} + L_2 \frac{d i_2(t)}{dt}$$

Solitamente si parla di coefficiente di accoppiamento k che è ricavabile dalla seguente

equazione: $k = \frac{|M|}{\sqrt{L_1 L_2}}$

2.4 Alimentatori lineari e reti di commutazione

Un alimentatore lineare non è altro che un dispositivo in grado di variare la propria resistenza interna per far sì che la tensione di uscita risulti il più possibile indipendente dalle variazioni della tensione di ingresso⁴. Essendo un alimentatore serie dissiperà una potenza tanto maggiore quanto risulterà maggiore la differenza di potenziale ai suoi capi e la corrente che lo attraversa.

Portiamo ad esempio un alimentatore con componenti attivi minimale. È formato da un transistor NPN, uno Zener e una resistenza collegati come nello schema in figura 5. Lo Zener fa sì che la tensione di uscita risulti sempre pari alla tensione di Zener più la V_{be}^{ON} mentre la resistenza serve per tener polarizzato correttamente il nodo di base. Tale alimentatore richiede una tensione in ingresso minima pari alla tensione di uscita più la V_{be} e la caduta su R_1 . Vi sono versioni con più transistori che garantiscono una miglior

⁴ In genere uno dei parametri di merito degli alimentatori misura proprio di quanto la tensione di uscita viene influenzata da quella in ingresso.

regolazione.

Tali tipi di alimentatori vengono utilizzati in genere per il controllo di basse potenze altrimenti si rischia di dover montare un dissipatore troppo grande.

Le reti di commutazione sono formate da una serie di switch che collegano tra loro diverse porte. Tali porte possono essere controllate in tensione (condensatori o generatori di tensione) o in corrente (induttori o generatori di corrente). Ciò provoca una serie di accorgimenti dovuti alle leggi di Kirchhoff: si rischiano delle sovracorrenti nel caso si chiudano maglie con sole porte comandate in tensione e sovratensioni nel caso in cui si lascino aperte (z molto grande) porte comandate in corrente.

Analizziamo un-due porte in cui avremo la porta α di ingresso e la porta β in uscita. Supponiamo che la porta di ingresso risulti comandata in tensione mentre quella di uscita comandata in corrente e presupponiamo che la corrente sia uscente da tale porta.

Abbiamo una legge di commutazione imposta dal due-porte che lega tra di loro le grandezze elettriche:

$$v_{\beta} = m(t) v_{\alpha} \quad 5$$

$$i_{\alpha} = m_I(t) i_{\beta}$$

Nel caso in cui la rete risulti non dissipativa:

$$v_{\alpha} m_I(t) i_{\beta} = v_{\alpha} i_{\alpha} = v_{\beta} i_{\beta} = v_{\alpha} m(t) i_{\beta}$$

da cui $m_I(t) = m(t)$

Andando a vedere come è realizzato il due-porte internamente troviamo delle strutture dette LEG che contengono due switch i quali sono in grado di collegare i nodi di uscita o al polo positivo della tensione in ingresso o al nodo negativo; in altre parole un LEG ha 2 estremità collegate alla porta comandata in tensione e l'estremità centrale collegata alla porta comandata in corrente. Per le ipotesi precedentemente fatte, essendo il nodo di ingresso controllato in tensione se si attivano entrambi gli interruttori contemporaneamente si ottiene un percorso conduttivo tra il polo positivo e il negativo

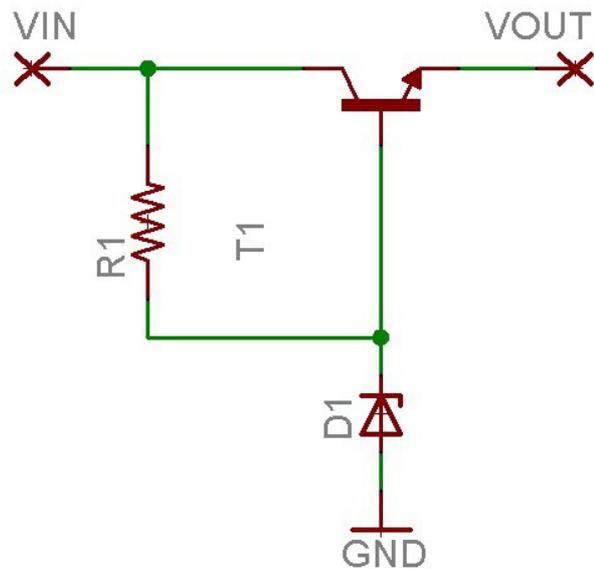


Illustrazione 5: Schema base di un alimentatore lineare

5 Sono presenti due leggi di commutazione differenti in quanto non è detto che la rete riesca a trasferire tutta la potenza di ingresso per cui la potenza di ingresso potrebbe essere dissipata

della porta di ingresso e ciò non deve avvenire in quanto si è presupposto che tale porta risulti controllata in tensione. Sempre per le ipotesi fatte in precedenza occorre fare in modo tale che la corrente in uscita non si annulli mai per cui deve sempre avere a disposizione un canale conduttivo per poter circolare. Se prendiamo a riferimento il circuito a lato le leggi di commutazione che regolano gli switch all'interno saranno comandati dalla seguente legge di commutazione:

$$S_1 = \overline{S_2} \quad \text{e} \quad S_3 = \overline{S_4} \quad ^6$$

Le possibili configurazioni degli switch sono:

m(t)	S ₁	S ₃
1	1	0
0	0	0
-1	0	1
0	1	1

In base a questa legge avremo una tensione (o una corrente) dalla tipica forma d'onda quadra e ciò non ci piace. In genere in uscita dalla rete di commutazione si interpone un filtro che solitamente è di tipo L-C. Differenziamo per questo motivo la tensione al carico dalla tensione in uscita alla rete di commutazione. Chiameremo d'ora in poi questa tensione V₂. Differenziamo inoltre anche V₁ e V_{in} in quanto occorrerà eseguire un filtraggio anche della tensione erogata dalla sorgente. Ricordiamo infatti che i cavi costituiscono una induttanza serie e che tale induttanza farebbe diventare la porta di ingresso controllata in corrente. Per evitare ciò si collega solitamente un condensatore di elevata qualità (poche perdite induttive e resistive di tipo serie) il più vicino possibile allo switch così da essere sicuri che tale porta risulti comandata in tensione.

Gli elementi fondamentali di un convertitore DC-DC switching sono:

- Modulatore PWM in grado di gestire il duty in relazione alle condizioni richieste dal circuito
- Rete di interruttori, solitamente realizzata con MOSFET o IGBT⁷ e diodi veloci
- Filtri

A seconda del tipo di applicazione si può scegliere uno dei due tipi di alimentatori. Nel caso in cui la potenza non sia un problema o le potenze in gioco sono basse si possono ancora utilizzare gli alimentatori lineari. Quando invece le potenze in gioco sono elevate, non si vuole sprecare potenza o il progetto e la realizzazione di un alimentatore switching portano vantaggi significativi si utilizzano gli alimentatori switching. In genere gli alimentatori lineari si trovano spesso già integrati o, in alcuni casi, si

⁶ S sta per switch; S₁ ed S₂ formano un LEG.

⁷ Gli IGBT sono dei circuiti integrati che presentano un MOS in ingresso e un transistor per sostenere la corrente di carico. Sono lenti ma particolarmente ricercati nelle applicazioni di elevata potenza

utilizzano pochi componenti. Gli alimentatori switching richiedono in solito un componente magnetico che risulta pesante, costoso ed ingombrante

2.5 Effetto Hall

Faremo una breve panoramica anche su questo effetto che sfrutteremo in un sensore. La sua conoscenza/compressione non è fondamentale ai fini del suo utilizzo. Considereremo quest'ultimo come una scatola chiusa in cui, applicandogli una corrente, ne deriverà ai suoi capi una tensione direttamente proporzionale.

L'effetto Hall deriva da una delle leggi fondamentali dell'elettromagnetismo ed in particolar modo dalla forza di Lorentz la quale risulta:

$$\vec{F} = q \vec{v} \wedge \vec{B}$$

ossia la forza che subisce una carica q è direttamente proporzionale al prodotto vettoriale della sua velocità e del campo magnetico in cui è immersa. A questo punto non resta che utilizzare questa forza ed ottenere l'effetto Hall. Solitamente, tale effetto viene utilizzato per determinare il segno dei portatori di carica ma, in questo caso verrà sfruttato per misurare la corrente che attraversa la lamina.

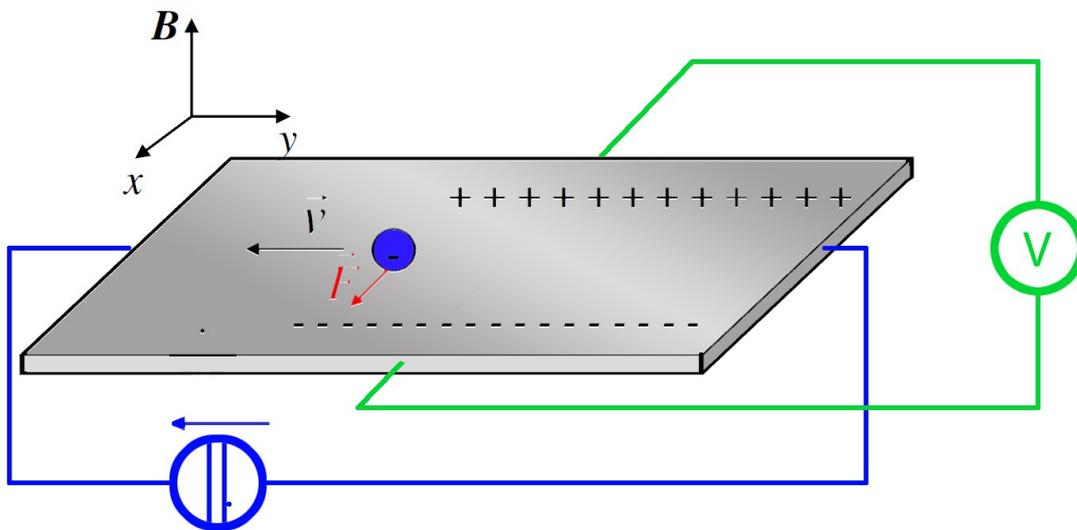


Illustrazione 6: Supponiamo la lastra grigia metallica a cui viene applicata una corrente mediante il percorso in blu; si apprezzerà una tensione sul circuito verde

Si prende una lamina e gli si applica una corrente i mediante una FEM esterna; nel nostro caso utilizzeremo un generatore di corrente costante. Ipotizziamo di utilizzare una lastra metallica. In questo caso i portatori risulteranno elettroni per cui il verso della corrente risulterà discorde con quello della velocità. Supponiamo che la corrente viaggi comunque nel verso $-j$ (opposto all'asse y). Si immerge questa lamina in un campo magnetico generato esternamente e perpendicolare alla lamina. Si genera così un campo

elettromotore (dato da v vettore B) che sposta le cariche all'interno della lamina (lungo la direzione x). In questo caso il campo si formerà verso le x decrescenti. In base alle leggi dell'elettromagnetismo si ricava:

$$V_1 - V_2 = \pm E_s d = \frac{JB}{Nq_e} d$$

dove V_1 e V_2 sono i potenziali ai lati della lastra, E_s è il campo generato per effetto Hall J è la densità di corrente, B è il campo magnetico esterno N è il numero di Avogadro e q è la carica delle particelle che generano la corrente e d è la distanza alla quale si misura il potenziale V_{1-2}

Ricordiamo che è possibile passare da J a I in quanto

$$\vec{I} = \int_S \vec{J} \cdot d\vec{S}$$

3. Pannelli fotovoltaici

3.1 Caratterizzazione delle celle fotovoltaiche

Andiamo a caratterizzare i pannelli fotovoltaici per avere dei punti su cui poi effettuare un corretto dimensionamento delle condizioni limite del convertitore Cùk. In particolare la singola cella fotovoltaica è assimilabile al circuito in figura 7. Come si può notare il diodo presente nel circuito (derivante dalla cella P-N di cui è composto il pannello) darà al sistema una caratteristica I-V non lineare.

La caratteristica I-V è solitamente data dalla seguente equazione:

$$I_O = I_{CC} - I_{SAT} \left(e^{\frac{q}{AKT}(V_O + I_O R_s)} - 1 \right)$$

dove I_O e V_O sono tensione e corrente di uscita, I_{CC} è la corrente massima erogabile dal pannello, I_{SAT} è la corrente inversa di saturazione, A è una costante che misura l'idealità della giunzione p-n, T è la temperatura in °K e R_s è la resistenza serie dell'array.

La corrente di saturazione risulta invece:

$$I_{sat} = I_{Or} \left[\frac{T}{T_r} \right]^3 e^{\frac{qE_{GO}}{KT} \left(\frac{1}{T_r} - \frac{1}{T} \right)}$$

$$I_{CC} = [I_{sc} + K_T (T_c - 25)] \frac{\lambda}{100}$$

dove I_{or} è la corrente di saturazione alla temperatura T_r , T è la temperatura del pannello (in °K), T_r è la temperatura di riferimento, E_{GO}

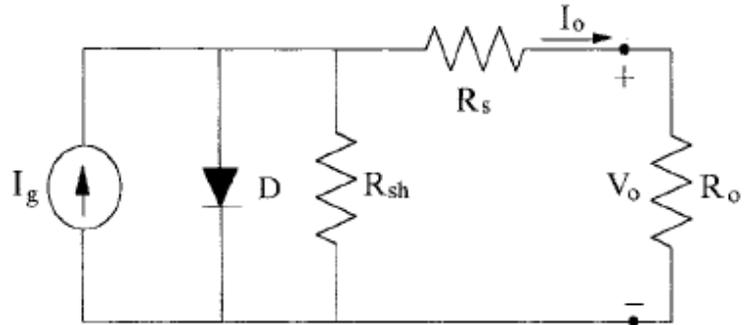


Illustrazione 7: Circuito equivalente di una cella fotovoltaica

è l'energia del band-gap del semiconduttore considerato, K_T è il coefficiente di temperatura e λ è l'intensità di radiazione solare in mW/cm^2 .

Nel caso in cui si voglia la caratteristica I-V è possibile ricavare una formula inversa e ricavare:

$$V_O = -I_O R_s + \frac{AKT}{q} \cdot \ln \left(\frac{I_{CC} - I_O - I_{sat}}{I_{sat}} \right)$$

A questo punto inserendo queste formule in un programma di calcolo è possibile ottenere il diagramma tensione corrente da cui ricavare la potenza istantanea.

Da quest'ultimo vogliamo ricavare dei valori il più possibile attendibili per dimensionare il convertitore Cùk in modo tale da non sovrastimare troppo le induttanze.

In generale, nei pannelli vi è anche un ulteriore componente che qui non è citato: vi è un ulteriore diodo in antiparallelo. Quest'ultimo potrebbe risultare superfluo ma è molto

utile nel caso in cui la cella sia costretta a lavorare nel terzo quadrante. Questa condizione non è molto irrealistica: basti pensare che se vi sono due celle fotovoltaiche in serie e una viene ombreggiata quella con maggiore insolazione cercherà di far scorrere una corrente che verrà sostenuta proprio da questo diodo.

3.2 Pannelli commerciali, installazione

Commercialmente parlando vi sono diversi tipi di pannelli fotovoltaici. Per ottenere tensione e corrente desiderati vengono accuratamente composte celle ponendole in serie ed in parallelo. In genere si cerca di produrre dei pannelli in modo tale che le celle poste in serie dispongano della stessa corrente mentre quelle poste in parallelo abbiano la medesima tensione di circuito aperto. Di conseguenza le formule precedentemente presentate (che si riferiscono ad una singola) non valgono per i pannelli. Si può sopperire questa mancanza ricordando che per ottenere i valori desiderati occorre moltiplicare la tensione per il numero n di celle in serie e moltiplicare la corrente per il numero m di blocchi di n celle in parallelo.

Questo fa sì che i pannelli possano essere messi anche in parallelo facendo sì che se si ha bisogno di più potenza si possa ottenere semplicemente.

Un'ultima problematica risulta però quella dell'orientamento dei pannelli. La potenza e le altre caratteristiche vengono considerate in condizioni di insolazione standard ossia quando si ha una radiazione in grado di sprigionare circa $1\text{kW}/\text{mq}$, le celle ad una temperatura di 25°C e la pressione atmosferica è quella al livello del mare. Di conseguenza la potenza prodotta da questi ultimi dipende non solo da come sono orientati e dalla posizione del sole ma anche dalla posizione geografica

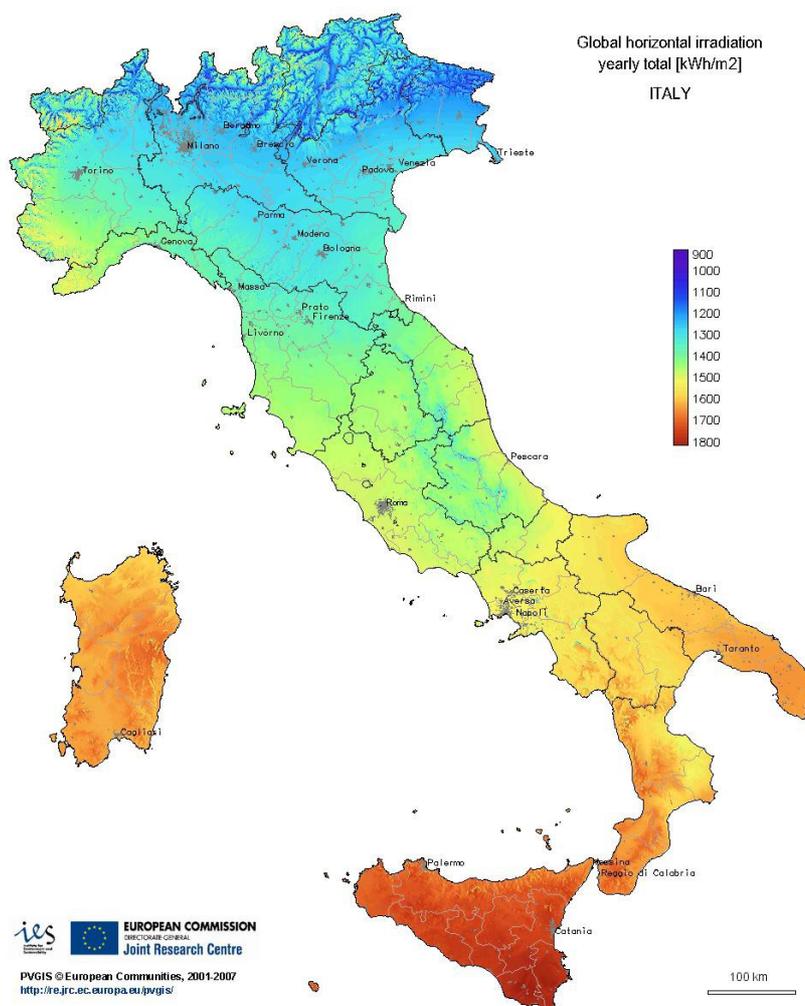


Illustrazione 8: Mappa dell'irradiazione solare al suolo

dell'impianto come illustrato in figura 8. Da ciò possiamo intuire che al sud i pannelli fotovoltaici renderanno di più rispetto al nord. La radiazione solare, inoltre risulta molto più intensa fuori dall'atmosfera mentre, non appena raggiunge l'atmosfera si divide in tre: una parte giunge diretta al pannello, una viene diffusa dal pulviscolo e dai gas atmosferici e una parte riflessa dal terreno. Questo fa sì che anche in una giornata col cielo coperto i pannelli riescano comunque a captare energia anche se quest'ultima risulta una quantità più esigua.

Vi è un ulteriore problema: come detto in precedenza vi sono solo alcune lunghezze d'onda che la cella fotovoltaica riesce a trasformare in energia elettrica ma queste ultime vengono attenuate dall'atmosfera. Questo è il principale motivo per cui in genere i pannelli vengono fatti statici e non ne viene prevista la rotazione in quanto quest'ultima produrrebbe solo il 5% in più di energia richiedendo però più manutenzione.

Generalmente gli impianti vengono posizionati con i pannelli orientati a sud. L'inclinazione, invece, dipende dalla stagione in quanto in estate si ha che il sole raggiunge di circa 60-70° rispetto al suolo mentre in inverno questa quota scende al di sotto dei 30°. Quest'ultima risulta, infatti, l'inclinazione più adatta per produrre la massima energia durante l'intero anno. Se invece si deve privilegiare una stagione (ad esempio quella estiva) occorre inclinare diversamente il pannello. Nel caso in cui, invece, venga montato su di un tetto occorre fare i calcoli per valutare l'effettiva energia prodotta.

3.3 Pannelli fotovoltaici utilizzati

I pannelli fotovoltaici utilizzati nel progetto sviluppato per la tesi hanno le seguenti caratteristiche:

Potenza nominale: 220W

Tensione alla massima potenza: 28,3V

Corrente alla massima potenza: 7,7A

Tensione a circuito aperto: 36,5V

Corrente di cortocircuito: 8.3A

Queste risultano le principali caratteristiche elettriche considerando l'irradiazione standard.

Andiamo perciò ad inserire i valori differenti e simuliamo diverse possibili configurazioni durante una giornata tipica in cui l'insolazione varia durante la giornata per avere dei valori estremi su cui lavorare col convertitore DC-DC.

In genere si utilizza MATLAB ma non avendo a disposizione questi mezzi di calcolo adotteremo il più semplice ed economico foglio di calcolo per avere delle previsioni attendibili.

Dopo aver effettuato diverse prove con diversi parametri è stato ottenuto il seguente grafico valido per un pannello fotovoltaico da 220W.

Per porre sullo stesso grafico corrente e potenza la potenza è stata divisa per 20.

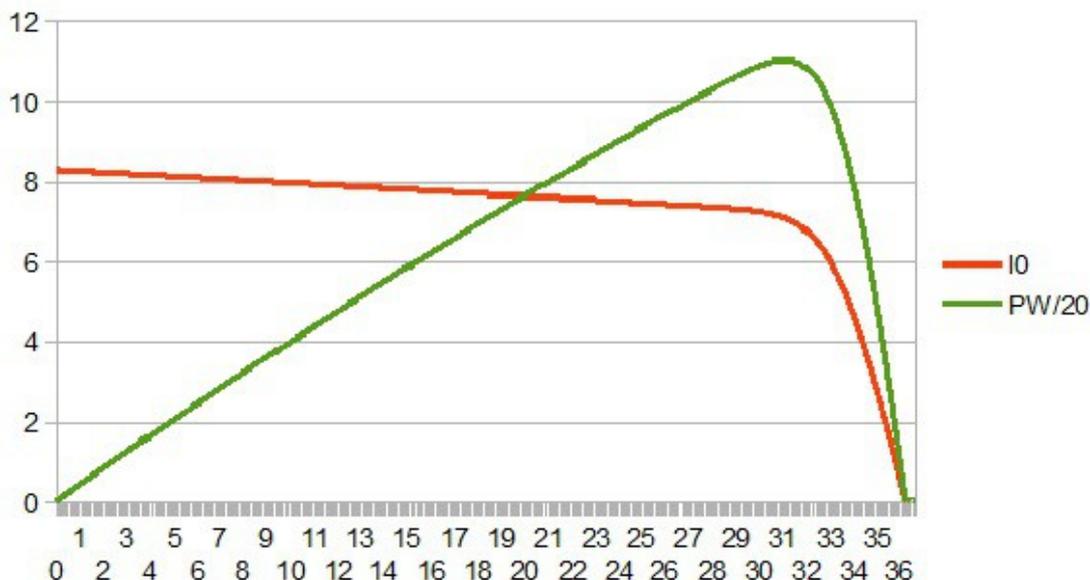


Illustrazione 9: Caratteristica impianto alla massima illuminazione

Modificando l'illuminazione si ottengono caratteristiche più schiacciate. Nel grafico di figura 11 seguente troveremo il confronto tra la caratteristica ad illuminazione piena e una con una illuminazione ridotta al 12%.

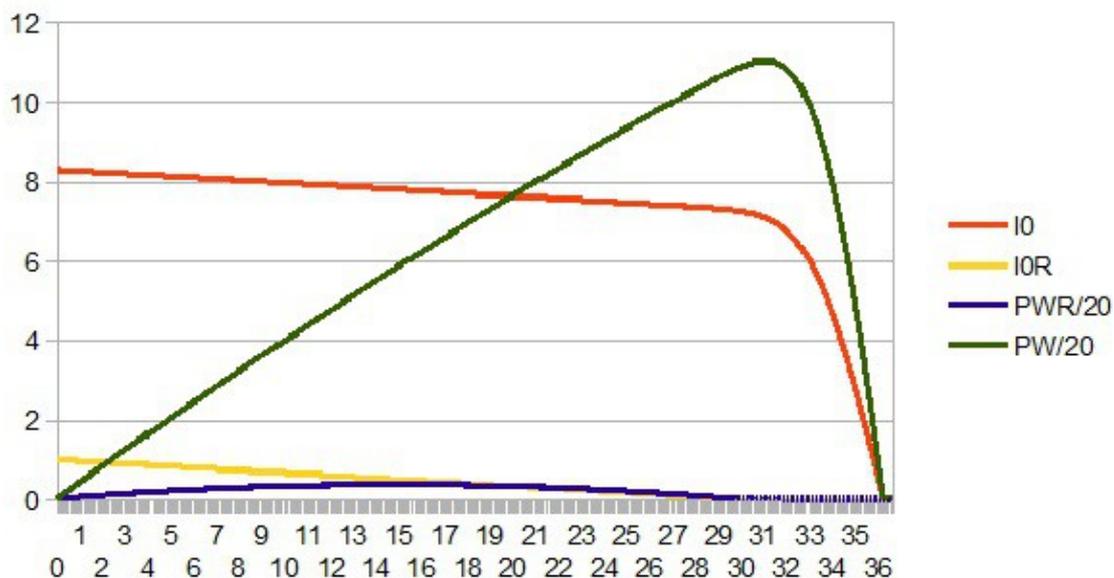


Illustrazione 10: Confronto tra le due caratteristiche: in rosso la corrente teorica alla massima radiazione, in giallo quella ridotta, in verde la potenza teorica e in blu quella nel caso di ridotta illuminazione

Dopo aver simulato diverse possibili situazioni realistiche andiamo a definire gli estremi di funzionamento del pannello fotovoltaico. Prendiamo come tensione minima i 15V a cui viene generata una potenza di 7W . Questo risulta un punto particolarmente critico

per il convertitore in quanto la corrente che scorrerebbe sugli induttori risulta poca. Oltre a questo caso vi è il caso in cui l'impianto (inteso come batterie e utenze) assorbe poco. Occorre considerare, infine, che tali caratteristiche sono nel caso ottimale in cui il pannello si trovi collegato direttamente all'impianto; nell'alternativa più realistica con 5-10m di cavo a collegare l'impianto ai pannelli vi sarà una ulteriore resistenza serie dovuta allo spessore dei cavi e all'entità della corrente che vi scorrerà sopra.

Per una pura coincidenza, nonostante la posizione geografica abbastanza favorevole a causa del posizionamento non ottimale del pannello non riusciamo a captare tutta l'energia e la potenza di picco risulta leggermente più bassa di quella prodotta in condizioni standard. Nonostante ciò faremo i conti per dimensionare l'impianto come se l'irraggiamento massimo risulti proprio 1kW/mq.

4. Accumulatori

In commercio si trovano diversi tipi di accumulatori realizzati con diverse tecnologie. In genere si utilizzano quelli a base chimica: l'energia elettrica viene immagazzinata mediante una reazione chimica mediante relazioni di ossidoriduzione e restituita con una reazione inversa. Elenchiamo brevemente le batterie presenti in commercio e le loro caratteristiche:

- accumulatori agli ioni di litio (li-ion): sono batterie leggere e compatte, molto sensibili alla temperatura. Sono tipicamente utilizzate in cellulari, portatili, palmari anche se si iniziano a trovare le prime applicazioni anche in campo automobilistico. Sono batterie estremamente delicate in cui occorre un monitoraggio continuo sia della tensione ai capi della singola cella che della sua temperatura. Nel caso in cui la cella riceva una tensione più alta di quella nominale o si surriscaldi troppo rischierebbe di esplodere. Occorre perciò una fare molta attenzione nel caso di richieste elevate di corrente. Ogni cella elementare ha una tensione nominale di 3,6-3,7V e possiede una densità energetica molto elevata di 100-160Wh/kg.
- accumulatori al piombo-acido (Pb): sono batterie pesanti, relativamente economiche e molto robuste, in genere utilizzate nell'autotrazione come batterie di avviamento. Sono in grado di erogare grandi correnti di spunto in genere anche dalle 7 alle 10 volte della capacità nominale. Ne esistono di diversi tipi classificabili in batterie da autotrazione e batterie da trazione. Le prime sono più adatte ad erogare correnti di spunto bassi cicli di carica/scarica, le seconde sono particolarmente indicate per ripetuti cicli di carica/scarica. In genere la tensione per ogni singola cella è di circa 2,3V a piena carica e 2V in esercizio. Sono caratterizzate da una bassa densità energetica in genere nell'ordine dei 30-50Wh/kg.
- accumulatori al piombo-gel: sono batterie al piombo in cui l'elettrolita non è più un liquido ma viene sostituito da un gel. Questo porta al vantaggio di poter inclinare la batteria, cosa non possibile con le batterie al piombo-acido, pena la fuoriuscita dell'acido.
- accumulatori Nichel-Cadmio (NiCd) e Nichel-Metallo idruro (NiMH): sono solitamente utilizzate per fare le batterie tipo “stilo” e “ministilo” particolarmente scomode in quanto soggette all'effetto memoria⁸ anche se, per le NiMH risulta solo parziale.

⁸ L'effetto memoria è un effetto che degrada la batteria riducendone la capacità di immagazzinare energia. Si verifica soprattutto quando la batteria viene caricata quando ancora non completamente scarica.

Precisiamo che il termine “batteria” deriva dal fatto che solitamente vengono messi in serie più accumulatori formando così una batteria di accumulatori. D'ora in avanti utilizzeremo in maniera equivalente i termini accumulatori e batterie.

Esistono altri tipi di accumulatori i quali immagazzinano energia in un campo elettrostatico: sono i super-condensatori. Questi ultimi, però, sono ancora una tecnologia allo studio e non hanno particolari prestazioni.

Viste le caratteristiche delle batterie in commercio e non avendo limiti di peso e/o ingombro scegliamo di utilizzare le batterie al piombo-acido per trazione.

4.1 Caratterizzazione batterie al piombo-acido Pb

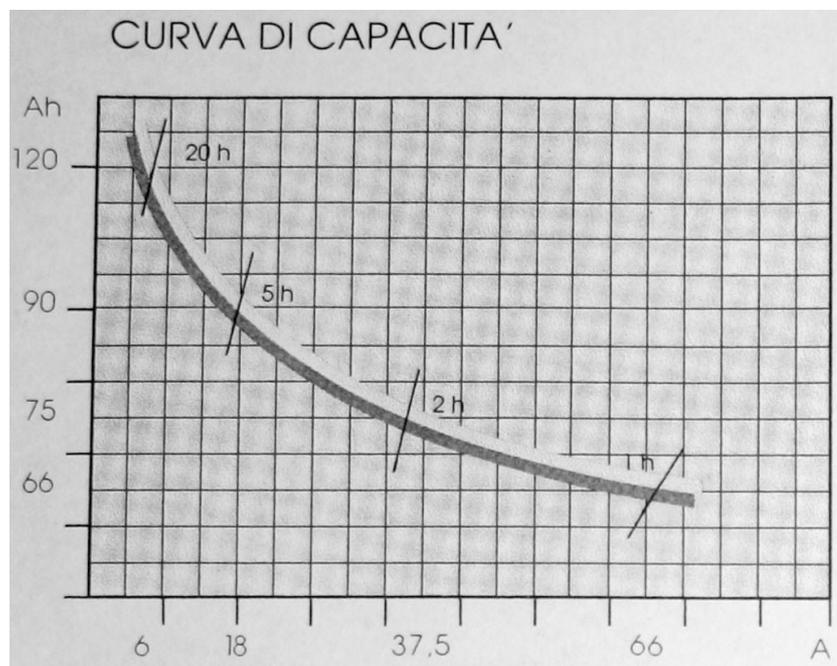
Generalmente le batterie al piombo-acido (d'ora in avanti indicheremo semplicemente come batterie al piombo) sono formate da due piastre di ossido di piombo rese porose, immerse in una soluzione acquosa contenente acido solforico. Le piastre di piombo possono avere diverse forme, nel nostro caso sono a piastra piana.

Per nota di cronaca accenniamo un attimo alla reazione chimica che vi avviene all'interno. Tralasciando la prima carica⁹ che viene eseguita di solito in fabbrica la reazione che avviene all'interno è:



Solitamente vengono aggiunti altri agenti chimici per facilitare la reazione o per scongiurare reazioni

indesiderate. Una azione indesiderata che avviene se la batteria viene lasciata a riposo per molto tempo è quella di solfatazione: si creano dei cristalli di zolfo sulle piastre riducendo la superficie su cui può avvenire la reazione. Solitamente è un problema che si risolve dando delle correnti impulsive alle batterie.



Una cella sana presenta una *Illustrazione 11: Curva capacità ricavata dal datasheet delle batterie*

⁹ Poiché sono due piastre di piombo identiche la prima reazione di carica risulta diversa

varia da 1,7V quando completamente scarica ai 2,3V quando completamente carica (alla temperatura di riferimento di 25°C). La capacità delle batterie viene solitamente misurata in Ah (Ampere-Ora) e corrisponde all'energia erogata dalla batteria in 20 ore. Ad esempio una batteria da 120Ah significa che è in grado di erogare 6A per 20 ore. Ovviamente è possibile estrarre più corrente dalle batterie ma ciò riduce drasticamente la capacità. Prendiamo ad esempio il grafico in figura 11. Esso rappresenta la curva Ampere consumati-capacità della batteria. Come si può notare le prestazioni calano a causa della non idealità dei conduttori e del rendimento della reazione. D'ora in avanti parleremo generalmente di capacità sottintendendo che si tratta di capacità a 20 ore.

Per quanto riguarda la carica standard essa ha due stadi. Inizialmente occorre erogare una corrente pari a 1/10 della capacità standard per poi terminare con una corrente più bassa. Solitamente tali valori vengono entrambi dichiarati dal costruttore delle batterie stesse. Per le nostre batterie che hanno una capacità di 120Ah risulta 12A quella di inizio carica e 4A quella di fine carica.

Per discriminare quando passare da una corrente ad un'altra si fa un controllo in tensione. In genere quando per singola cella si raggiungono 2,3V viene considerata carica per cui si effettua il cambio di corrente di carica. A questo punto si cerca di ridurre al minimo le cadute di tensione per effetto Ohmico riducendo la tensione ad un valore di "fine carica". La fine della carica viene decretata quando ai capi della cella si misurano nuovamente 2,3V. A questo punto si mantiene la tensione costante a 2,3V o, in alcuni casi, si fa scorrere una piccola corrente per compensare l'autoscarica. L'autoscarica è un fenomeno per cui le batterie al piombo perdono gradualmente la loro capacità fino a scaricarsi completamente. Generalmente le batterie al piombo arrivano a perdere fino all'1% di carica al giorno.

Il tipo di carica analizzato fin'ora viene detto "carica a tampone", solitamente utilizzato in applicazioni in cui le batterie devono fare da buffer di energia e restituirla nel momento in cui non ve ne è più abbastanza. Classica applicazione sono i gruppi di continuità, ma è una modalità utilizzabile anche per il nostro progetto. Esiste anche un altro tipo di carica. In questo caso la cella viene considerata carica quando raggiunge i 2,4V solo che in questo caso, una volta riconosciuta la batteria come carica (ossia fatto il ciclo di carica con corrente a 1/10 della capacità più la corrente di fine carica) la batteria viene lasciata in scarica fino a che non raggiunge 2,3V a cella; in questo caso, se ancora collegata al caricabatterie viene ricominciata la carica fino ad arrivare ai 2,4V. Questo tipo di carica è particolarmente utilizzata in applicazioni in cui la batteria viene caricata per poi essere utilizzata e scaricata completamente, ad esempio muletti, carrozzelle, ecc. Sorge un problema: fin'ora abbiamo parlato di tensione della singola cella mentre in commercio esistono in pacchi da 3, 6, 12, 24 elementi. Solitamente non si ricarica ogni

singolo elemento per evitare hardware e software in più ma si mettono in serie più celle simili tra loro e le si caricano con una corrente uguale per tutte misurando poi la tensione della serie. Ma essendo le celle simili magari una avrà una capacità leggermente inferiore delle altre e si caricherà prima delle altre sfalsando alla lunga la lettura di tensione. Per evitare questo si effettua un processo detto equalizzazione in cui le celle vengono portate leggermente oltre i 2,4V. Si utilizza questo valore in quanto oltre i 2,4V la cella non è più in grado di assorbire energia e in genere l'acido al suo interno va in ebollizione. Questo, in genere, non è un grosso problema in quanto le moderne batterie posseggono delle serpentine per far sì che i vapori si condensino e ricadano all'interno della batteria. L'equalizzazione va fatta in media una volta al mese.

Esiste infine un'ultima avvertenza quando si lavora con le batterie: non bisogna mai metterle in parallelo. Questo perché se al momento del collegamento una risulta più carica dell'altra si può generare una sovracorrente che potrebbe danneggiare entrambe le batterie. Nel caso in cui, invece, si colleghino delle batterie in parallelo facendo attenzione ad evitare questo fenomeno ne sorge un altro: la batteria più carica carica quella più scarica. Questo processo scalda leggermente le batterie le quali si scaldano aumentando la tensione delle singole celle arrestando così il processo. Appena le batterie si raffreddano il processo ricomincia dissipando perciò energia. Per questo motivo, nel caso in cui serva più potenza, vengono solitamente utilizzate batterie con capacità superiore invece di collegare più batterie in parallelo.

4.2 batterie utilizzate per il progetto

Viste tutte queste caratteristiche scegliamo di utilizzare un pacco batterie con 12 celle in grado di erogare 24V. Per realizzarlo utilizzeremo due batterie da 12V con le seguenti caratteristiche:

Tensione nominale:	12V
Tensione di carica tampone:	13,8V
Tensione di carica completa:	14,4V
Capacità (20h):	120Ah
Capacità (5h):	90Ah
Capacità (2h):	75Ah
Peso:	21kg
Numero cicli (stimato):	500
Corrente di carica iniziale	12A
Corrente di carica finale	4A

Per i calcoli del convertitore DC-DC verranno considerati due casi limite:

- la tensione della serie risulta pari a 20V

– la tensione della serie risulta pari a 29V

Si sono scelti questi due casi in quanto uno corrisponde alla batteria completamente scarica mentre l'altro alle batterie completamente cariche.

5. Formulazione delle specifiche

Viste le caratteristiche precedenti possiamo andare a formulare le specifiche del nostro impianto:

1. Deve essere utilizzato un pacco batterie da 24V. Viste le specifiche precedenti definiamo il pacco batterie come completamente scarico con una tensione inferiore ai 22V. In ogni caso se la tensione scende sotto ai 23V occorre rifare un ciclo di carica completo e riportare il livello della tensione al di sopra dei 28,8V. Nel caso in cui le batterie non si siano scaricate troppo deve venir effettuata la carica tampone a 27,6V. Nel caso in cui si scenda al di sotto dei 25,8V si torna nello stato di carica tampone.
2. Deve essere predisposto un controllo analogico autonomo in grado di scollegare il pannello fotovoltaico da utilizzare in caso di emergenza ossia quando la tensione di batteria eccede i 29,5V
3. Durante la fase di carica delle batterie occorre tenere una corrente come indicato dal costruttore pari a 12A circa mentre quella di fine carica è pari a 4A. Nel caso in cui la batteria risulti estremamente scarica occorre iniziare la carica con una corrente bassa ed evitare di far assorbire energia dalle utenze per non rovinare le batterie.
4. I picchi di corrente in carica devono essere il più possibile limitati. Per evitare ciò verrà utilizzato un convertitore DC-DC tipo Cùk il quale presenta una induttanza sia in ingresso che in uscita. Ulteriori vantaggi verranno presentati in seguito.
5. Alcune utenze sono a 230V, ottenuti mediante un inverter; potrebbero essere richieste potenze estremamente elevate anche nell'ordine dei 2,5kW
6. L'impianto deve avere la possibilità di comandare alcuni carichi temporizzati nel caso risulti richiesto dall'utente. Tale funzione è volta a spegnere alcuni carichi che risultano escludibili nel caso di poca energia presente nelle batterie
7. Possibilità di escludere alcune funzioni gestite dal SW
8. Deve essere presente un display LCD e alcune spie luminose per effettuare segnalazioni.
9. Effettuare un controllo di temperatura sul dissipatore comandando, se necessario, l'attivazione di una ventola di raffreddamento e lo spegnimento dei dispositivi.
10. I carichi che si collegano all'impianto non possono subire grosse variazioni di tensione
11. Deve essere prevista la possibilità di una comunicazione seriale e dell'immagazzinamento dati
12. Nel caso in cui l'impianto risulti spento non può essere presa energia dalle batterie

6. Caratteristiche base del circuito

6.1 Considerazioni generali

A questo punto possiamo fare una prima bozza del circuito per renderci conto di quali parti ci servono. Per migliorare il debug utilizzeremo componenti nel package PDIP lasciando, ad eventuali sviluppi, l'utilizzo dell'SMD.

Andiamo ad analizzare ora le specifiche e formuleremo una prima bozza di circuito che in seguito risulterà ampliato e completato con tutte le specifiche del caso.

Per prima cosa notiamo che nelle specifiche è richiesto di poter utilizzare la massima potenza dai pannelli ma viene richiesta una corrente sulle batterie di 12A. Il che implica che in alcuni casi potrebbe non esser necessario assorbire tutta la potenza disponibile ai morsetti dei pannelli fotovoltaici. Infatti se si considera il rendimento unitario del convertitore DC-DC si avrebbe una corrente teorica in uscita di:

$$I = \frac{P}{V} = \frac{440}{24} = 18,3 A$$

Si può notare che la potenza in ingresso è tale da poter avere delle correnti anche maggiori di 12A e ancor meglio dei 4A di fine carica. In questo caso occorre fare in modo da non superare tale limite e non assorbire perciò tutta la potenza generata dai pannelli. Tale margine però è utile in quanto potrebbe attivarsi comunque una utenza che assorbe energia dal pacco batterie per cui occorrerà stabilizzare la corrente su di esse.

Si richiede una misurazione molto accurata della tensione delle batterie che eviti le cadute dovute alle elevate correnti richieste dalle specifiche: essendo stata scelta una tensione di 24V nel caso in cui si vogliono estrarre 3kW si richiederebbe una corrente di:

$$I = \frac{P}{V} = \frac{3000}{24} \approx 105A$$

una corrente così alta potrebbe indurre delle cadute parassite rilevanti che potrebbe indurre a false letture. Utilizzeremo 4 cavi (due per ogni batteria) nominati come in figura 12. Questo lo facciamo causa della specifica 3: dovrà essere garantita la corrente sulle batterie indipendentemente dallo stato delle utenze (ossia se sono attive o meno). Per cui aggiungiamo un sensore in serie alle batterie al centro tra le due batterie. Grazie a questa scelta le utenze si possano collegare direttamente ai morsetti delle batterie. Di conseguenza la configurazione del pacco batterie è quella indicata qua a lato in figura con un sensore inserito al centro della serie. I carichi si collegheranno direttamente alle batterie. Questo avviene in quanto un carico da collegare ai 24V in

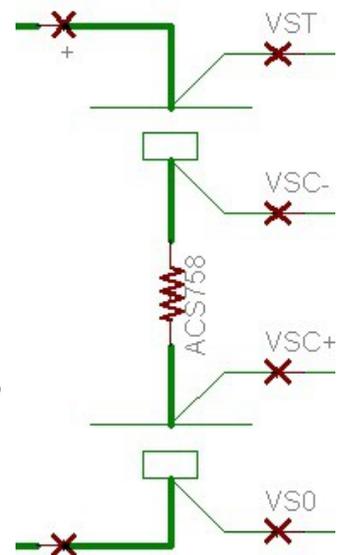


Illustrazione 12:
Collegamento delle
batterie

generale è in grado di funzionare da 20-21V fino a 29-30V che è circa il range delle batterie durante il ciclo di carica/scarica. Esistono in commercio degli integrati che sono studiati appositamente per gli impianti ad isola con relative indicazioni sul tipo di batteria. Il problema è che questi ultimi collegano, mediante apposito convertitore DC-DC il pannello direttamente al carico e le batterie vengono collegate mediante un apposito MOS. Ciò produce due conseguenze spiacevoli: in primo luogo non è possibile scollegare le batterie dal carico (a meno di un ulteriore MOS e/o relè) e, nel caso in cui queste ultime risultino finite l'integrato erogherebbe ancora una tensione che potrebbe non essere sufficiente per attivare i dispositivi che gli sono connessi portando così ad un potenziale malfunzionamento delle utenze. Per questi motivi decidiamo di non utilizzare questo integrato ma di realizzare un circuito apposito.

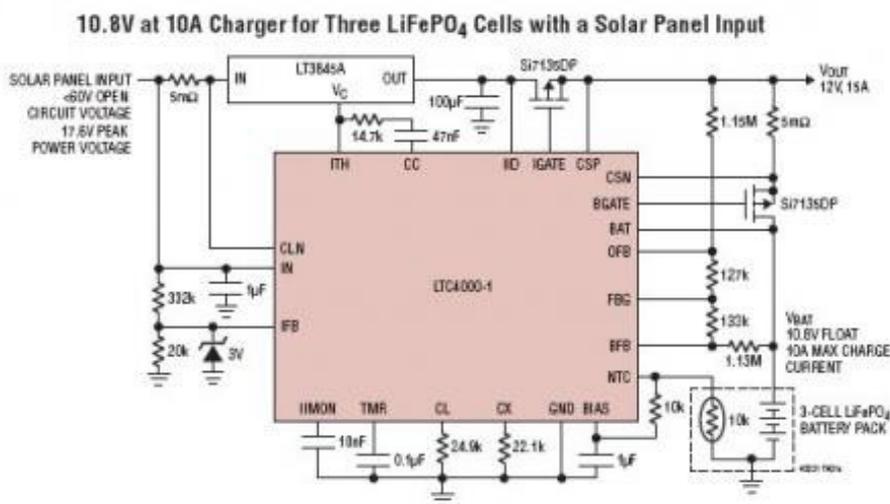


Illustrazione 13: tipico schema dell'LTC4000-1. Si noti il collegamento del MOS per alimentare le batterie il quale possiede un diodo in antiparallelo a causa della tecnologia di fabbricazione

Il carico non può essere collegato direttamente al pacco batterie ma occorrerà interporre un opportuno MOS con eventuale circuito di avviamento per eventuali carichi capacitivi. Sfruttiamo infine la specifica che parla genericamente di “carichi escludibili”: come sappiamo le utenze a 24V sono già escludibili mediante apposito MOS. Alcune utenze sono però a 220V e senza escludere tutte le utenze, si vuole dare la possibilità di escludere prima alcune mediante un apposito relè e infine, nel caso in cui la tensione risulti troppo bassa escludere tutto. Il motivo per cui si sceglie l'esclusione delle utenze a 220V è abbastanza semplice: in genere dispositivi di potenza sono più facili da trovare a questa tensione piuttosto che a 24V a causa delle elevate correnti che questi ultimi richiederebbero. Utilizzeremo perciò dei relè bistabili: sono dei relè con un doppio avvolgimento, una calamita e una molla a scatto. Quando si eccita la bobina per settare il dispositivo esso viene portato in posizione “ON” e vi persiste anche quando la bobina di

settaggio viene diseccitata o eccitata nuovamente. Per disattivare il dispositivo occorre un impulso sulla bobina apposita. La configurazione di questo tipo di dispositivo è ottima per questo progetto in quanto assorbe energia solo al momento della commutazione. Utilizzeremo inoltre questa configurazione anche per separare il pannello in caso di emergenza.

In base alle specifiche occorrerà monitorare le seguenti grandezze:

- La tensione delle singole batterie; il che implica 2 circuiti di sensing. Tale scelta viene effettuata per evitare eccessivi sbilanciamenti
- La corrente che scorre sul pacco batterie
- La potenza erogata dal pannello fotovoltaico per cui servono due ingressi: uno per misurare la tensione e uno per la corrente erogata
- temperatura dell'aletta di raffreddamento

Oltre a questi ingressi analogici tratteremo una protezione extra, sempre analogica, che scollegherà il pannello fotovoltaico in caso di sovratensione sulle batterie. Tale controllo dovrebbe effettuarlo in automatico il uC ma, nel caso ciò non avvenga, si può sfruttare anche questa protezione.

Oltre a questi ingressi analogici occorreranno i seguenti ingressi digitali:

- occorre un metodo per impostare l'orologio interno ed impostare i timer
- occorre un ingresso per gestire i carichi escludibili e riabilitarli in caso di necessità
- la possibilità di gestire un ingresso/uscita con l'impianto

Oltre a questo vi sono i seguenti controlli digitali da effettuare (uscite):

- controllo del MOS che controlla il convertitore
- controllo del MOS per i carichi a 24V e relativo circuito di avviamento
- gestione della ventola
- gestione dei relè

Ovviamente, quando si deve gestire un dispositivo come una ventola o un relè, si realizza la tipica configurazione con il piedino del uC che alimenta la base di un transistor NPN con emettitore a massa e collettore sul carico, come verrà illustrato nei seguenti paragrafi. Poiché il carico (soprattutto quello dei relè) è di tipo induttivo, occorrerà un diodo in antiparallelo alla bobina per far sì che il nucleo magnetico possa scaricarsi senza distruggere il transistor

6.2 Controllo Carichi escludibili e temporizzati

Una delle parti più critiche è senza dubbio quella gestione dei carichi a 24V considerati escludibili. Il motivo per cui ci soffermeremo di più su questi ultimi è che, a parità di

potenza, minore è la tensione di alimentazione più alta sarà la corrente richiesta dai dispositivi. In commercio si trovano relè che reggono correnti fino a circa 20A. Se la potenza richiesta aumenta occorre utilizzare teleruttori in grado di reggere anche centinaia di Ampere, ma questi ultimi richiedono parecchia potenza all'avviamento. Un altro metodo per avviare carichi in DC è quello di utilizzare degli interruttori statici tipo i MOS. Questi ultimi si trovano anche a basso prezzo ma sono abbastanza sensibili alle correnti di spunto. Tali problemi non si hanno nel caso in cui i carichi fossero puramente resistivi ma spesso, nei dispositivi a 24V che utilizzano convertitori DC-DC, vengono poste capacità di filtro che per essere caricate richiedono elevate correnti. Ciò produce una scintilla nel caso di interruttori e sovradimensionamenti dei MOS, oltre al fatto che le batterie potrebbero rovinarsi.

Esistono dei circuiti per l'avviamento "soft": tale avviamento consiste nel porre in serie al carico capacitivo una resistenza con elevata deriva termica. Appena tale resistenza si scalda, per effetto della corrente che la attraversa, la sua resistività si riduce consentendo il passaggio di una maggior corrente. Tale soluzione presenta dei problemi e anche dei rischi: se vi è in calo di tensione e il dispositivo si riaccende prima che la resistenza si sia raffreddata si rischia di avere comunque un picco di corrente indesiderato.

La soluzione qui presentata sfrutta un effetto parassita dei transistori MOS e lo enfatizza. Si tratta del Miller Platò, un effetto dovuto alla capacità tra Drain e Gate che analizzeremo mediante il circuito in Illustrazione 14.

Come precedentemente presentato, tale effetto tende a mantenere la tensione di Gate pressoché costante finché vi è una variazione della V_{DS} . Tale effetto è

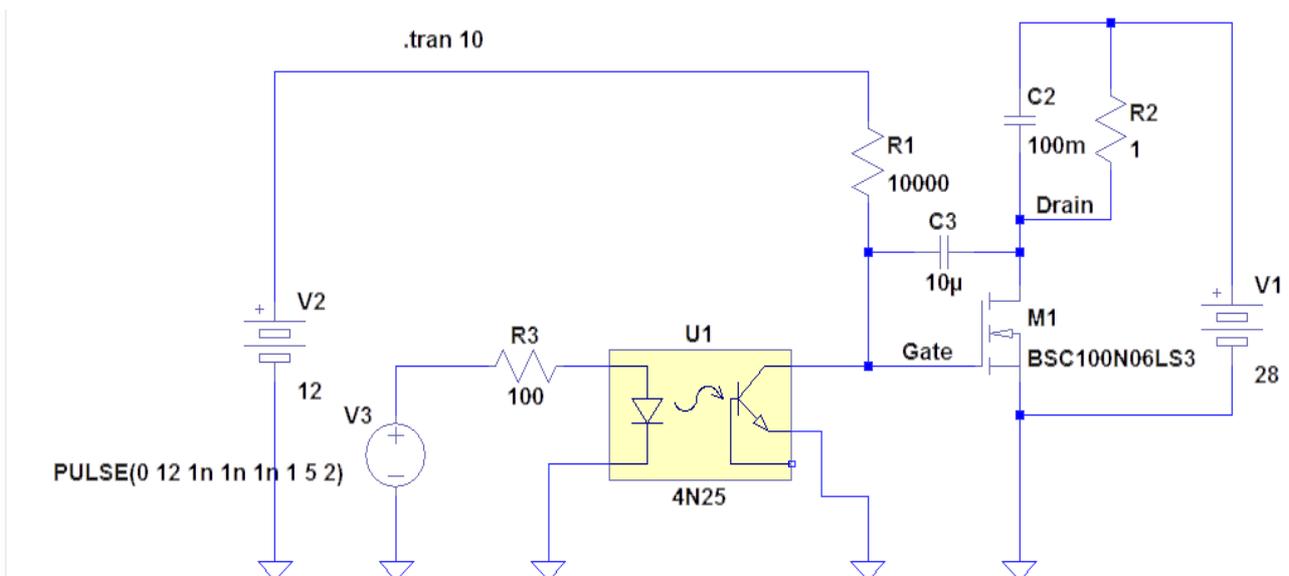


Illustrazione 14: Circuito per l'avviamento soft in LTSpice. Il carico escludibile è composto dal parallelo di R2 e C2 e come si può notare presenta una capacità da 100mF che deve essere caricata rapidamente; il MOS indicato non è quello che utilizzeremo nel circuito definito in quanto non è stato possibile reperirlo su LTSpice

particolarmente fastidioso quando si deve lavorare con una velocità di commutazione elevata ma nel nostro caso è perfetto. Questa affermazione deriva anche dal fatto che per come è costruito il circuito la fase di accensione risulterà molto lunga mentre quella di spegnimento estremamente breve.

In questo circuito la tensione del Gate viene caricata mediante due circuiti con una resistenza equivalente molto diversa. Supponiamo di partire dalla condizione in cui $V_3 = 12V$ e il foto-accoppiatore U_1 è acceso costringendo la tensione di Gate a circa 0V. In queste condizioni il MOS è spento per cui la V_{DS} si porterà alla tensione del generatore V_1 come la tensione ai capi del condensatore C_3 ¹⁰. Quando il generatore V_3 impone una tensione nulla, il foto-accoppiatore si spegne e la corrente che scorre sulla resistenza R_1 inizia a caricare il nodo del Gate¹¹. Il nodo si caricherà mediante la legge esponenziale che regola i circuiti R-C del primo ordine. Quando si raggiunge la tensione di soglia il transistor inizia ad accendersi e entra nello stato di saturazione. In queste condizioni il MOS si presenta come generatore di corrente controllato e la tensione di Drain inizia a ridursi. A questo punto diventa preponderante l'effetto Miller: tutta la corrente che scorre su R_1 servirà a scaricare C_3 (in quanto la capacità di Miller la assumiamo trascurabile) e, come precedentemente presentato, la tensione di Gate resterà pressoché costante ad un valore di poco superiore della tensione di soglia che noi chiameremo V_T . Assumendo la tensione di Gate costante possiamo scrivere:

$$I_{R_1} = \frac{V_{CC} - V_T}{R_1}$$

Dove V_{CC} è la tensione con cui si intende alimentare il Gate del MOS.

Il condensatore, dunque, può scaricarsi solo attraverso il percorso resistivo di R_1 per cui la carica risulterà molto lenta. Per valutarne il tempo andiamo a scrivere l'equazione costitutiva del condensatore in forma integrale considerando un tempo di osservazione t :

$$i_c(t) = C \frac{dv(t)}{dt} \rightarrow v_c(t) = \frac{1}{C} \int_t i(\tau) d\tau + v_c(0)$$

Sostituendo la corrente presente sopra:

$$v_c(t) = \frac{1}{C} \int_t i(\tau) d\tau + v_c(0) = \frac{1}{C} \int_t -\frac{V_{CC} - V_T}{R_1} d\tau + v_c(0) = -\frac{V_{CC} - V_T}{R_1 C} t + v_c(0)$$

Se la tensione di soglia rimane costante per tutto il transitorio possiamo portarla fuori dall'integrale; otteniamo un andamento della tensione ai capi di C_3 pari ad una retta a pendenza negativa. Questo era perfettamente prevedibile in quanto la corrente che scorre su R_1 risulta pressoché costante e un condensatore attraversato da una corrente costante produce una rampa di tensione.

¹⁰ Assumeremo che la tensione del condensatore V_{C3} sia pari a V_{DG} ossia $V_D - V_G$

¹¹ Ricordiamo che al nodo di Gate ci sono sia le capacità intrinseche del transistor MOS che la C_3

Non appena il MOS si è completamente acceso la tensione di Drain risulterà praticamente costante e, a questo punto, il transistor è entrato in zona lineare e l'effetto Miller si può dichiarare concluso. Il condensatore C_3 completerà il processo di scarica arrivando a $-12V$ pari a V_{CC} . Anche questo processo di scarica risulterà di tipo esponenziale.

Grazie alla formula che ci descrive l'andamento della tensione nel tempo è possibile ricavare dopo quanto tempo il MOS entra nella zona lineare. Ciò implica che la tensione ai capi del condensatori risulti pari a $-V_T$. Si ricava perciò:

$$-V_T = -\frac{V_{CC} - V_T}{R_1 C} t + v_c(0)$$

da cui è facilmente deducibile il tempo di carica:

$$t = \frac{v_c(0) + V_T}{V_{CC} - V_T} R_1 C$$

Un piccolo difetto risulta quello che il transitorio dipende anche dalla tensione iniziale del condensatore ma ciò non risulta un problema in quanto sarà anche minore la carica da apportare al condensatore C_2 .

Nel caso sopra presentato il tempo necessario al transistor per accendersi risulta:

$$t = \frac{v_c(0) + V_T}{V_{CC} - V_T} R_1 C = \frac{28 + 2,5}{12 - 2,5} 10 \cdot 10^3 \cdot 10 \cdot 10^{-6} = 0,212 \text{ s}$$

Simuliamo a questo punto il circuito appena descritto. La simulazione è analoga a quella proposta nell'Illustrazione 3 solo che in questo caso abbiamo aumentato il condensatore per avere più visibile l'effetto che quest'ultimo porterà sulla corrente. È stato posto un condensatore pari a 100mF per considerare un caso limite.

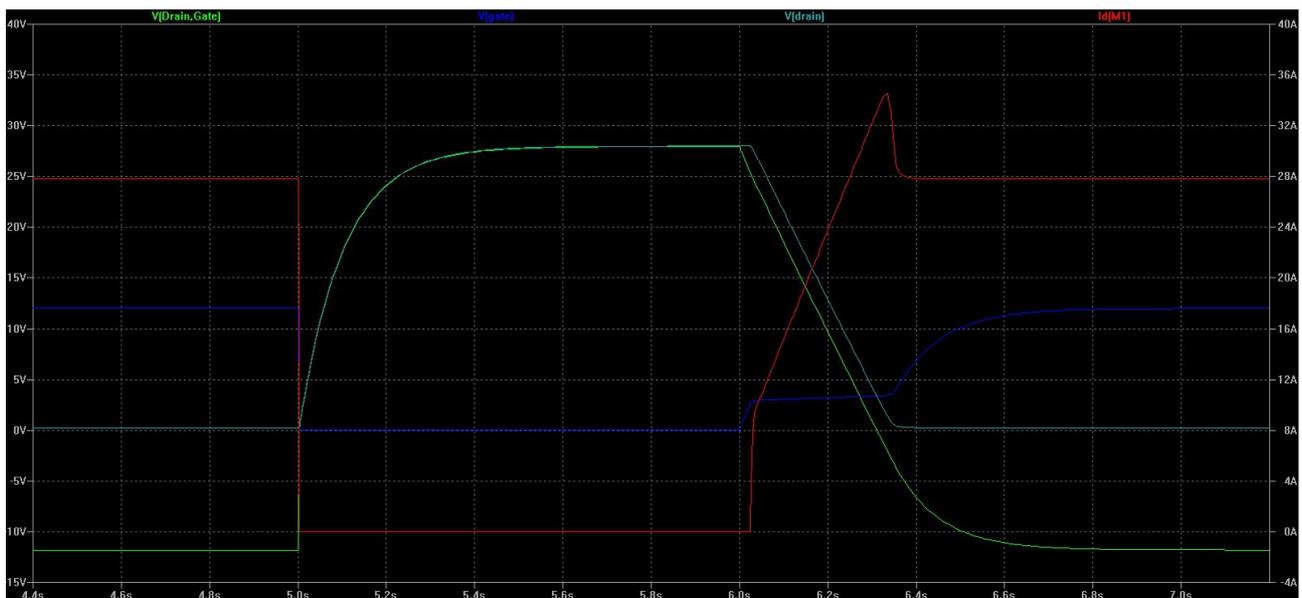


Illustrazione 15: grafico di uno spegnimento e un avviamento. Abbiamo in verde la tensione del condensatore C_3 , in blu la V_{gate} , in azzurro la V_{drain} e in rosso la I_{drain}

Nell'illustrazione 15, vediamo l'evoluzione nel tempo delle grandezze presentate e la verifica che i ragionamenti precedentemente fatti forniscono un buon modello. Possiamo notare che non appena il foto-accoppiatore entra in funzione la corrente assorbita da quest'ultimo porta molto rapidamente la tensione di Gate a zero.

Osserviamo però, una volta spento il circuito, una lenta ascesa della tensione di Drain dovuta però alla grossa capacità C_2 . Durante la carica invece notiamo come, a meno di una costante (pari alla tensione di soglia) tensione di Drain e quella ai capi del condensatore abbiano lo stesso andamento finché il transistor non rimane nella zona di saturazione. La tensione di Gate aumenta in maniera quasi impercettibile durante questa fase che è proprio quella del Platò di Miller. Il termine della scarica di C_3 (e la conseguente carica del nodo di Gate) è di tipo esponenziale come precedentemente descritto

Per quanto riguarda la corrente assorbita dal Drain, notiamo che quest'ultima ha un picco iniziale e poi aumenta linearmente e, una volta tornato al transitorio, passa da circa 34A a 27. Questi 7A in meno sono dovuti alla corrente di carica del condensatore C_2 . Durante il transitorio il transistor arriva a produrre fino a 340W e dissipa per un periodo di 0,3s. Questo tempo si discosta leggermente da quello precedentemente calcolato a causa del fatto che i componenti presentano altri effetti parassiti.

Nonostante il transistor debba dissipare parecchia potenza per un tempo considerevole tale soluzione è preferibile ad una in cui il transistor si chiude molto velocemente in quanto si avrebbe un picco di potenza istantaneo anche nell'ordine del kW e le batterie dovrebbero fornire una potenza molto alta e dannosa per le batterie stesse. A tale scopo occorrerà porre il transistor su una opportuna aletta di raffreddamento.

Per quanto riguarda agli altri generici carichi temporizzati faremo la seguente supposizione: la corrente da loro richiesta è tale da poter essere alimentati attraverso un relè. È una approssimazione che ci soddisfa in quanto se abbiamo dispositivi a 230V la corrente richiesta per avere 2,5KW di potenza risulta poco più di 10A pienamente sostenibile da un relè. Nel caso in cui si vogliano fare più avviamenti soft del tipo descritto in precedenza basterà replicare il circuito, noi lo utilizzeremo solo per collegare/scollegare un inverter commerciale che, nel peggiore dei casi, non presenta un comando CMOS o TTL per la sua esclusione tramite uC.

In figura 16 vi è lo schema che principalmente adatteremo per i relè a doppia bobina. Possiamo notare che son stati scelti transistor tipo BC547 protetti da dei diodi rettificatori tipo 1N4004. Il motivo di questa scelta è che questi ultimi risultano particolarmente economici e, in base alle prove svolte, si rivelano anche sufficientemente affidabili per lo scopo.

Sul Gate del transistor va posta una resistenza di valore opportuno calcolabile in base

alla seguente relazione:

$$I_c = H_{FE} I_B = H_{FE} \frac{V_{comando} - V_{BE}^{ON}}{R}$$

dove I_c è la corrente che vogliamo ottenere sul collettore del transistor per accendere il relè. Poiché vogliamo che il transistor dissipi il meno possibile ma soprattutto porti la corrente desiderata dobbiamo metterci nella condizione peggiore e prendere un valore resistivo che garantisca sicuramente la saturazione del transistor¹²:

$$R < H_{FE}^{min} \frac{V_{comando} - V_{BE}^{ON}}{I_C}$$

Per quanto riguarda invece i controlli dei relè (ossia dove collegarli) rimandiamo la trattazione all'apposito capitolo.

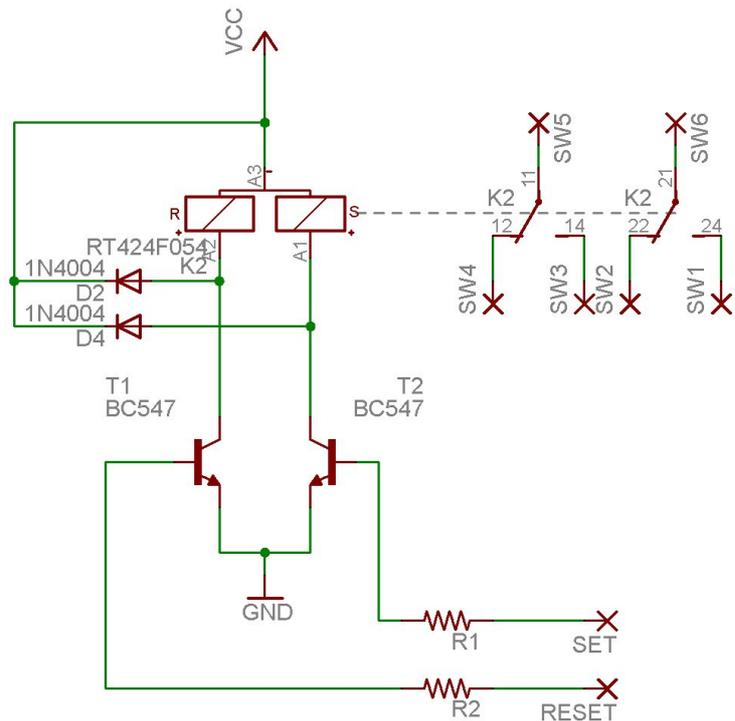


Illustrazione 16: Collegamento dei relè a doppia bobina

6.3 Cùk: pregi, difetti e configurazioni circuitali

Il convertitore Cùk presenta, per questo tipo di progetto, una serie di pregi e difetti.

Per prima cosa elenchiamo i pregi che lo rendono ottimo per questo progetto:

- utilizza solo un singolo leg dei consueti 2 presenti, in genere, per realizzare le funzioni di buck e boost con una cascata di due convertitori
- può ottenere una tensione di uscita maggiore minore o uguale alla tensione di ingresso
- nel caso in cui risulti spento blocca le correnti inverse che potrebbero fluire lungo il pannello dalle batterie

svantaggi:

- il condensatore è l'anello debole del circuito: deve sopportare elevati spike di corrente e deve avere un valore piuttosto elevato per poter tenere bassa la frequenza o il ripple di tensione
- è invertente; il nostro circuito presenta la massa sul polo negativo delle batterie. Dovremo studiare diversi metodi per il comando del MOS

¹² Se il transistor è saturo la tensione ai suoi capi è minima pari a circa 0.2V per cui lo possiamo assumere come un corto (in quanto a 24V corrisponde a un errore dell'1%)

Complessivamente i vantaggi dell'utilizzo di tale convertitore sono ben più grandi degli svantaggi che possono essere corretti. In particolar modo collegheremo il polo positivo dei pannelli fotovoltaici a massa così da avere una tensione in ingresso negativa. Occorrerà utilizzare un pMOS riferendolo a massa; per accendere il Gate occorrerà una tensione negativa oppure in nMOS flottante. La prima soluzione richiede una alimentazione stabilizzata negativa e un driver apposito. La seconda richiede o una tensione riferita al Source dell'nMOS oppure occorre escogitare un apposito circuito in grado di pilotare un MOS fuori massa.

Scegliamo di presentare quest'ultima evenienza e di adottare uno schema come quello proposto in figura 17.

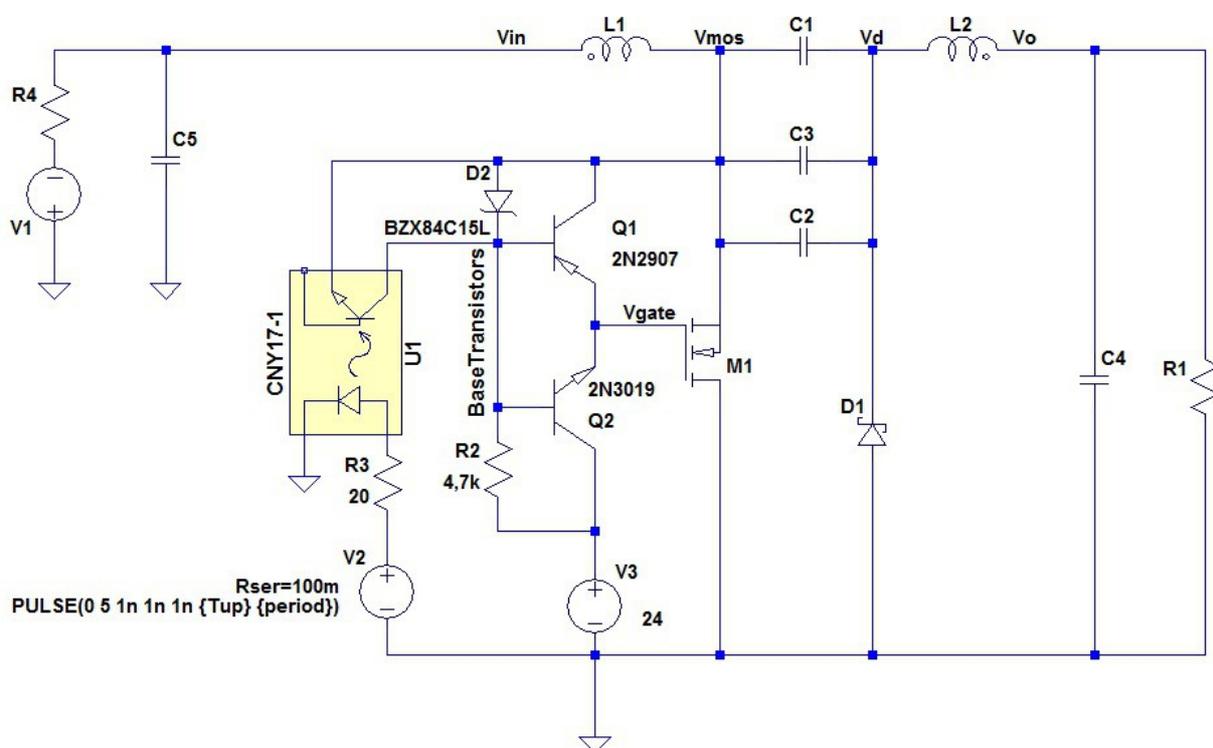


Illustrazione 17: Schema che adotteremo per il Cùk. Si noti la polarizzazione del pannello fotovoltaico e la disposizione del MOS. Il generatore V3 serve a fornire una tensione che simula quella delle batterie in quanto l'impianto è simulato da R1 e la tensione su questa resistenza è inizialmente nulla.

Cerchiamo ora di comprendere il funzionamento del circuito in figura 17. Come si può notare il MOS e il comando viene dato dal generatore V2 che simoleggerà la nostra logica. Partiamo dallo stato in cui il MOS M1 è in conduzione. In questo caso $V2 = 0V$ per cui il foto-accoppiatore è disattivato e la resistenza R_2 alza la tensione del nodo Base Transistors. I componenti D2 R2 e Q2 formano lo stabilizzatore di tensione lineare di base proposto in figura 5. Di conseguenza, non appena il nodo Base Transistors arriverà a 15V lo Zener entrerà in conduzione e la tensione sul Gate si stabilizzerà attorno ai

14,3V.

Non appena arriva il comando di aprire il MOS il generatore V2 eroga 5V e il transistor del foto-accoppiatore porta rapidamente a $0,2V^{13}$ la tensione del nodo Base Transistors attivando Q1 e scaricando molto rapidamente il nodo Vgate e spegnendo il transistor. In questa condizione il nodo V_{MOS} risulterà flottante in quanto la sua tensione risulta pari a $V_{MOS} = -V_1 + V_{L_1}$. L'unica cosa che possiamo dire con assoluta certezza è che questa tensione risulterà negativa.

Quando poi il generatore V2 tornerà a 0V e il transistor del foto-accoppiatore si spegne e la resistenza R2 riporterà rapidamente VGATE ad un valore positivo. Vogliamo far notare, che essendo V_{MOS} sicuramente negativa la corrente che scorre su R_2 risulterà maggiore nella fase in cui il transistore M1 è OFF e, non appena quest'ultimo si chiude diminuirà. Per comprendere meglio il funzionamento proponiamo il risultato della simulazione di LTSpice di questo circuito. Non ci interessa conoscere le caratteristiche del Cùk che analizzeremo dettagliatamente più avanti ma il semplice comportamento del driver.

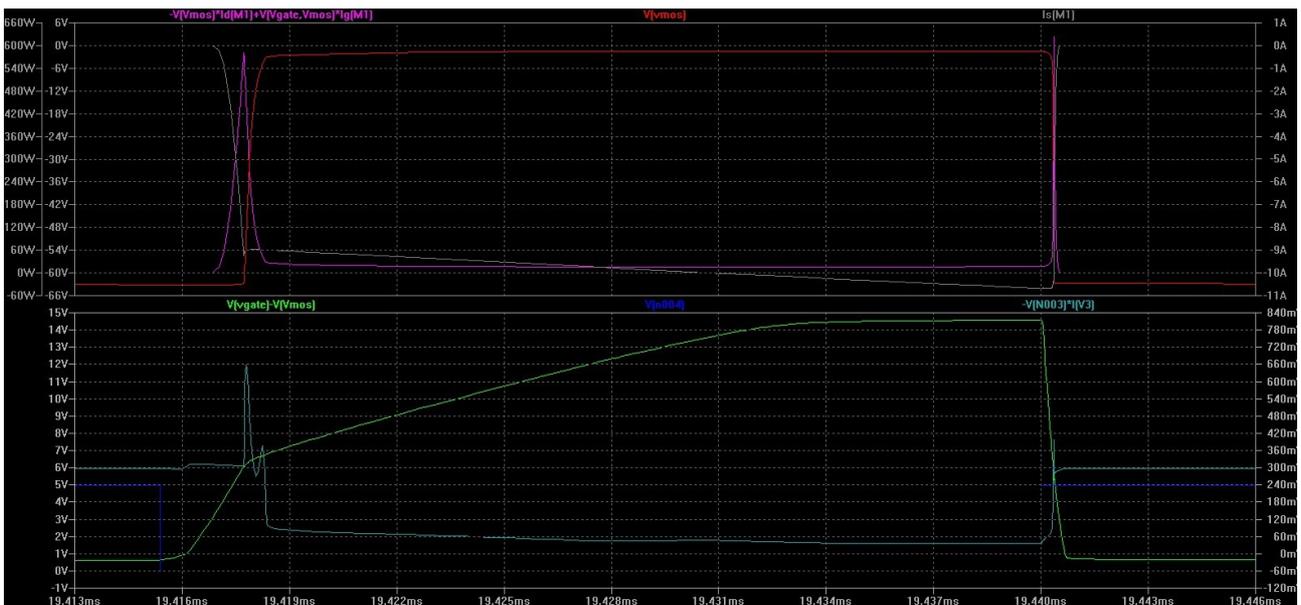


Illustrazione 18: Andamento delle principali grandezze a regime. Possiamo vedere nella metà superiore del grafico le grandezze di potenza ossia la corrente condotta, la tensione del Source e la potenza dissipata; nella metà inferiore del grafico si hanno le grandezze relative alla parte di controllo ossia tensione di Gate, la tensione di comando e potenza consumata

Nel grafico la tensione di Gate è rappresentata dalla linea verde chiaro e come possiamo notare aumenta rapidamente all'inizio prima che il MOS si accenda in quanto la tensione del Source è negativa. Il transitorio dura circa $2,5\mu s$ alla fine dei quali il MOS può considerarsi acceso. È da notare che consuma una potenza abbastanza elevata quando è in conduzione in quanto ne è stato preso uno con elevata capacità di Gate solo per testare

¹³ Tipica tensione di saturazione di un transistor

il driver senza ottimizzare perciò la resistenza di conduzione.

Come precedentemente accennato, il driver consuma di più quando il transistor è spento e ciò è chiaramente visibile nel grafico.

La frequenza a cui è stato collaudato è 25kHz (che poi risulterà anche la frequenza di lavoro del nostro convertitore). Questo produrrà diversi vantaggi come l'utilizzo di componenti reattivi di valore più contenuto e la non udibilità da parte dell'uomo¹⁴

6.4 Parte analogica

Questo tipo di progetto necessita di una serie di acquisizione dati analogici. In particolar modo occorrerà trattare:

- tensione delle singole batterie (due ingressi)
- corrente che scorre sul pacco batterie
- tensione erogata dal pannello fotovoltaico
- corrente erogata dal pannello fotovoltaico
- temperatura dell'aletta di raffreddamento

per un totale di sei ingressi.

Oltre a questi ingressi analogici tratteremo una protezione extra, sempre analogica, che scollegherà il pannello fotovoltaico in caso di sovratensione sulle batterie. Tale controllo dovrebbe effettuarlo in automatico il uC ma nel caso ciò non avvenga si può sfruttare anche questa protezione.

Ognuno degli ingressi analogici necessita di un circuito che ne faccia il condizionamento facendo in modo tale di adattare il range di interesse del segnale al range dell'ADC. Questo circuito è necessario per ogni tipo di ADC considerato in modo tale da sfruttare al massimo le caratteristiche di quest'ultimo. Questi circuiti risultano particolarmente delicati. Solitamente si adottano resistori con una tolleranza molto larga e dei trimmer per effettuare gli aggiustamenti. In questo caso vogliamo adottare i trimmer per evitare costi maggiori, componenti in più e la necessità di eseguire la tarature. Utilizzeremo perciò, solo per i circuiti di condizionamento, resistenze con tolleranza 1% o allo 0,5% a seconda delle necessità. Nei circuiti di che realizzeremo utilizzeremo degli operazionali tipo TLV274IN ai quali non sono richieste particolari peculiarità se non quelle di essere Rail-To-Rail. Nonostante ciò non arriveranno esattamente alle tensioni di alimentazione ma ci sarà un piccolo scarto. Quando andremo a dimensionare il circuito occorrerà fare attenzione al dimensionamento in quanto il range dell'ADC va da VDD a VSS ossia da 0 a 5V. Per essere particolarmente rigorosi occorrerebbe realizzare una tensione di riferimento per l'ADC sufficientemente stabile ed utilizzarla per effettuare la

¹⁴ In genere viene considerato che, nel migliore dei casi, i suoni percepiti da un essere umano possano arrivare fino a 20kHz; in questo modo siamo sicuri che il circuito, una volta in opera non produca fastidiosi rumori

conversione. Purtroppo non abbiamo sufficienti piedini per cui sfrutteremo la tensione di alimentazione come tensione di fondoscala. Per un ADC ad n bit ci sono $m = 2^n$ combinazioni possibili e il minor valore apprezzabile da un ADC che prende il nome di “quanto”. Quest'ultimo è pari a:

$$q = \frac{V_{FS}}{2^n}$$

e nel nostro caso con $V = 5V$, e $n = 10$

$$q = \frac{V_{FS}}{2^n} = \frac{5}{1024} = 4,8828 \cdot 10^{-3} \approx 5mV$$

Quando faremo i conti per far sì che i valori risultino i più accurati possibile dobbiamo considerare comunque il range di 5V mentre sappiamo già in anticipo che i nostri operazionali mangiano dai 25 ai 100mV facendo sì che alcuni bit non vengano mai utilizzati. Nel caso in cui volessimo sfruttare tutto il range dovremo modificare o l'alimentazione o le tensioni di riferimento dell'ADC.

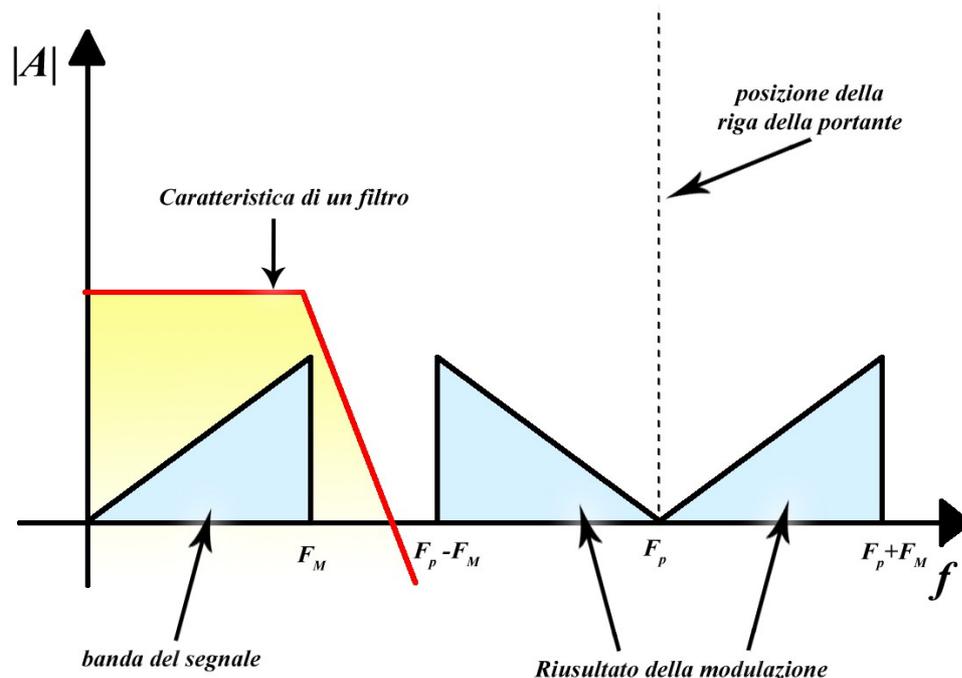


Illustrazione 19: Spettro monolatero preso nelle frequenze di interesse di un segnale modulato PWM.

Vi è anche un ulteriore problema di banda: molti degli ingressi si interfacciano direttamente al convertitore Cùk (o ne potrebbero assorbire parte del rumore prodotto) per cui occorrerà fare in modo tale che le componenti utili del segnale passino e vengano lette dall'ADC. Oltre a questo occorre rispettare il teorema di Shannon e porre la frequenza di taglio dei filtri in modo tale che venga rispettata la seguente disuguaglianza:

$$f_i \leq 2 f_c$$

dove f_t è la frequenza di taglio del filtro e f_c è la frequenza di campionamento.

Questo teorema fa sì che un segnale tempo campionato con la specifica sopra riportata possa essere ricostruito esattamente come l'originale. Se ad esempio utilizziamo un modulatore PWM con frequenza f_p per riportare il segnale tempo-discreto in un tempo-continuo abbiamo una situazione simile a quella descritta nell'illustrazione 19

Come sappiamo un segnale PWM è scomponibile secondo Fourier in un segnale in banda base (che è quello di nostro interesse) più una serie di modulazioni di ampiezza centrate a f_p e multipli. Per ottenere il segnale in banda-base di nostro interesse si adotta un filtro che però non ha una caratteristica molto ripida nel caso in cui si voglia utilizzare poco hardware (o poche operazioni nel caso di filtri digitali).

Oltre al problema della sovrapposizione degli spettri, vi sono anche problematiche legate al rumore; ovviamente più è piccola la banda minore sarà il rumore catturato. Inoltre il Cùk lavora a 25kHz e tutte le grandezze di nostro interesse oscilleranno a quella frequenza. A questo punto occorrerebbe sapere il tempo di risposta al gradino del Cùk per poter dimensionare tutti i filtri e procedere con la scelta del micro. A questo punto, però occorre anticipare ciò che verrà completamente approfondito nel capitolo successivo in quanto il Cùk da noi utilizzato ha una risposta al gradino di circa 2,5ms, ossia l'uscita oscilla e si stabilizza in un range pari a $\pm 10\%$ del valore finale dell'asintoto¹⁵

A questo punto abbiamo il dato che ci serviva: anche se la condizione precedentemente presentata risulta abbastanza inverosimile prendiamo questo valore come riferimento. Il che significa che ogni 5ms (ossia approssimativamente con una frequenza di 100Hz) effettueremo la messa a punto delle grandezze (ed in particolar modo la regolazione del duty).

Poniamo la frequenza di campionamento di 2kHz. Ciò ci porta di fronte ad una specifica stringente: il uC deve risultare in grado di campionare a 2kHz ed eseguire tutto il codice in questo lasso di tempo. Per questo verificheremo le due specifiche. Oltre a questo aggiungeremo una ulteriore specifica: effettueremo un filtraggio digitale per ridurre il più possibile il rumore. Senza entrare nel merito effettueremo una media di 4 acquisizioni prima di presentare il valore definitivo. Ciò riduce il rumore di un fattore 2 ma rallenta il processore e la velocità con cui vengono effettivamente campionati i dati. In questo modo avremo una frequenza di campionamento di 500Hz e una banda teorica di 250Hz il che ci può far ritenere soddisfatti. Andiamo perciò a porre il nostro taglio 200Hz in modo tale da ridurre il più possibile il rumore introdotto da Cùk e soddisfare il teorema di Shannon.

¹⁵ Prendiamo questo come valore per ragioni che vedremo nei capitoli seguenti.

6.5 Parte digitale

La parte digitale è il cuore del circuito. Possiede al suo interno un uC e una serie di dispositivi di controllo interfaccia col mondo esterno.

Per quanto riguarda l'interfaccia (soprattutto le spie e pulsantiera), visto che ci si deve interfacciare con l'uomo non ci sono particolari tempistiche da rispettare ed è possibile effettuare anche delle letture e presentazione dei dati molto lentamente. In particolar modo per agevolare il tutto si adotteranno dei registri SIPO e PISO (Serial Input Parallel Output e Parallel Input Serial Output). Per poterli controllare questi registri richiedono solitamente 3 segnali: il clock, i bus per i dati e lo strobe che serve per immagazzinare il dato (nei PISO) o per porlo in uscita (nei SIPO). I registri utilizzati in questo progetto saranno il 4014 e il 4094. Per quanto riguarda il display LCD utilizzeremo anche altri pin del uC per effettuare i controlli principali. Per quanto riguarda invece il Display verrà effettuato con dei controller basati su chipset Hitachi 44780 che richiedono 7 segnali piedini con 4 di dato e 3 di controllo Poiché spesso si adotta anche un processo di lettura/scrittura su questi dispositivi le quattro linee di dato possono rivelarsi periferiche di I/O e per evitare di realizzare circuiti abbastanza complessi con dei registri esterni li collegheremo direttamente al uC per sfruttare delle librerie già realizzate per questi ultimi.

Sempre con questi registri vogliamo controllare anche i controlli per azionare i relè per i carichi escludibili/temporizzati.

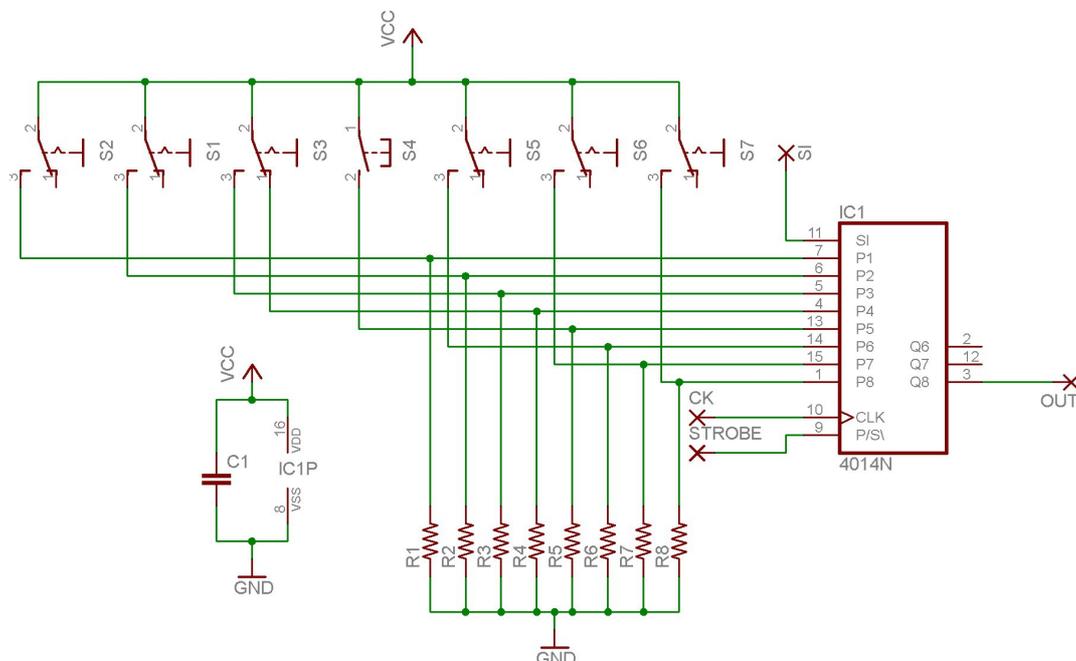


Illustrazione 20: Collegamento della pulsantiera. Le resistenze servono solo per il Pull-Down, nel caso l'antirimbalzo verrà utilizzato via SW

Per prima cosa analizzeremo il collegamento degli interruttori necessari al

funzionamento del circuito il cui schema è in figura 20:

I compiti dei singoli pulsanti risulteranno:

- SW1 (non presente nel circuito) interruttore ON/OFF generale. Quando imposto su OFF scollega il circuito dall'alimentazione delle batterie facendolo spegnere. Non è collegato all'integrato
- SW2 interruttore che imposta l'orario accensione dei carichi escludibili
- SW3 interruttore per l'impostazione dell'ora. Quando attivo i pulsanti successivi serviranno per impostare ore e minuti.
- SW4 interruttore doppio stato spie/display: l'interruttore ha tre posizioni: in una “accende” le spie, nella posizione centrale lascia il controllo al programma e nell'ultima le spegne sempre. Nel caso in cui SW2 sia attivo serve ad impostare ore e minuti
- SW5 pulsante di riabilitazione. Nel caso in cui il SW abbia spento sia inverter che carichi escludibili; pigiando questo pulsante essi verranno riaccesi e lo resteranno a meno che le condizioni per tenerli accesi decadano.
- SW6 interruttore disabilita carichi escludibili. In questo caso verranno sempre forzati OFF i carichi escludibili.
- SW7 interruttore separa pannello. Tale interruttore serve a separare i pannelli fotovoltaici in caso di necessità.

Le resistenze di pull-down non sono particolarmente critiche e possiamo porle pari a $10k\Omega$ senza problemi.

Grazie alla configurazione scelta vi è l'ingresso seriale libero da cui è possibile collegare un altro eventuale registro o un ulteriore switch per sviluppi futuri.

Le spie sono a LED e con le seguenti funzioni:

- Led 1, colore verde: alimentazione
- Led 2, colore verde: carica batterie. Se le batterie sono completamente cariche la spia rimane fissa altrimenti lampeggia a diverse frequenze per rispecchiare la corrente di carica
- Led 3, rosso: stato carichi escludibili. Se è acceso i carichi escludibili sono spenti
- Led 4, rosso: stato inverter. Se è acceso l'inverter è stato spento dall'impianto
- Led 5, giallo: corrente di mantenimento. Indica si sta mantenendo una corrente di mantenimento sulle batterie. Se è spento mentre il Led 2 è acceso vuol dire che le batterie sono lasciate a scaricarsi da sole
- Led 6, bicolore: temperatura. Serve ad una retroazione della temperatura dell'aletta di raffreddamento. Nel caso in cui risulti fredda ($<40^{\circ}\text{C}$) è verde, se sale oltre i 40° diventa giallo, se sale sopra i 60° lampeggia giallo-rosso, sopra i 75°

rosso fisso

- Led 7, bicolore: stato potenza. Vuole dare una idea della potenza consumata/prodotta dall'impianto. Visto che a noi interessa la corrente di carica delle batterie faremo che se la corrente di carica è maggiore di 10A è verde¹⁶, lampeggia giallo-verde se è maggiore di 0, lampeggia rosso-giallo se fino a -12A e rosso negli altri casi. Nel caso in cui il pannello non eroghi potenza sarà rosso lampeggiante.

Come si può notare sono nove spie ma il LED 1 lo collegheremo all'alimentazione in modo tale che risulti acceso ogni qual volta l'impianto risulti alimentato così da utilizzare un singolo registro. Una problematica però risulta quella che un registro tipo CD4094 non è in grado di erogare sufficiente corrente per accendere un Led. In genere per questi ultimi la corrente minima richiesta è di circa di una ventina di mA in quanto utilizzeremo modelli a bassa luminosità. Utilizzeremo perciò lo schema in figura 21.

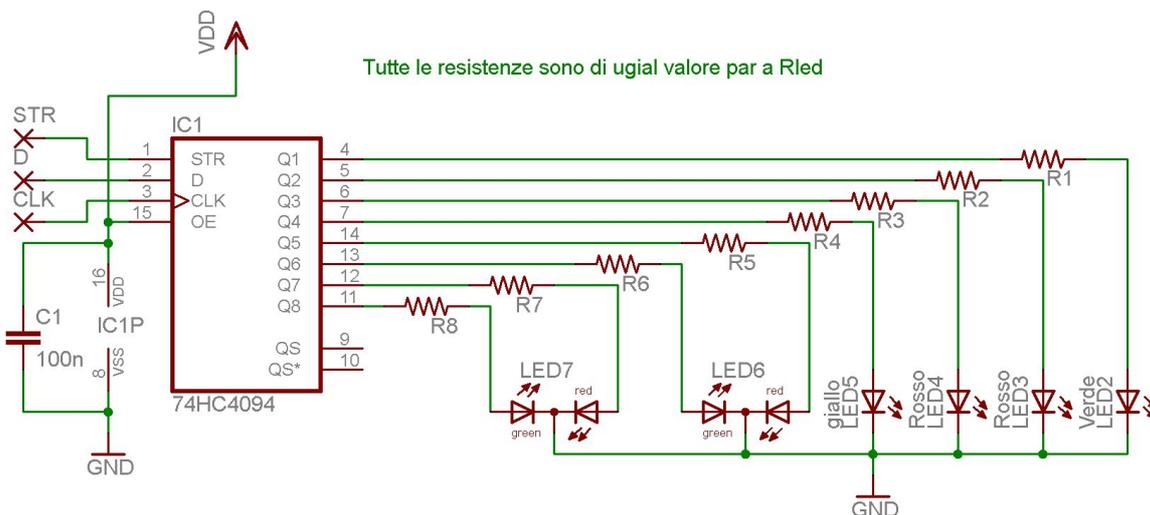


Illustrazione 21: Schema del collegamento delle spie a LED

Utilizzeremo perciò i registri della serie 74HC4094 identici come pin-out e funzionamento ai CD4094, però molto più performanti ed in grado di funzionare in un range di tensioni compreso tra i 2 e i 6V. Ideali dunque per i nostri scopi.

Sappiamo, inoltre, che i LED da noi utilizzati hanno tensioni di soglia nell'intorno degli 1,8V per i LED rossi e 2V per i LED gialli per cui per calcolare la resistenza serie effettueremo un unico calcolo. Andremo ad applicare la seguente formula:

$$R_{LED} = \frac{V_{DD} - V_{LED}^{ON}}{I_{LED}}$$

Per calcolare il valore resistivo ci occorre sapere la tensione di alimentazione. In questo caso la poniamo a 5V anticipando così il risultato del capitolo 6.7. Utilizzando dei LED

¹⁶ Come vedremo nell'apposita sezione, considereremo una corrente positiva come una corrente di carica e una negativa come corrente di scarica

a bassa luminosità sappiamo che la corrente si aggira attorno ai 15mA e le tensioni di accensione variano in funzione del colore in particolar modo abbiamo che i valori tipici risultano:

- 1,8V per il rosso
- 1,9V per il giallo
- 2V per il verde

Poiché utilizzeremo delle resistenze col 5% di tolleranza poniamo per tutti lo stesso valore di $V_{LED}^{ON} = 2V$

A questo punto la formula diventa:

$$R_{LED} = \frac{V_{DD} - V_{LED}^{ON}}{I_{LED}} = \frac{5 - 2}{0,015} = 200\Omega$$

Non essendo quest'ultimo un valore commerciale per la serie al 5% adotteremo 220Ω per essere sicuri di non sovraccaricare i LED

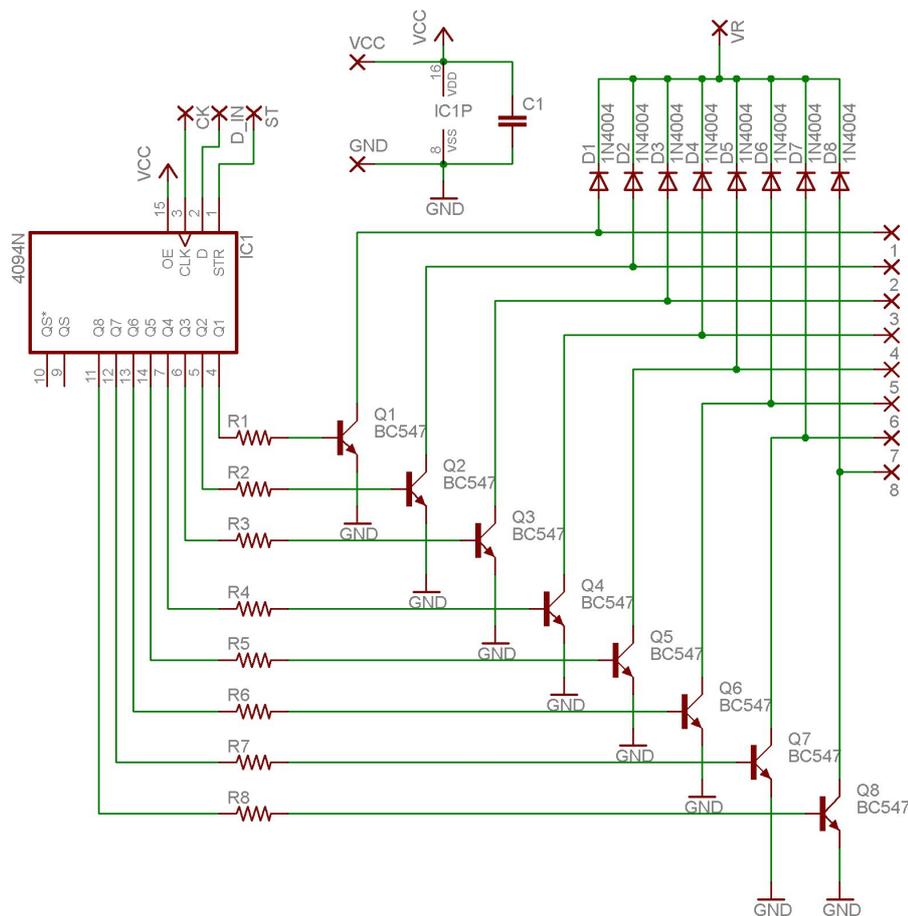


Illustrazione 22: notare che vi sono i diodi di protezione posti a Vr dove quest'ultima è la tensione con cui vengono alimentati i relè

Infine presentiamo lo schema per azionare i relè. Questa è solo una rapida presentazione in quanto le formule sono state presentate in precedenza. Si è comunque scelto di

adottare un intero registro per dare la possibilità di collegare diversi relè. Questo registro può gestire fino a 8 relè senza auto-tenuta o 4 con auto-tenuta.

Anticipiamo, inoltre, che tale circuito verrà adottato anche per controllare il relè di separazione, la ventola di raffreddamento e l'illuminazione del display per cui i piedini disponibili per i carichi escludibili restano 4.

pin	funzione
1	GND
2	VCC
3	contrasto
4	RS
5	Read/Write
6	Enable
7	DB0
8	DB1
9	DB2
10	DB3
11	DB4
12	DB5
13	DB6
14	DB7
15	LED +
16	LED -

Trattiamo infine il Display LCD. Quello che utilizzeremo sarà un Display a punti con n caratteri per m righe. Tali display ricevono un dato solitamente sotto forma di carattere ASCII e lo visualizzano in una casella. Per tali display è stato creato un apposito driver noto come 44780 su cui oggi si basano praticamente tutti i display. Solitamente questo tipo di Display LCD viene venduto con il driver incorporato ed una interfaccia a 16 piedini le cui funzioni sono raggruppate in figura 23.

Il piedino per il contrasto solitamente viene tarato manualmente mediante un apposito trimmer; i comandi RS, T/W, E servono al uC per per abilitare o meno la comunicazione col display. In alcuni casi il comando R/W viene posto a massa se si è sicuri di non leggere mai il display.

Illustrazione 23:
tipici segnali per

controller basati

su Hitacchi 44780

Per quanto riguarda i dati viaggiano sulle linee da DB0 a DB7, nel caso in cui si voglia utilizzare la modalità a 4 bit si usano i dati da DB4 a DB7 mentre i restanti vengono posti a massa. Gli ultimi due servono per la gestione della retroilluminazione a

LED. Quest'ultima occorre decidere come gestirla (per evitare di lasciare il display sempre acceso).

Per evitare di utilizzare troppi pin del uC utilizzeremo la configurazione che richiede 7 segnali.

A questo punto possiamo effettuare un rapido calcolo di quanti segnali servano per gestire il tutto.

Tenendo conto di tutte le funzioni analogiche e

Pin necesari	tipo	descrizione
1	Digitale	Controllo MOS pannello fotovoltaico
1	Digitale	Controllo MOS carichi esterni
1	Digitale	controllo Relè separazione
1	Digitale	Clock PISO e SIPO
1	Digitale	Dati Out (led + display)
2	Digitale	Strobe
2	Digitale	Dati In (pulsantiera)
4	Digitale	SPI
7	Digitale	Display LCD
2	Digitale	UART
2	Analogico	Sensing tensione batterie
1	Analogico	Sensing Temperatura aletta raffreddamento
1	Analogico	Sensing corrente erogata dal pannello
1	Analogico	Sensing corrente assorbita dalle batterie
1	Analogico	Sensing tensione erogata dal pannello

Illustrazione 24: Tabella riassuntiva dei controlli che il uC deve sostenere direttamente

digitali precedentemente descritte occorrono 27 piedini di cui 6 analogici. Eccoli riassunti in una tabella in figura 24.

Vorremo far notare che in tutti gli schemi è stato posto un condensatore non elettrolitico. Quest'ultimo serve ad abbattere gli effetti reattivi delle linee di giunzione in quanto questi circuiti richiedono dei picchi di corrente durante la commutazione che in genere vengono sostenuti dai condensatori. Come buona norma tali condensatori sono da 100nF.

6.6 Scelta di un microcontrollore

Una volta note tutte le funzioni che deve sostenere il uC possiamo sceglierne uno tra le principali famiglie prodotti da più case. La scelta è ristretta a tre principali famiglie:

- Gli Z8 della Zilog (ed in particolare lo Z86421) in quanto è una famiglia di processori a 8 bit di cui ho già sfruttato a pieno le potenzialità e possiedo molte librerie; richiede un'alimentazione di 3,3V e può commutare fino a 20MHz
- I PIC della serie 18F sempre con core a 8 bit con caratteristiche che variano da modello ma più performanti degli Z8
- infine abbiamo dei DSPIC che sono dei uC/DSP a 16 bit con la possibilità di effettuare calcoli a 16 bit in maniera diretta.

Per cui andiamo a ricontrollare le specifiche data dalla parte analogica. In particolare ricordiamo che occorre un ADC in grado di campionare almeno 12000 volte al secondo e ciò non è possibile mediante uno Z8; quest'ultimo può commutare ad un massimo di 20MHz e per cambiare da un canale all'altro impiega più di 5000 cicli di clock. Da ciò deduciamo che abbiamo a disposizione poco meno di 4000 campionamenti al secondo il che non rispetta le nostre specifiche.

Scegliamo dunque di analizzare il prossimo uC candidato che appartiene alla famiglia PIC 18F. Dopo aver steso una versione approssimativa del codice possiamo affermare che quest'ultimo dovrebbe girare circa 6000 volte al secondo se si adotta una frequenza di clock di 20MHz. Tale stima è stata fatta contando le istruzioni nel caso peggiore, confrontandole, in maniera approssimata, con il codice assembler aggiungendo, poi, un opportuno margine.

Forti di questo risultato andiamo ad analizzare l'ADC del micro scelto di cui è presente un breve diagramma illustrativo in figura 25. Quest'ultimo presenta 10 bit di profondità e la possibilità di essere multiplexato su 13 canali e ne viene fornito il circuito equivalente che riportiamo qui in figura. Come possiamo notare, alcune resistenze come la R_{ss} variano con la tensione di alimentazione, risultando più grandi nel caso in cui quest'ultima risulti più bassa.

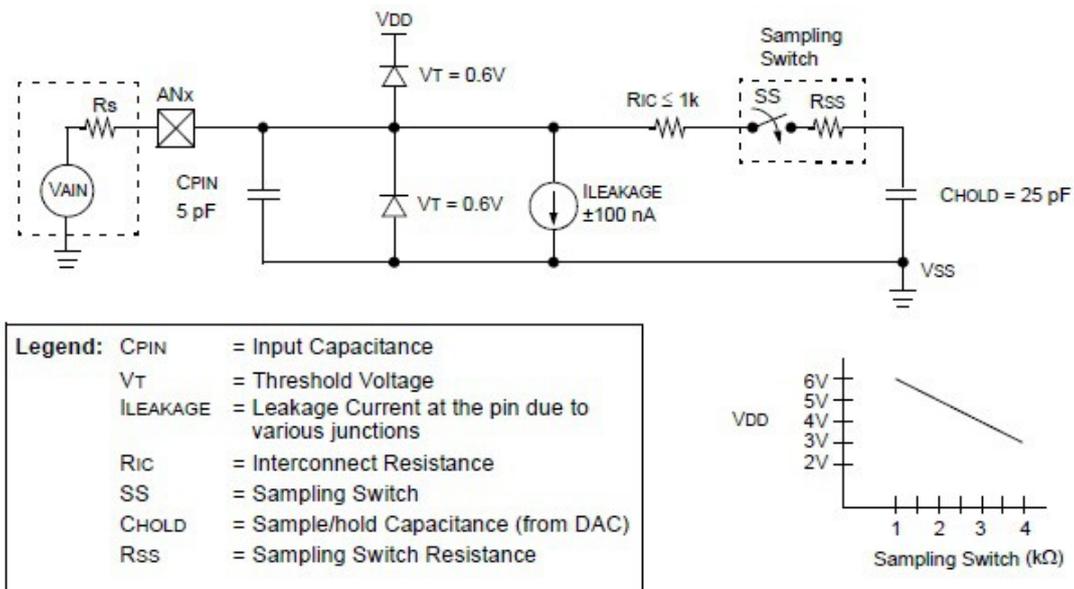


Illustrazione 25: Estratto dal datasheet del PIC18F4550 in cui si può vedere il circuito equivalente e le relative definizioni

Eviteremo di stimare il ritardo introdotto da queste ultime in quanto il datasheet fornisce un calcolo significativo in cui fa il caso peggiore e deriva che il tempo necessario prima di effettuare una conversione è di $2,45\mu\text{s}$. Per effettuare la conversione occorre scrivere un "1" nel bit 1 del registro $ADCON0$ (denominato anche $GO/DONE^{17}$) e viene avviata la macchina a stati che effettua la conversione. L'ADC ha, al suo interno, un apposito contatore che fa partire la conversione con certo ritardo prefissato. Questo ritardo è classificato in T_{AD} che sono pari all'inverso della frequenza a cui va l'ADC. Se andassimo a 20 MHz il settaggio della frequenza dell'ADC più veloce prevederebbe la metà della

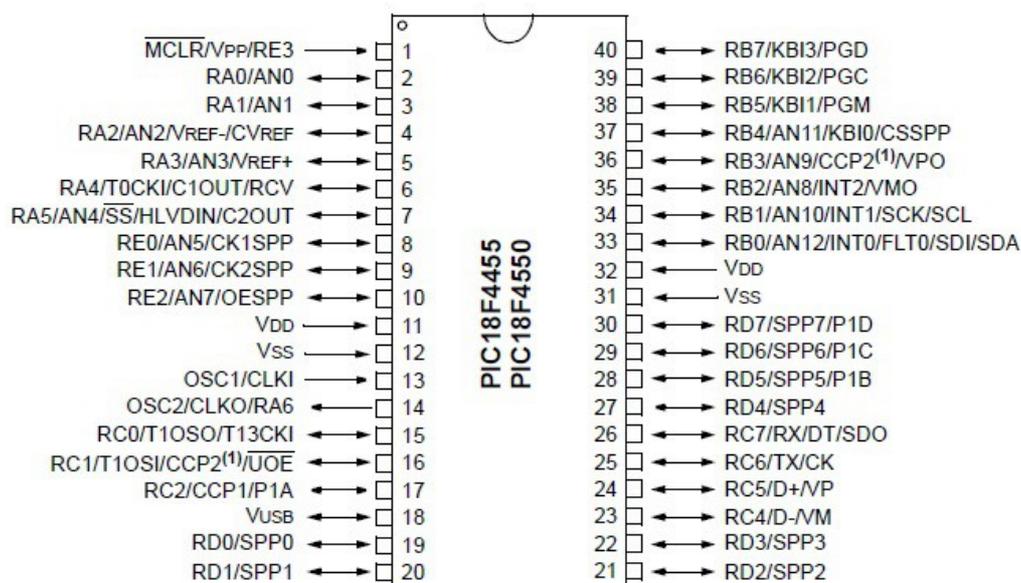


Illustrazione 26: Pinout del PIC18F4550

17 Usiamo il grassetto per indicare che l'ingresso risulta negato.

frequenza del clock per cui una frequenza interna di 10MHz e un T_{AD} pari a 0,1 μ s.

Una volta impartito il comando e trascorso il tempo di latenza iniziale occorrono 12 T_{AD} per effettuare la conversione e al termine della quale alla macchina a stati dell'ADC viene richiesto di lanciare un interrupt.

Andiamo perciò ad assegnare i pin alle relative funzioni. Per prima cosa diamo priorità alle funzioni fondamentali. Assegneremo i 6 ingressi analogici da AN0 a AN5 in quanto tali ultimi risultano per forza attivabili in sequenza¹⁸.

Per quanto riguarda il modulo per il PWM verrà utilizzata l'uscita RC1 o meglio contrassegnata con CPP1.

Sorgono però dei problemi: si era pensato di adottare l'EUSART per consentire al PIC le comunicazioni con l'esterno e l'SPI come gestore di una memoria SD. Il problema è che le due macchine a stati sono indipendenti ma non del tutto: l'SPI e l'EUSART condividono il piedino atto alla ricezione dei dati (SDO per l'SPI e RX per EUSART). Il piedino TX dell'EUSART può essere comunque utilizzato mentre occorre pensare ad un metodo per ottenere la funzione del ricevitore. Inoltre il piedino SS è già stato assegnato alla parte analogica ma da un attento esame esso si rivela fondamentale solo nel caso in cui il PIC debba fungere da slave. Se si volesse evitare l'utilizzo della macchina a stati interna esistono, per nota di cronaca, le librerie software già scritte e pronte per emularne il funzionamento. Il problema è che tali librerie non lavorano in interrupt per cui si spreca molto tempo cosa che comporterebbe un calo delle prestazioni. Viste tali difficoltà decidiamo comunque di adottare il PIC18F4550 e di assegnare i pin SCK (RB1), SDI (RB0), SDO (RC7) più un altro PIN da determinare¹⁹ (a cui andrà assegnato il compito di Chip Select) all'SPI e il rimanente e il TX alla prima parte dell'EUSART.

Vogliamo far notare, inoltre, che per come hanno imposto i PIN sul PIC già due ingressi esterni esterni dell'interrupt su tre sono già stati utilizzati. A questo punto sorge un dubbio: possiamo implementare, infatti, un surrogato della macchina a stato dell'RX sfruttando un interrupt ed un timer ma non deve servire nessun altro ingresso a interruzione. Ci sarebbe, però, un altro ingresso che necessiterebbe dell'interrupt: si tratta del controllo della sovratensione implementato mediante relè. Appena scatta tale comando vorremo fare in modo tale che oltre a scollegare il pannello fotovoltaico dall'impianto venga spento il MOS e modificate le variabili interne al uC per segnalare questo fatto. Visto che questo non dovrebbe succedere mai scegliamo di monitorare tale ingresso in polling lasciando libera l'interruzione per l'EUSART.

A questo punto rimangono solamente da assegnare quattro piedini della stessa porta per

18 Non è possibile, ad esempio, assegnare a tal scopo gli ingressi 0, 2 e 7 come possibili sorgenti per l'ADC ma occorre selezionarli tutti, dallo 0 al 7.

19 Il motivo per cui non lo dichiariamo subito è che per prima cosa vogliamo vedere se ci sono PIN con funzioni più importanti ed infine assegnare i PIN con minore importanza

comandare il display LCD e le assegnazioni son concluse.

Dal conteggio dei piedini risulta che ne rimangono 4 liberi. Uno di questi lo assegneremo per attivare un cicalino per dare segnalazioni acustiche, molto utili quando si devono effettuare dei settaggi con gli interruttori. Oltre a questo occorre lasciare due piedini liberi per la programmazione/debug del circuito. Resta così un singolo piedino non collegato che però lasceremo a disposizione collegandolo ad una morsettieria.

Tutta la piedinatura, relativa al uC, è riassunta in tabella nell'illustrazione 27

PIN				Funzione
#	port	Tipo	funzione	
1	RE3	C	MCLR/Vpp	MCLR/Vpp
2	RA0	A	AN0	Sensing tensione batteria 1
3	RA1	A	AN1	Sensing tensione batteria 2
4	RA2	A	AN2	Sensing Temperatura aletta raffreddamento
5	RA3	A	AN3	Sensing corrente assorbita dalle batterie
6	RA4	O		Cicalino
7	RA5	A	AN4	Sensing tensione erogata dal pannello
14	RA6	C	OSC2	Oscillatore
33	RB0	O	SDI	SPI MOSI
34	RB1	O	SCK	SPI SCK
35	RB2	I	INT2	Utilizzabile per realizzare l'RX dell'UART
36	RB3	I		Dati Input Pulsantiera
37	RB4	I		Segnalazione sovratensione
38	RB5	O		Controllo carichi escludibili a 24V
39	RB6	I/O		Debug/programmazione
40	RB7	I/O		Debug/programmazione
15	RC0	O		Strobe Spie
16	RC1	O		Strobe Relè
17	RC2	O	CPP1	PWM
23	RC4	O		CS SPI (manuale)
24	RC5	I/O		Piedino disponibile
25	RC6	O	TX	UART
26	RC7	I	SDO/RX	SDO/RX
19	RD0	I/O		LCD dati
20	RD1	I/O		LCD dati
21	RD2	I/O		LCD dati
22	RD3	I/O		LCD dati
27	RD4	O		LCD E
28	RD5	O		LCD R/W
29	RD6	O		LCD S
30	RD7	O		Strobe Pulsantiera
8	RE0	A	AN5	Sensing corrente erogata dal pannello
9	RE1	O		CK registri PISO e SIPO
10	RE2	O		Dati Out per registri PISO

Illustrazione 27: Tabella assegnazione delle funzioni. Abbiamo: O out digitale, I input digitale, I/O digitale, A analogico e C controllo

6.7 Le alimentazioni

Una parte fondamentale del circuito risulta l'alimentazione in quanto non tutti i dispositivi lavorano alla stessa tensione. Abbiamo infatti delle utenze a 24V, la parte digitale che lavora a 3,3/5V, alcune utenze (come i relè e le ventole) disponibili solitamente sia a 12V che a 24V e altre a 230Vac e l'alimentazione del driver del Cùk. Quest'ultimo è già stato ampiamente discusso nel capitolo 6.3 per cui analizzeremo gli altri dispositivi

In prima istanza cerchiamo di eliminare i dispositivi a 12V. Il motivo è che molti di questi potrebbero benissimo esser rimpiazzati da dispositivi a 24V eliminando così componentistica. Controllando sui siti dei fornitori²⁰ si riescono trovare relè ad autotenuta (o bistabili) anche a 24V con range di lavoro tali da collegarli diretti alle batterie; stessa cosa per le ventole di raffreddamento. Per quanto riguarda la parte analogica e i circuiti di condizionamento risulta più conveniente cercare degli operazionali Rail-to-Rail. Questi ultimi sono operazionali la cui tensione di uscita può raggiungere quella di alimentazione a meno di pochi millivolt. Questo fa sì che possiamo evitare di alimentare gli operazionali con tensioni duali o più alte di qualche Volt della tensione massima che vogliamo raggiungere. Sono ottimi per il nostro scopo in quanto alimentandoli a 5V riesce ad avere praticamente tutto il range di tensione da circa 0 a 5V. Altri dispositivi da alimentare sono la tensione di riferimento per i dispositivi analogici e il sensore di temperatura che sarà l'LM35. Quest'ultimo si rivela particolarmente "collaborativo" in quanto può essere alimentato da 4 a 20V. Il problema fondamentale è quello della tensione di riferimento: quest'ultima servirebbe nell'ordine della decina di V in modo tale da essere in grado di partizionarla e fornire la giusta quota a tutti i dispositivi. Tale argomento verrà sviluppato più accuratamente in seguito.

Una volta decretato che gli attuatori (ovvero ventole e relè) funzioneranno a 24V²¹ e la parte analogica di sensoristica (oltre alla parte digitale) funzioneranno a 5V, dobbiamo affrontare le questioni legate agli assorbimenti dei dispositivi, così da avere un quadro completo e scegliere se utilizzare un alimentatore lineare o complicare il circuito con uno switching. I dispositivi collegati sono: un uC, tre registri, un display LCD, una decina di LED, alcuni transistor, un paio di foto-accoppiatori e la parte analogica. Il problema è che i dispositivi logici, in genere, dissipano non solo una potenza statica (dovuta alle perdite) ma anche una cospicua parte di potenza dinamica dovuta al continuo caricar/scaricare delle capacità per cui eseguiremo una stima di corrente ponendoci poi un margine. Stimiamo la corrente attorno all'Ampere. L'alimentatore per questi ultimi risulterà LM2567-5 che, grazie ad un filtro L-C e ad un diodo Shokky è in

²⁰ In questo caso è stato consultato www.digikey.it ma ve ne sono altri

²¹ Dobbiamo assicurarci che lavorino in tensioni comprese tra i 20 e i 29V

grado di fornire una tensione stabilizzata a 5V con un assorbimento fino a 5A. L'analisi di questo circuito per il suo conseguente progetto non risulta fondamentale ai fini del nostro progetto. Ci limiteremo perciò ad utilizzare i valori forniti dal datasheet imponendo i valori presenti in figura 28.

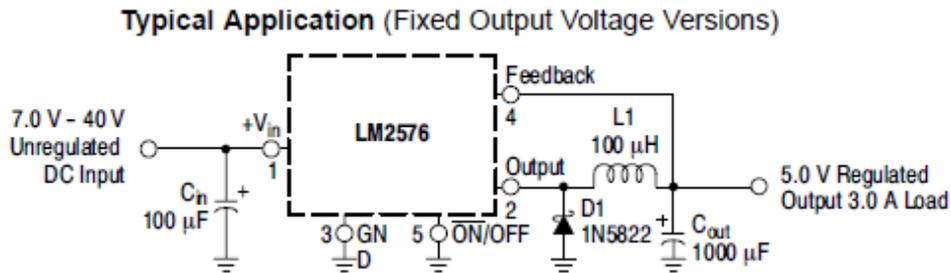


Illustrazione 28: Tipica applicazione dell'LM2576-XX che noi adotteremo per il nostro progetto

Per quanto riguarda le utenze a 220V si utilizzerà un inverter commerciale prodotto da Lafayette, che noi utilizzeremo come una scatola chiusa, al cui ingresso avremo una tensione di 24V circa e in uscita 220V. Tale dispositivo ha, in genere, un filtro capacitivo molto grosso in ingresso e non ha la possibilità di essere spento da uC.

7. Convertitore Cùk

7.1 Analisi

Il convertitore Cùk è un convertitore DC-DC che presenta tre elementi reattivi e due interruttori di cui uno solo comandato.

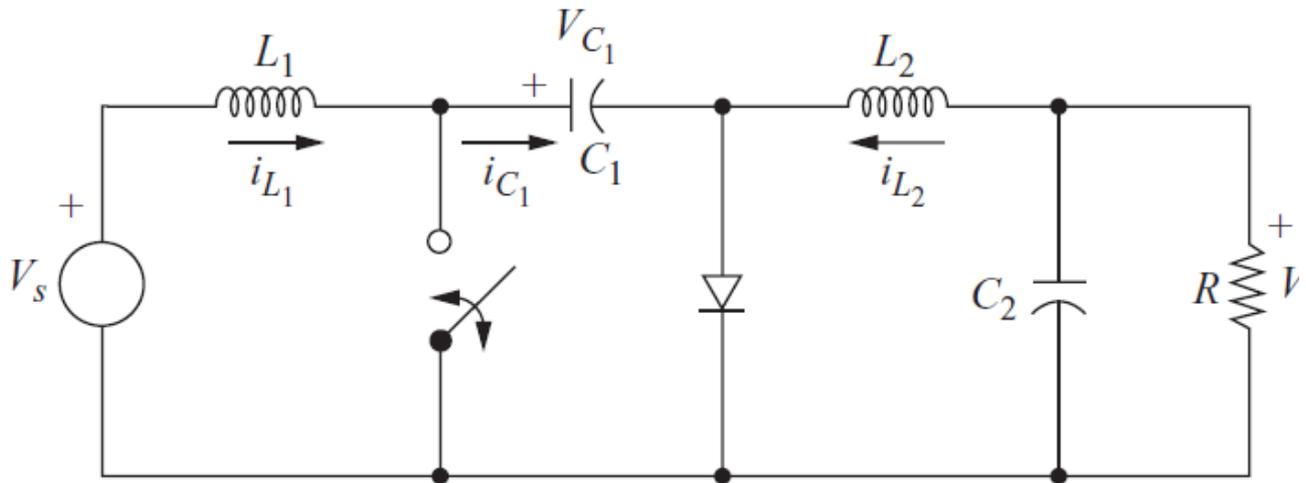


Illustrazione 29: configurazione di un convertitore Cùk. Fonte: Power Electronics, di Daniel W. Hart

Segue ora l'analisi del circuito. Per una migliore comprensione ipotizzeremo che il circuito risulti privo di perdite e lavoreremo coi valori medi di corrente e tensione.

Nei due possibili stati dell'interruttore comandato è possibile esprimere la corrente sul condensatore come esplicitato di seguito:

- quando l'interruttore è aperto: $(i_{C_1})_{SW\ aperto} = I_{L_1}$
- quando l'interruttore è chiuso $(i_{C_1})_{SW\ chiuso} = -I_{L_2}$

Sfruttando l'ipotesi di assenza di perdite, e a regime, possiamo scrivere che la potenza in ingresso è uguale a quella in uscita:

$$-V_O I_{L_2} = V_S I_{L_1}$$

A questo punto supponiamo di andare a regime con duty-cycle D e periodo T . In questo caso, ovviamente, la corrente media in un periodo sul condensatore risulterà nulla.

Partendo da questo possiamo scrivere:

$$(i_{C_1})_{SW\ chiuso} DT + (i_{C_1})_{SW\ aperto} (1-D)T = 0$$

Sostituendo con le equazioni precedentemente trovate:

$$I_{L_1} DT - I_{L_2} (1-D)T = 0$$

da cui deriva:

$$\frac{I_{L_1}}{I_{L_2}} = \frac{D}{1-D} \rightarrow I_{L_2} D = I_{L_1} (1-D) \rightarrow (I_{L_1} + I_{L_2}) D = I_{L_1} \rightarrow D = \frac{I_{L_1}}{I_{L_1} + I_{L_2}}$$

Possiamo fare un ragionamento analogo con la tensione e otteniamo:

$$V_o = -V_s \left(\frac{D}{1-D} \right)$$

Tali relazioni valgono, ovviamente, se e solo se le correnti considerate per il calcolo non si annullano mai.

Il ripple della tensione di uscita risulta lo stesso del buck converter per cui risulterà del tipo:

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{1-D}{8 L_2 C_2 f^2}$$

In questo convertitore risulta particolarmente critica la capacità C_1 : grava su di essa, infatti, il transfer di potenza tra ingresso e uscita. Si avrà, inoltre, una corrente notevole con grossi spike dovuti alle induttanze per cui occorre far sì che gli effetti parassiti (sia resistivi che reattivi) risultino il più piccoli possibile.

A questo punto per calcolarci la variazione di tensione ai capi di C_1 adottiamo la sua legge costitutiva scritta in forma integrale:

$$\Delta v_{C_1} = \frac{1}{C_1} \int_{DT}^T i_{C_1} dt = \frac{1}{C_1} \int_{DT}^T i_{L_1} dt = \frac{1}{C_1} \int_{DT}^T I_{L_1} dt = \frac{I_{L_1}}{C_1} [t]_{DT}^T = \frac{I_{L_1}}{C_1} (1-D)T$$

Infine, adottando le relazioni costitutive del Cùk ipotizzato a rendimento unitario e funzionamento continuo possiamo scrivere:

$$\Delta V_{C_1} = \frac{V_s}{R_i C_1 f} \left(\frac{D^2}{1-D} \right)$$

Dove R_i è la resistenza equivalente di sorgente scrivibile come:

$$R_i = \frac{V_s}{I_{L_1}}$$

Oppure, adottando la relazione che lega la corrente di ingresso-uscita tra le correnti tra I_{L_1} e I_{L_2} possiamo scrivere:

$$\Delta v_c = \frac{D I_{L_2}}{C f} \approx \frac{D I_o}{C f} = \frac{V_o}{R_L C} (1-D)T$$

È da notare che la corrente di uscita non corrisponde esattamente alla corrente sull'induttanza (in quanto c'è anche il contributo di C_2); poiché, a regime, la corrente media sul condensatore risulta all'incirca nulla²² riteniamo questa approssimazione soddisfacente. La divisione V_o/R_L non è altro che la corrente di uscita ma nel nostro caso ci fa comodo avere la resistenza di uscita in quanto tornerà utile non solo per altri calcoli ma anche per le simulazioni.

Per quanto riguarda gli induttori possiamo partire dalla relazione costitutiva:

²² Consideriamo il dielettrico ideale del condensatore per cui la corrente media su un periodo è nulla.

$$v_{L_1} = L_1 \frac{di_1}{dt}$$

Facciamo ora una approssimazione: ipotizziamo che la corrente sulle induttanze possa essere approssimata a un dente di sega. Questo è abbastanza ovvio in quanto se si alimenta una induttanza a tensione costante si avrà una rampa. In questo caso possiamo trasformare la derivata della corrente in un rapporto incrementale discreto scrivendo

$v_{L_1} = V_s$, $di_1 = \Delta i_{L_1}$ che rappresenta il ripple e $dt = DT$. Si ottiene perciò:

$$V_s = L_1 \frac{\Delta i_{L_1}}{DT} \quad \text{da cui} \quad L_1 = \frac{V_s D}{\Delta i_{L_1} f}$$

Con calcoli analoghi si ottiene una formula per L_2 del tipo:

$$\Delta i_{L_2} = \frac{V_s D}{L_2 f} \quad \text{da cui} \quad L_2 = \frac{V_s D}{\Delta i_{L_2} f}$$

Nel nostro caso, però non abbiamo una specifica di ripple ma dobbiamo far sì che il convertitore lavori sempre in modalità continua per il range da noi scelto.

Per il nostro caso partiamo dal fatto che la corrente minima è pari a:

$$\Delta i_{L_2}^{MAX} = 2 I_{L_2}^{min}$$

A questo punto andando ad adottare le relazioni precedentemente ricavate per il Cùk:

$$I_{L_2}^{min} = \frac{V_o(1-D)}{2 L_2^{min} f} \quad \rightarrow \quad L_2^{min} = \frac{V_o(1-D)}{2 I_{L_2}^{min} f}$$

Se ipotizziamo che le variazioni di corrente vengano assorbite interamente dal condensatore C_2 e che le perdite su quest'ultimo siano trascurabili, possiamo scrivere:

$$R_o = \frac{V_o}{I_o} \approx \frac{V_o}{I_{L_2}}$$

da cui si ottiene:

$$L_2^{min} = \frac{(1-D) R_o}{2 f}$$

Per il calcolo di L_1 il ragionamento è analogo solo che nel calcolo di R_o andiamo a scrivere:

$$R_o = \frac{V_o}{I_o} \approx \frac{V_o}{I_{L_2}} = \frac{(1-D)}{D} \frac{V_o}{I_{L_1}}$$

da cui:

$$L_{1,min} = \frac{(1-D)^2 R}{2 D f}$$

Come possiamo notare è richiesta anche in questo caso una specifica di resistenza di uscita: tanto maggiore è quest'ultima tanto maggiore dovrà essere l'induttanza per

garantire il funzionamento continuo.

Dopo questa breve analisi andiamo a dimensionare opportunamente il convertitore.

7.2 Dimensionamento

Per il dimensionamento del Cùk ci occorrono due casi limite da analizzare per determinare l'escursione del duty da utilizzare. In base ai dati dei capitoli 3 e 4 possiamo andare ad imporre dei valori ragionevoli per le tensioni di lavoro in modo tale da garantire un funzionamento di tipo continuo in questi frangenti²³. In particolar modo assumeremo che la tensione in ingresso possa variare soltanto tra -15 e -32V e quella di uscita tra 20 e 29. Nel caso in cui si esca dal range prefissato²⁴ sarà il microcontrollore a spegnere il Cùk in caso di necessità.

Fatta questa ipotesi, utilizzeremo la formula notevole del convertitore Cùk che lega tensione in ingresso a tensione in uscita:

$$V_o = -V_s \left(\frac{D}{1-D} \right)$$

da cui si ricava:

$$D = \frac{V_o}{V_o - V_s}$$

Prendiamo, per garantire il funzionamento continuo, i seguenti due casi:

- Il primo scelto è con una tensione in ingresso di -15V²⁵ e una tensione target di 29V la quale richiede un duty D pari a:

$$D = \frac{V_o}{V_o - V_s} = \frac{29}{29 + 15} = 65,91\%$$

- Il secondo scelto è con una tensione in ingresso di 32V e una tensione di target di 20V a cui corrisponde un duty D pari a:

$$D = \frac{V_o}{V_o - V_s} = \frac{20}{20 + 32} = 38,5\%$$

I due casi teorici presentati sono riconducibili a casi concreti: il primo infatti potrebbe rappresentare una condizione “serale” in cui si vuole portare a carica completa le batterie e nel contempo si ha poca potenza generata dal pannello. La seconda corrisponde invece ad una circostanza piuttosto infelice in cui si è in piena giornata e non si è riusciti a caricare le batterie. Teniamo presente, però, che potrebbero capitare delle giornate

23 Ricordiamo che le batterie richiedono corrente il più possibile costante per cui sono da evitare le correnti impulsive

24 I range che adotteremo sono estremamente larghi: per le batterie scariche bastano 21V mentre la carica è circa 29; si assume inoltre che la tensione del pannello fotovoltaico non possa mai scendere sotto i 32V quando il Cùk è in funzione.

25 Ricordiamo che il Cùk è un convertitore invertente

nuvolose in cui improvvisamente torna il sereno e il pannello torna a lavorare al massimo delle sue potenzialità.

Fatte queste considerazioni scegliamo un duty variabile dal 30% al 70% per assorbire anche il ritardo del driver.

Come precedentemente annunciato la frequenza di commutazione sarà di 25kHz, la quale risulta contemporaneamente al di fuori della soglia dell'udibile e particolarmente comoda per evitare di dissipare troppa potenza nella fase di commutazione del MOS.

La corrente massima sull'induttanza L_1 in ingresso è ricavabile sul datasheet del pannello fotovoltaico utilizzato ed è inferiore ai 16A. La corrente sull'induttore in uscita si ricava nel caso peggiore, ossia quando la potenza generata è massima e la tensione di uscita è minima e risulta pari a 22A. La corrente per la seconda induttanza è stata ricavata semplicemente dividendo la potenza in ingresso per la tensione che si vuole raggiungere. Si sceglie comunque 22A come corrente limite per l'induttore L_2 in quanto lo scopo dell'impianto non è solo quello di ricaricare le batterie ma è anche quello di erogare potenza ad una serie di utilizzatori che possono entrare in funzione in qualsiasi istante.

Utilizzeremo perciò degli induttori con una corrente media sopportata di 18A per L_1 e 24A per L_2 .

A questo punto andiamo a dimensionare le induttanze. Sorge però un problema: non possiamo dire a priori il valore della corrente che scorre sugli induttori per poi ottenere il ripple per cui utilizzeremo la formula per ricavare il valore minimo noto il duty e la resistenza di uscita. Altro problema è quello del carico da noi utilizzato: le batterie e diversi carichi. A rigore dovremo utilizzare l'equivalente di Thevenin operando perciò una linearizzazione attorno al loro punto di lavoro. Altra approssimazione senza dubbio peggiorativa è quella di adottare una resistenza per emulare il carico. Questa soluzione è più comoda in quanto abbiamo le formule in funzione della resistenza di carico. Valuteremo con delle simulazioni le principali differenze.

Fatta, perciò, l'approssimazione di carico puramente resistivo, situazione peggiore risulta una di "fine-carica" in cui si è di sera con i pannelli che ergano all'incirca 15W e le batterie risultano cariche e hanno una tensione di circa 29V. Considerando il rendimento del convertitore unitario possiamo dedurre che:

$$R_L = \frac{V_{batterie}^2}{P_{pannello}} = \frac{29^2}{15} \approx 56,07 \Omega$$

A questo punto possiamo inserire questi valori nella formula precedentemente illustrata per ottenere il corretto dimensionamento che eviterà andamenti discontinui, ricordando che questo è il caso in cui il duty è pari al 65,91%

$$L_{1,min} = \frac{(1-D)^2 R}{2 D f} = \frac{(1-0,6591)^2 \cdot 56,07}{2 \cdot 0,6591 \cdot 25\,000} = \frac{0,11621 \cdot 56,07}{32995} \approx 197,5 \mu H$$

$$L_{2,min} = \frac{(1-D)R}{2f} = \frac{(1-0,6591) \cdot 56,07}{2 \cdot 25000} = \frac{0,3409 \cdot 56,07}{50000} \approx 382,3 \mu H$$

I valori appena ottenuti sono i valori minimi per cui, per ottenere un funzionamento ottimale è bene avere dei valori di poco più alti. Noi adotteremo:

$$L_1 = 300 \mu H$$

$$L_2 = 500 \mu H$$

Infine dimensioniamo il condensatore in funzione alle specifiche di ripple sfruttando la seguente relazione:

$$\Delta v_c = \frac{D I_o}{C_1 f}$$

da cui possiamo ricavare la formula inversa:

$$C_1 = \frac{I_o D}{\Delta v_{C_1} f}$$

La condizione peggiore in questo caso è quella in cui si ha massima insolazione e minima carica delle batterie con una potenza generata di 440W e una tensione in uscita di 20V. In tali condizioni si ha:

$$I_o = \frac{P_{generata}}{V_{batt}} = \frac{440}{20} = 22A$$

Il duty-cycle in questo caso è facilmente calcolabile in quanto si avrebbe $V_i = 28,3V$ e $V_{our} = 20V$ per cui, sfruttando le formule precedentemente illustrate scriviamo:

$$D = \frac{V_o}{V_o - V_s} = \frac{20}{20 + 28,3} = 41,41 \%$$

Ricordiamo che tale corrente può verificarsi: potrebbe insorgere una utenza in grado di assorbire fino ad un centinaio di Ampere per cui il convertitore dovrà essere in grado di apportare alle batterie il massimo della potenza disponibile.

Imponiamo, infine, un ripple sul condensatore di 10V e otteniamo:

$$C_1 = \frac{I_o D}{\Delta v_{C_1} f} = \frac{22 \cdot 0,4141}{20 \cdot 25000} \approx 36,4 \mu F$$

La tensione che deve reggere il condensatore risulta di:

$$V_c^{MAX} = V_o^{MAX} - V_{IN}^{MAX} + \Delta v_{C_1} = 29 + 36 + 10 = 75V$$

Per essere sicuri di non danneggiare il condensatore adotteremo un condensatore in grado di reggere 100V. Un grave problema che però affligge i condensatori è il fatto che questi ultimi abbiano una resistenza serie che non gli fa assorbire gli spike di corrente. Per evitare di avere dei picchi di tensione utilizzeremo più condensatori in parallelo così da ridurre al minimo gli spike, utilizzeremo due condensatori da $22 \mu F$ posti in parallelo ad uno da 100nF di fattura più pregiata avendo così una capacità equivalente di circa

44 μ F più che sufficiente per il nostro progetto.

L'ultima cosa da dimensionare è il condensatore di uscita per avere il ripple desiderato in uscita. Per una maggiore precisione ipotizziamo un ripple dell'1%.

Sfruttando la formula precedentemente citata si ottiene:

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{1-D}{8 L_2 C_2 f^2}$$

In questo caso l'unico parametro variabile è il duty che considereremo il più piccolo possibile, ossia pari al 30% mentre le altre sono fissate. Avendo appena calcolato L_2 possiamo ricavare facilmente C_2 :

$$C_2 = \frac{1-D}{8 L_2 \frac{\Delta V_o}{V_o} f^2} = \frac{1-0,3}{8 \cdot 0,5 \cdot 10^{-3} \cdot 0,01 \cdot 25\,000^2} = 28 \mu F$$

In questo caso servirebbe una tensione di rottura di 30V, circa ma in commercio la più vicina è 50V. Inoltre prendiamo un condensatore da 47 μ F.

A questo punto tutti i parametri sono stati dimensionati e le ultime due cose che mancano sono il MOS e il diodo che andremo a vedere più avanti. Nelle successive simulazioni utilizzeremo dei MOS di altro tipo anche perché su LTSpice ci sono pochi componenti e non tutti sono rintracciabili in rete.

7.3 Simulazioni su LTSpice

Vista la complessità del convertitore Cùk è relativamente difficile effettuare una analisi in transitorio per decretare l'evoluzione delle grandezze, per cui adotteremo un sistema più semplice: le simulazioni.

Come constatato nel capitolo 6.3 il driver introduce un ritardo che non è identico per il tempo di salita e discesa. Per ovviare al problema adotteremo il seguente schema in cui il driver è stato sostituito con un generatore ideale di tensione per avere la commutazione il più rapida possibile e verificare l'andamento teorico. Nella realtà, poi, vi sarà la retroazione che stabilizzerà il funzionamento del DC-DC

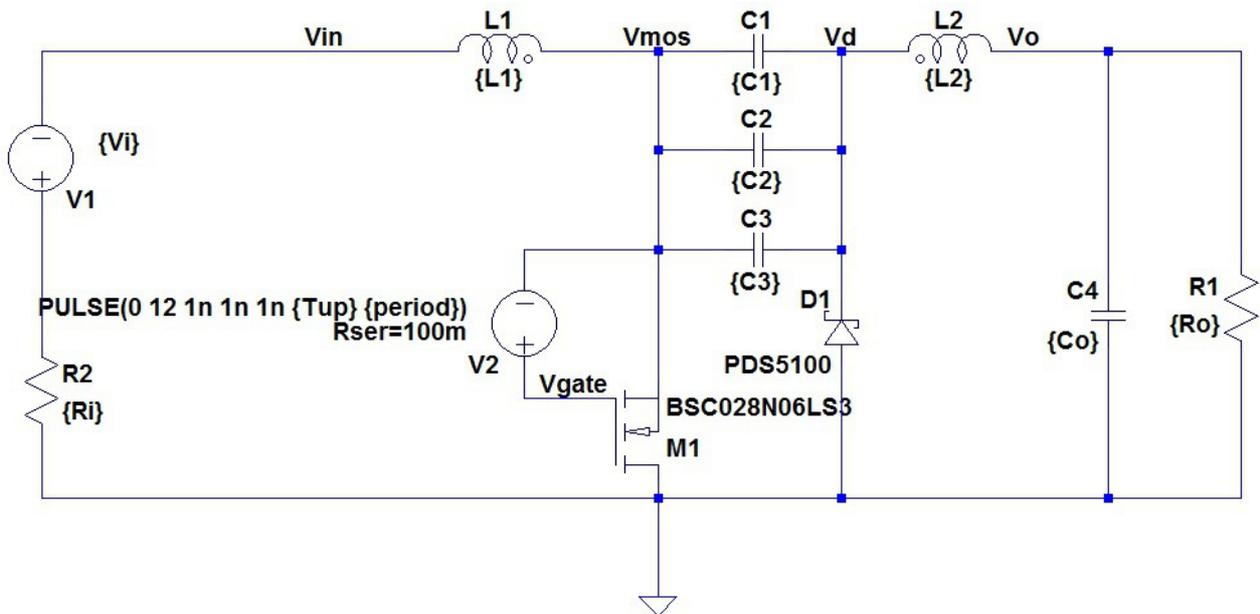


Illustrazione 30: Circuito da noi utilizzato su LTSpice

Come possiamo notare questo convertitore possiede tre condensatori in modo tale da poterne utilizzare di diverse qualità per ridurre al minimo gli spike di tensione su questi ultimi. Le grandezze tra parentesi sono specificate nella netlist utilizzando il comando .param

```
.param L1=300u L2=500u k=0
+ Rs1=0.1 Rs2=0.1
+ f=25k d=0.6591 Tup=d/f period=1/f
+Ro=56.07 Ri=0,5
+C1=22u C2=22u C3=100n Co=1000u
+Vi=20
```

Tutti i parametri sono ben visibili eccetto k. Quest'ultimo è il coefficiente di accoppiamento degli induttori accoppiati. Questi ultimi non sono stati trattati un questa sede ma, nel caso si ritenga necessario, possono essere accoppiati. Per dichiarare gli induttori L1 ed L2 accoppiati con coefficiente k di adotta il comando:

```
K1 L1 L2 k
```

È il caso di tener presente che alcuni valori (ad esempio le induttanze e le capacità) resteranno invariate per tutte le simulazioni mentre altre (come la tensione di ingresso e la tensione di uscita) variano a seconda del caso. Infine dichiariamo le condizioni iniziali del circuito col comando .ic

```
.ic I(L1)=0 I(L2)=0 V(vo)=0 V(C1)={Vi}
+ V(gate)=0 V(Vd)=0 V(C3)=0
```

Per essere sicuri di prendere tutta l'evoluzione del Cùk nel tempo abbiamo imposto una analisi in transitorio di 100ms con la direttiva:

.tran 100m

Nel caso in cui il circuito impieghi di meno ad andare a regime è sempre possibile terminare all'istante desiderato la simulazione.

Ricordiamo che, le batterie, secondo l'equivalente di Thevenin sono approssimabili ad un generatore di tensione con in serie una resistenza. Valuteremo, in seguito le principali differenze a regime in transitorio valutando così se i calcoli precedentemente svolti risultino attendibili.

A questo punto presentiamo in figura 31 le possibili casistiche a cui ci siamo riferiti per eseguire il progetto.

Vs [V]	Vo [V]	D %	Pin [W]	In [A]	Iout [A]	Necessario MPPT		L1 [uH]	L2 [uH]	R _{out} [Ω]	C ₁ [uF]	C ₂ [uF]
						I = 12A	I = 4A					
-15	20	57,14	15	1	0,75	Si	Si	171,43	228,57	26,67	1,71	22,42
-15	29	65,91	15	1	0,52	Si	Si	197,73	382,27	56,07	1,36	17,84
-28,3	20	41,41	440	15,55	22	No	No	15,07	10,65	0,91	36,44	30,65
-28,3	29	50,61	440	15,55	15,17	No	No	18,42	18,88	1,91	30,72	25,84
-25	20	44,44	300	12	15	No	No	18,52	14,81	1,33	26,67	29,07
-25	29	53,7	300	12	10,34	Si	No	22,38	25,96	2,8	22,22	24,22
-32	20	38,46	50	1,56	2,5	Si	Si	157,54	98,46	8	3,85	32,2
-32	29	47,54	50	1,56	1,72	Si	Si	194,73	176,47	16,82	3,28	27,45
Min		38,46						15,07	10,65	0,91	1,36	17,84
Max		65,91		15,55	22			197,73	382,27	56,07	36,44	32,2

Illustrazione 31: Insieme delle possibili casistiche dei funzionamenti limite del cùk.

Come precedentemente illustrato nei capitoli precedenti si vi sono diverse condizioni che vogliamo testare che vanno dalle condizioni di bassa insolazione a quelle di “fine carica”. Ad ognuna di queste corrisponde uno specifico valore dei vari componenti ricavati, per ciascuna volta con le formule ricavate nel capitolo 7.2 dando, inoltre, le stesse specifiche di ripple e frequenza di funzionamento.

Come evidenziato dalla tabella i due casi più critici sono quelli in cui si estrae poca potenza dal pannello e quello in cui la potenza è massima.

Si noti che la tensione di ingresso è stata imposta come negativa e che nel calcolo della corrente di uscita è stata fatta l'ipotesi di rendimento unitario del convertitore. È anche da notare il fatto che il condensatore C₂ presenta dei valori leggermente diversi da quelli precedentemente calcolati. Questo è dovuto al fatto che abbiamo scelto una induttanza maggiore rispetto alla L₂ massima presente in tabella. Inoltre è stata riservata una colonna all'utilizzo dell'MPPT; se non vi sono utenze che richiedono energia (oltre alle batterie) quest'ultimo non è sempre necessario.

Detto questo andremo a simulare nel dettaglio solo le due situazioni più critiche valutando se le specifiche ce ci eravamo prefissati vengono effettivamente rispettate.

Iniziamo perciò col caso in cui si è in una situazione serale e si vuole estrarre la massima potenza possibile dal pannello.

In questo caso si ha:

$$V_s = -15V$$

$$V_o = 29V$$

$$P = 15W^{26}$$

$$R_{out} = 56\Omega$$

Ponendo questi valori in LT spice otteniamo il seguente transitorio.

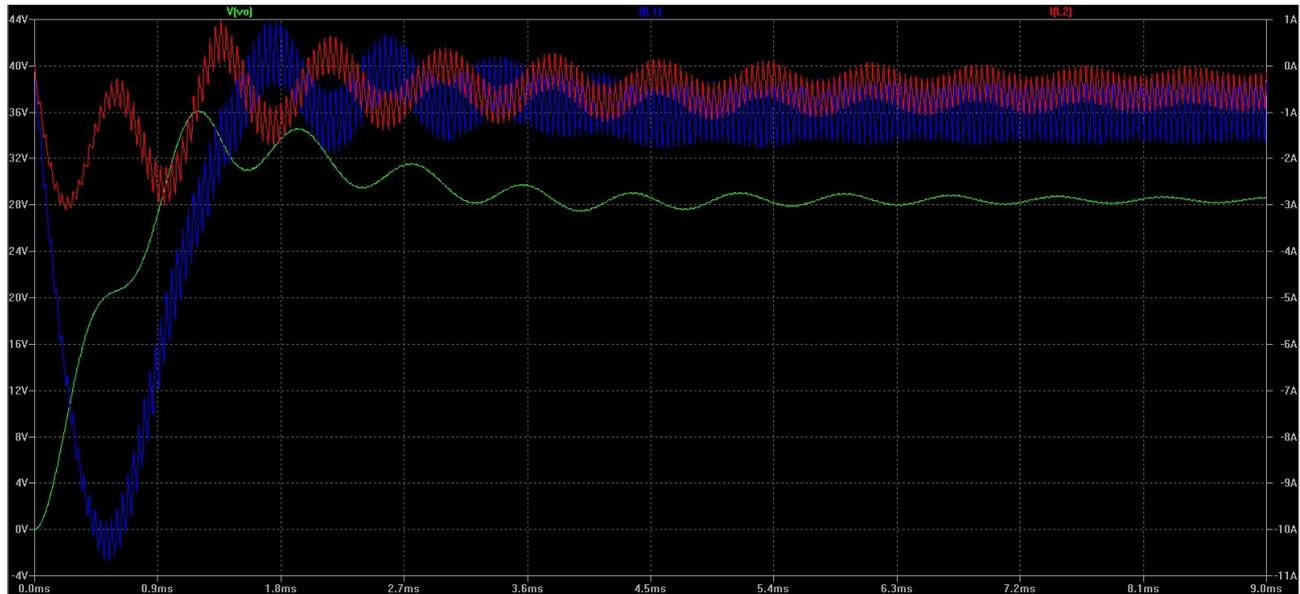


Illustrazione 32: Transitorio avviamento Cùk con potenza convertita bassa e tensione di uscita elevata

Come si può notare dall'immagine si ha un andamento oscillatorio che si assesta alcuni millisecondi dopo. In particolare possiamo dichiarare il transitorio concluso circa dopo 5ms. Questo è un dato molto significativo in quanto non dovremo campionare in questo arco di tempo e occorrerà attendere che il transitorio si esaurisca per evitare che il uC abbia dei valori non attendibili. Questo però è un compito da effettuare via SW.

L'altro caso degno di analisi è quello alla massima potenza erogata in cui si ha:

$$V_s = -28,3V$$

$$V_o = 20V$$

$$P = 440W$$

$$R_{out} = 0,9\Omega$$

26 La potenza è stata calcolata in base ai valori riportati in precedenza

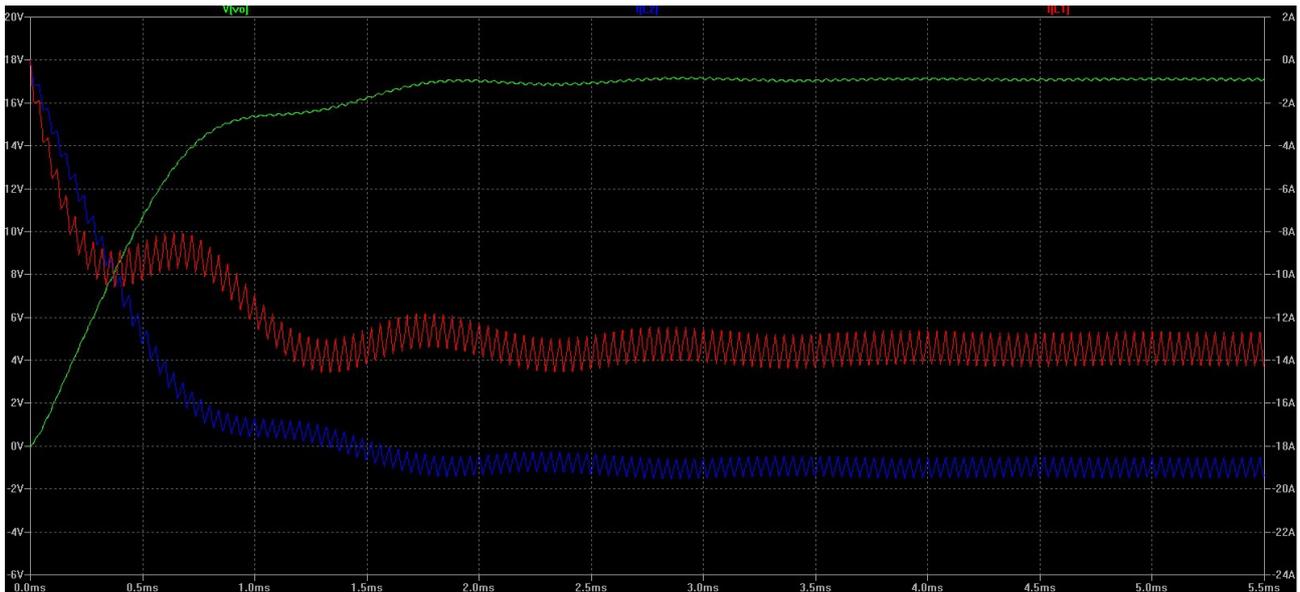


Illustrazione 33: risposta del Cook al gradino in cui improvvisamente inizia ad erogare 440W

Come possiamo vedere quest'ultima risposta è molto più rapida in quanto la resistenza di carico è estremamente bassa e l'oscillazione viene immediatamente smorzata; questo è anche abbastanza semplice da intuire in quanto, se si assorbe molta potenza dal convertitore quest'ultima non verrà più scambiata tra i diversi componenti reattivi (motivo di origine delle oscillazioni) fluendo perciò al carico. Il secondo caso è abbastanza improbabile anche per il semplice fatto che la resistenza serie delle batterie è estremamente bassa per cui la scelta precedentemente fatta di campionare ogni 2,5ms è la scelta migliore.

Andiamo ora a porre il generatore di tensione in uscita ad un valore non nullo ottenendo perciò un equivalente di Thevenin per le batterie attendibile. Scegliamo di porre la resistenza serie delle batterie pari a $10\text{m}\Omega$ e $V_{\text{batt}} = 28,98\text{V}$.

In questa sede andremo a valutare solamente il caso peggiore ossia quello in cui abbiamo $V_s = -15\text{V}$.

Per prima cosa andiamo a valutare alcune grandezze di nostro interesse per il caso presentato nell'illustrazione 32. In particolar modo ci interessa che la corrente sull'induttore non si annulli mai e che la corrente sul nostro carico risulti, come da specifiche, il più possibile costante. Andiamo perciò a considerare un nuovo circuito su spice presentato in figura 34. In questo caso le batterie sono associate al generatore reale di tensione di tensione formato da V3 ed R1 ed è stato inserito un condensatore in ingresso per ridurre l'effetto di R2 (che nella realtà è la resistenza dei cavi). Ovviamente, nel caso in cui vogliamo adottare il puro e semplice effetto resistivo porremo $V3 = 1\text{fV}$ ²⁷ e R_{out} quella necessaria per la simulazione.

²⁷ Ricordiamo che LTSpice non accetta valori nulli per le costanti per cui lo imponiamo molto piccolo

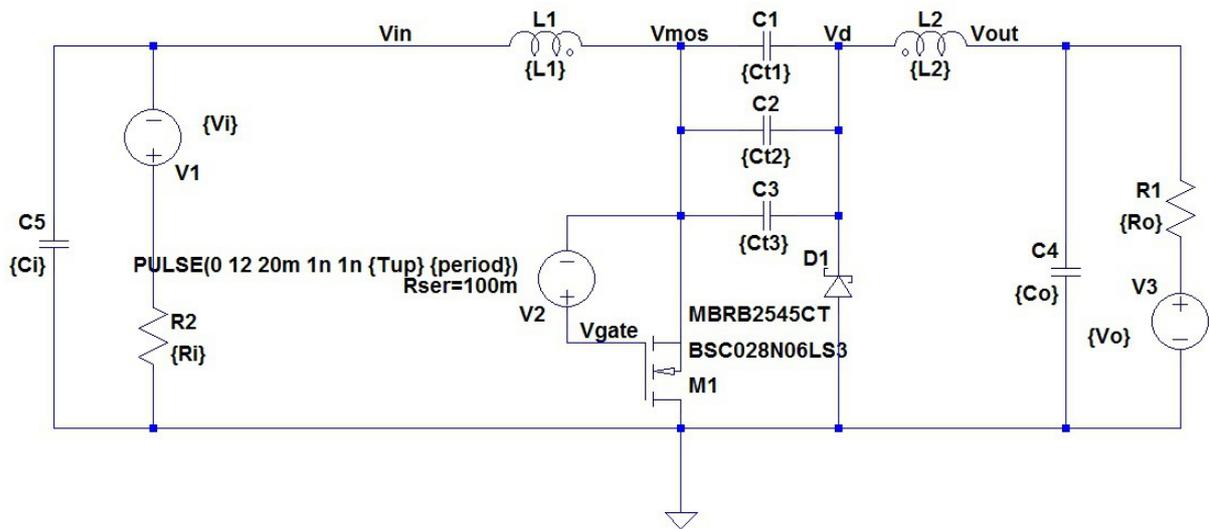


Illustrazione 34: Modifica del circuito adottato per le simulazioni.

La prima simulazione presentata è quella a regime nell'illustrazione 35. Si noti come la corrente di uscita appaia praticamente costante e ci sono piccole fluttuazioni della tensione di uscita. La corrente dell'induttore ha un piccolo margine prima di arrivare a 0A.

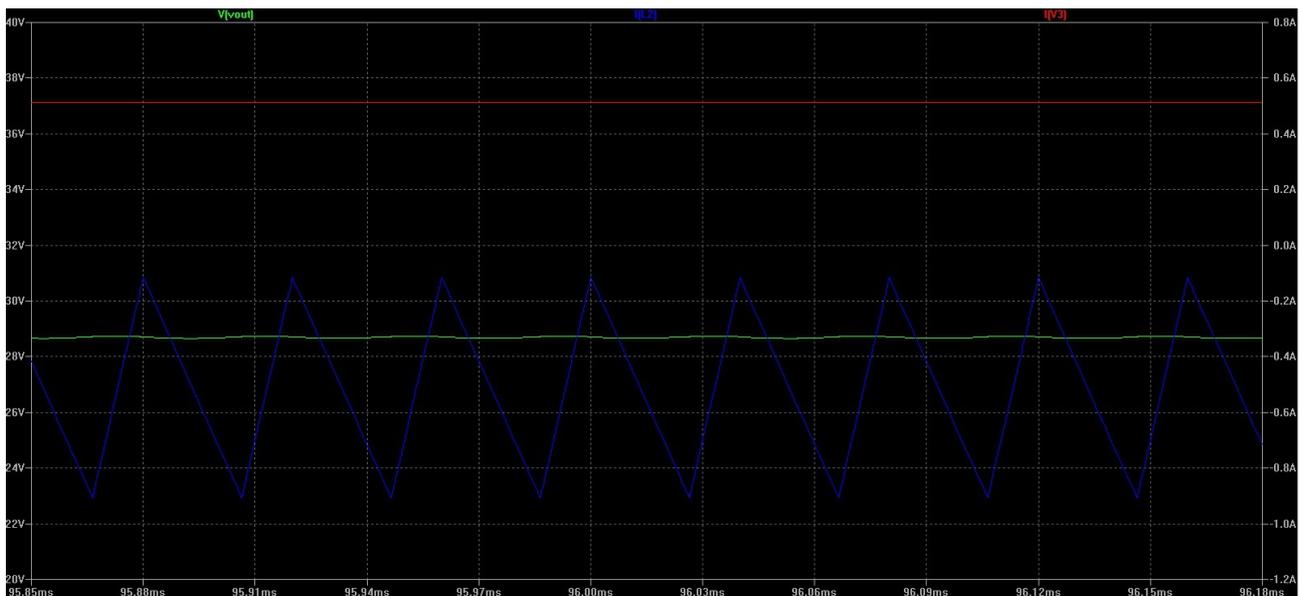


Illustrazione 35: Andamento delle grandezze di uscita a regime per i valori presentati per la figura 32. Notare che V_{out} e $I(V3)$ sembrano praticamente costanti. In realtà ciò dipende dalla scala e $I(V3)$ ha delle variazioni non apprezzabili per la scala scelta.

Nell'illustrazione 36 vi è invece l'andamento delle grandezze nel caso in cui il carico sia una batteria. Si noti come la corrente sulle induttanze tenda ad annullarsi mentre la corrente sulle batterie ricopi tale corrente cambiata di segno.

Per stabilizzare tale corrente è stata adottata una capacità di uscita dieci volte più grande così da avere una corrente più stabile. Il risultato è presentato in figura 37.

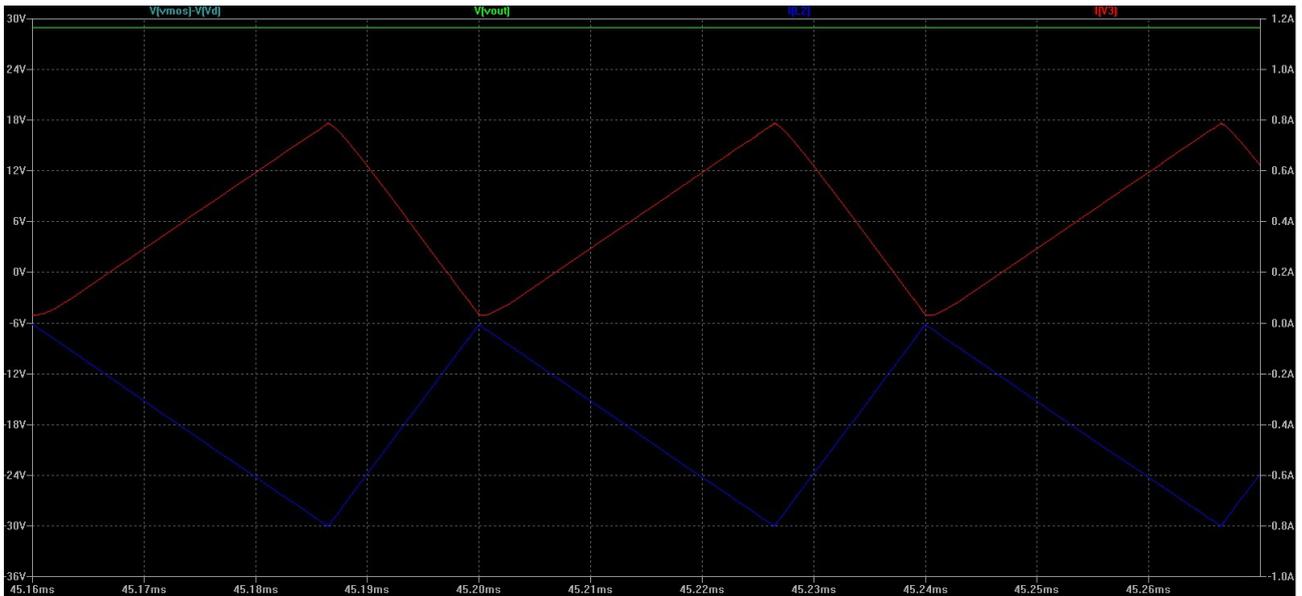


Illustrazione 36: Grandezze a regime nel caso in cui si adotti come carico un generatore di tensione reale

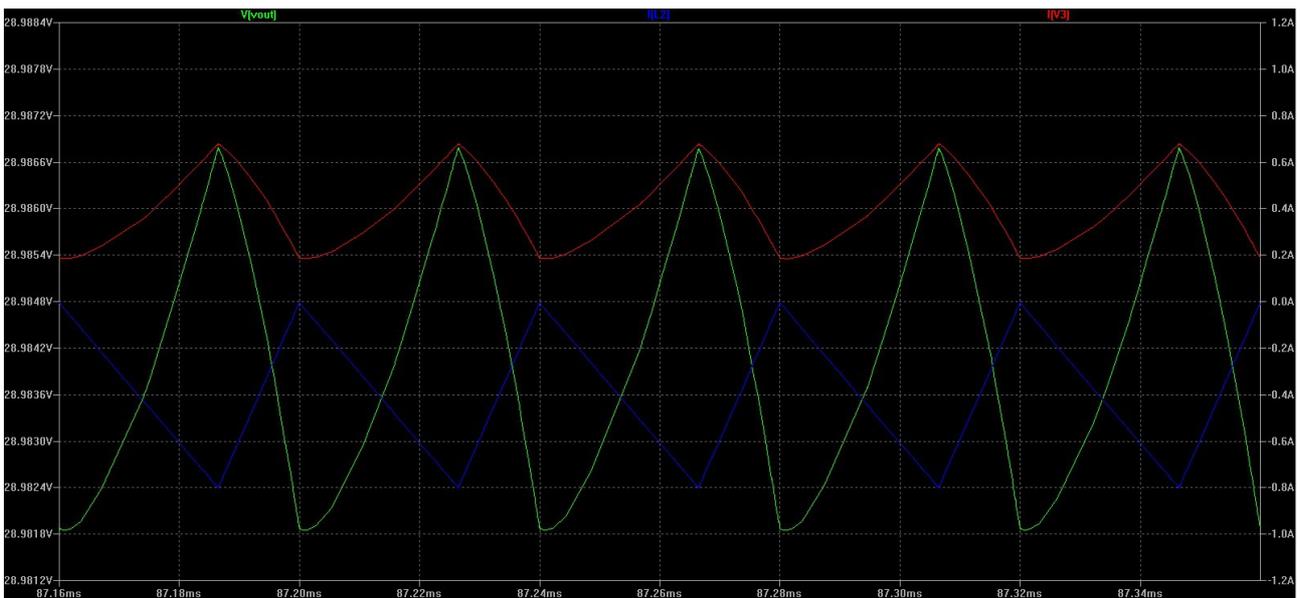


Illustrazione 37: Modifica della caratteristica: per migliorare l'andamento della corrente sul carico è stato adottato un condensatore più grosso.

Scegliamo perciò di mantenere i valori presentati fin'ora con l'unica modifica di adottare un condensatore di uscita da 470uF.

Per evitare di lavorare in discontinuo, non appena rileveremo una corrente sulle batterie minore di 0,4A spegneremo il convertitore.

8. Ingressi Analogici

8.1 Problema della banda, filtri

Prima di avventurarci nello studio dei singoli circuiti occorre fare alcune precisazioni sulla banda che riguardano tutto ciò che presenteremo di seguito. Eseguiremo, inoltre, una piccola introduzione dove parleremo prevalentemente di filtri passa-basso ma le stesse considerazioni possono essere riportate ai passa-alto.

Si considera *frequenza di taglio* la frequenza alla quale la risposta cala di 3dB rispetto al centrobanda²⁸ per poi proseguire asintoticamente a rette con pendenza multipla di 20dB; sappiamo inoltre che l'effetto dei poli o degli zeri è praticamente nullo a una decade di distanza dal taglio. Per un circuito del primo ordine non vi sono problemi in quanto la frequenza di taglio è immediatamente ricavabile e la caratteristica si presenta come una funzione monotona decrescente. Quando si sale di ordine (ossia, nel numero dei componenti reattivi), gli effetti si sommano e occorre tirare in ballo anche aspetti legati all'instabilità del sistema. Nel caso più semplice²⁹, nel caso in cui il sistema presenti due poli identici con frequenza di taglio f_t si avrebbe la sovrapposizione delle due caratteristiche e alla f_t si avrebbero -6dB spostando la reale frequenza di taglio. Per evitare di complicare i calcoli cercheremo di utilizzare sempre filtri del primo ordine. Il problema è che molte delle configurazioni che analizzeremo risultano di tipo differenziale, ossia viene posto un ingresso sia al piedino non invertente che a quello invertente dell'operazionale. Questo è un grosso problema in quanto il guadagno nel caso di amplificatori non invertenti è minimo 1 mentre invece negli invertenti può arrivare a 0³⁰. Poiché molti dei circuiti che analizzeremo richiederanno il filtraggio di uno solo degli ingressi ci facilita le cose ma nel caso della configurazione delle batterie la questione si complica. Infatti queste ultime hanno 3 ingressi 2 dei quali richiedono il filtraggio. Per evitare di perdersi nei calcoli verranno dimensionati i filtri come se fossero entrambi del prim'ordine evitando di indagare a fondo sulla risposta in frequenza visto il fatto che non vi sono stringenti specifiche di banda. Ne parleremo più nello specifico nell'apposito paragrafo dedicato al condizionamento delle batterie.

Vi sono diversi metodi di dimensionare i filtri. Quello più adatto ai nostri scopi è

28 Generalmente, quando si trattano i filtri si parla in dB (decibel) che non sono altro che una unità logaritmica particolarmente comoda nel caso in cui si debbano fare cascate di più apparati. Il centrobanda è il guadagno dell'amplificatore senza i componenti reattivi.

29 Consideriamo il caso in cui si adottino amplificatori operazionali in cui l'effetto del carico sulla funzione di trasferimento sia minimo e trascurabile

30 Solitamente quando si deve adottare una configurazione differenziale si utilizzano appositi filtri attivi per ognuno dei percorsi di segnale semplificando il calcolo della funzione di trasferimento. Noi uniremo tutte queste funzioni per risparmiare operazionali.

utilizzare l'approssimazione di Butterworth³¹ nel caso di filtri di ordine superiore al primo.

8.2 Tensione di riferimento

I circuiti presentati di seguito necessitano spesso di una tensione di riferimento. Solitamente si adotta un circuito come quello a lato per creare le tensioni necessarie. Il problema è che a noi servirebbero diverse tensioni di riferimento e dovremo realizzare diversi alimentatori come quello qui presentato a lato. Ma sorge un problema: il controllo autonomo per generare un segnale (nel caso in cui la tensione delle batterie risulti

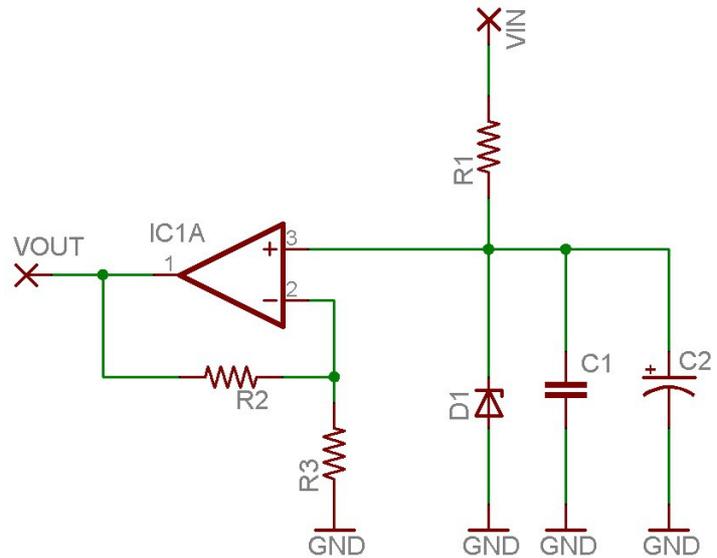


Illustrazione 38: classico circuito per generare la tensione di riferimento

troppo elevata) richiederebbe una tensione di riferimento molto elevata. Quest'ultima è riducibile sfruttando dei partitori di tensione ma nel caso si aumenterebbe il rapporto delle resistenze e ciò risulterebbe potenzialmente dannoso³².

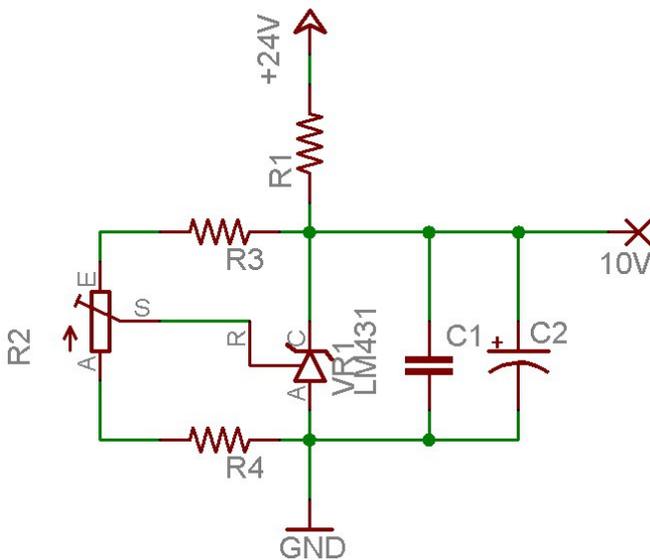


Illustrazione 39: Schema di montaggio dell'LM431

Viste tali peculiarità scegliamo di adottare una tensione di riferimento di 10V sfruttando uno Zener ed un amplificatore non invertente. I diodi Zener, però non sono dei riferimenti così accurati ma sono loro stessi fonte di rumore. Ciò significa che occorrerà ridurre il rumore ponendo anche in questo un filtro. Solitamente, quando si realizza un circuito con uno Zener si pongono i condensatori direttamente in parallelo allo Zener stesso senza dover realizzare così un filtro attivo. Ora però sorge un problema: in base alle precedenti discussioni si era stabilito di

31 Butterworth era un matematico che studiò le condizioni sotto le quali un filtro di ordine superiore al primo realizza una funzione monotona decrescente simile a quella del primo ordine.

32 Poiché la tolleranza delle resistenze va in percentuale, se il rapporto delle resistenze è elevato la tolleranza potrebbe essere tale da modificare significativamente il valore del rapporto

non avere alimentazioni da 12V. Questa si renderebbe necessaria per creare tale tensione di riferimento. Per cui scegliamo di abbandonare questo schema e per avere precisione si adotterà uno Zener a soglia regola il quale regolerà direttamente la tensione delle batterie. L'integrato in questione è l'LM431 e presenta tre terminali: uno per la tensione di riferimento, uno per la corrente principale e uno riferito a massa.

Osservando nel datasheet notiamo che il terminale R modifica la soglia del diodo ed in particolar modo lo fa entrare in conduzione quando la tensione V_{RA} (ossia quella tra il terminale di riferimento e massa) è maggiore di 1,24V, stabilizzandola perciò attorno a questo valore. Come precedentemente illustrato, inoltre, aggiungeremo un paio di condensatori per stabilizzare meglio la tensione ed avere una tensione di riferimento con poco rumore. Sottolineiamo, inoltre che questo è l'unico circuito in cui utilizzeremo un trimmer per regolare finemente la tensione; in tutti gli altri casi sfrutteremo resistenze di una serie più precisa.

Sapendo che:

$$V_o = V_i \frac{R_4}{R_4 + R_3} \quad (\text{ipotizzando } R_2 \text{ nulla})$$

possiamo andare a scrivere:

$$V_o = V_i \frac{R_4}{R_4 + R_3} \rightarrow V_o (R_4 + R_3) = V_i R_4 \rightarrow V_o R_3 = R_4 (V_i - V_o) \rightarrow R_3 = R_4 \frac{V_i - V_o}{V_o}$$

Ipotizzando perciò $R_4 = 1k$, $V_i = 10V$ e $V_o = 1,24V$ abbiamo:

$$R_3 = R_4 \frac{V_i - V_o}{V_o} = \frac{1000 \cdot (10 - 1,24)}{1,24} = 9k \Omega$$

Poiché questo valore non è contemplato nella serie E12³³ poniamo $R_3 = 8,2k\Omega$ e $R_2 = 2,2k\Omega$

Per quanto riguarda R_1 sarebbe meglio che, prima di dimensionarla, avessimo un'idea di quanto possano assorbire tutti gli operazionali che utilizzeranno questo come riferimento. Supponendo che ogni operazionale abbia circa 10k Ω di resistenza di ingresso (ipotesi peggiorativa, in quanto cercheremo di utilizzare valori resistivi più grandi) conseguendo un assorbimento di 1mA, moltiplicato per i 5 circuiti di condizionamento a cui aggiungiamo il partitore precedentemente dimensionato abbiamo una stima di circa 6mA. Ipotizziamo perciò un assorbimento di 7mA e che tale stabilizzatore debba lavorare da 18 a 30V. Da ciò otteniamo che nel caso peggiore (ossia 18V che non dovrebbe mai verificarsi) la resistenza dovrebbe avere una caduta ai suoi capi di circa 8V (18-10) con una corrente di 10mA facendo i conti si ottiene:

33 Ossia le resistenze al 5%, 10% e 20%; utilizziamo queste resistenze per questo partitore in quanto vi è un trimmer e possiamo aggiustare eventuali dispersioni attorno al valore nominale

$$R = \frac{V}{I} = \frac{8}{7 \cdot 10^{-3}} \approx 1100 \Omega$$

Da ciò ricaviamo, inoltre la potenza che dovrà dissipare:

$$P_{R_1} = \frac{8 \cdot 8}{1100} = 0,058 \text{ W}$$

Utilizzando questa configurazione circuitale l'alimentatore consumerebbe complessivamente 168mW circa ma li riteniamo accettabili.

8.3 Condizionamento Batterie

Le batterie sono l'elemento più sensibile e forse più importante di tutto l'impianto. Per questo motivo andremo a porre particolare attenzione al monitoraggio di queste ultime. Come precedentemente indicato, una batteria al piombo si considera completamente scarica quando alla temperatura ambiente vi sono ai suoi capi circa 10,2V mentre risulta carica quando ai suoi capi vi sono 13,8V. Per motivi tecnologici può risultare utile a volte sovraccaricare le batterie in modo tale da livellare la tensione delle singole celle. Fatta questa premessa scegliamo di monitorare ogni singola batteria: si un range per la singola batteria che va da 10V ai 15,5V vogliamo condizionarlo ad un range da 0 a 5V. Facciamo questa scelta progettuale per due motivi: per prima cosa possiamo monitorate entrambe le batterie e verificare se sono sbilanciate facendo attivare così prima il programma di bilanciamento; in secondo luogo il range scelto ci consente di non curarci di quei bit che perdiamo a causa degli operazionali.

Per avere maggiore precisione utilizzeremo una configurazione differenziale dell'OpAmp in quanto, a causa delle grosse correnti che scorrono sui cavi, si potrebbe avere una caduta di tensione indesiderata. Sfruttando la linearità di questi circuiti aggiungiamo un ulteriore ramo per sottrarre un valor medio di 10V in modo tale che questa tensione risulti pari agli 0V in uscita. Per cui andremo a realizzare una configurazione sfruttando in singolo operazionale con 3 ingressi che chiameremo genericamente

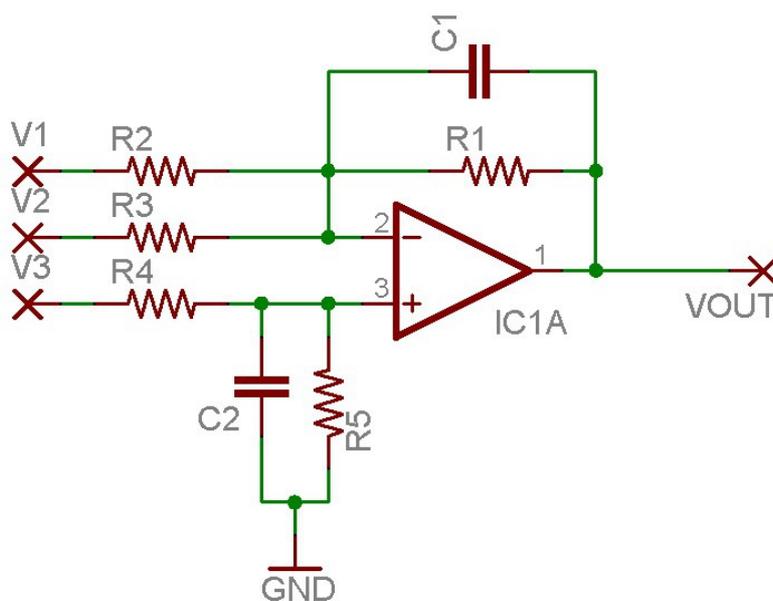


Illustrazione 40: Schema del circuito di adattamento per la tensione delle batterie

V1, V2 e V3. Vogliamo una uscita del tipo

$$V_{out} = (V_3 - V_1)G - K V_3$$

Il modello proposto qui sotto è valido per entrambe le batterie in quanto, nonostante che la seconda batteria abbia un range diverso in quanto la tensione in ingresso varia da 20 a 30V la tensione differenza varia da 10 a 15V se entrambe le batterie sono equilibrate. Da questo possiamo dedurre che entrambi i circuiti saranno identici. Andiamo a ricavare perciò la relazione di ingresso-uscita sfruttando la sovrapposizione degli effetti e ipotizzando l'OpAmp ideale.

Supponendo V2 e V3 nulli abbiamo:

$$V_{out} = -\frac{R_1}{R_2} V_1$$

Supponendo V1 e V3 nulli abbiamo:

$$V_{out} = -\frac{R_1}{R_3} V_2$$

Supponendo V1 e V2 nulli:

$$V_{out} = \frac{R_5}{R_4 + R_5} \cdot \left(1 + \frac{R_1}{R_2 // R_3} \right) V_3$$

imponendo che i guadagni:

$$\frac{V_{out}}{V_1} \quad \text{e} \quad \frac{V_{out}}{V_3} \quad \text{siano opposti si ricava:}$$

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_5}{R_4 + R_5} \cdot \left(1 + \frac{R_1}{R_2 // R_3} \right)$$

Ricavate le formule procediamo al dimensionamento della prima batteria. Di seguito dimensioneremo la seconda che presenta caratteristiche leggermente differenti.

In questo caso il range di ingresso è di 5,5V e lo vogliamo riportare in un range di 5V.

Da questo possiamo ricavare il guadagno complessivo G:

$$G = \frac{5}{5,5} \approx 0,9091$$

In questo modo possiamo già dimensionare già R1 ed R2 in quanto:

$$\frac{R_1}{R_2} = 0,91$$

imponendo R1 = 10kΩ si ottiene R2 = 11kΩ.

Inoltre deve valere che:

$$\frac{R_5}{R_4 + R_5} \cdot \left(1 + \frac{R_1}{R_2 // R_3} \right) = 0,91$$

Essendoci troppe incognite occorre prima dimensionare R3. Visto che V2 è fissato (ossia è già stata presentato un valore pari a 10V) soddisferemo prima la seguente equazione:

$$V_{out} = (V_3 - V_1)G - K V_3 \quad \text{con } V_{out} = 0V, V_3 - V_1 = 10V, G = 0,91$$

che banalmente risulta:

$$0 = 10 \cdot 0,91 - 10 \cdot K \rightarrow K = \frac{9,1}{10} = 0,91$$

Essendo R1 già fissata, R3 sarà banalmente 11kΩ.

Ricavato anche quest'ultimo valore di resistenza possiamo inserire i valori all'interno possiamo risolvere la seguente equazione:

$$\frac{R_5}{R_4 + R_5} \cdot \left(1 + \frac{R_1}{R_2 // R_3} \right) = 0,91$$

che possiamo anche riscrivere come:

$$\frac{R_5}{R_4 + R_5} \cdot \left[1 + R_1 \cdot \left(\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} \right) \right] = 0,91$$

Otteniamo:

$$\frac{R_5}{R_4 + R_5} \cdot \left[1 + 10000 \cdot \left(\frac{1}{11000} + \frac{1}{11000} \right) \right] = 0,91$$

$$\frac{R_5}{R_4 + R_5} \cdot [1 + 1,818] = 0,91$$

$$\frac{R_5}{R_4 + R_5} = \frac{0,91}{2,818} = 0,323 \rightarrow R_5(1 - 0,323) = 0,323 R_4 \rightarrow R_4 = \frac{0,677}{0,323} R_5 = 2,096 R_5$$

Scegliamo R4 = 48,7kΩ e R5 pari a 10,2kΩ.

A questo punto andiamo a porre dei condensatori in parallelo ad R1 ed R5 per avere i tagli desiderati ossia attorno ai 200Hz. Sappiamo che vale:

$$f_t = \frac{1}{2\pi RC}$$

per cui otteniamo:

$$C_1 = \frac{1}{2\pi R_1 f_t} = \frac{1}{2\pi \cdot 10000 \cdot 200} \approx 80 \text{ nF}$$

$$C_2 = \frac{1}{2\pi R_5 f_t} = \frac{1}{2\pi \cdot 102000 \cdot 200} \approx 8 \text{ nF}$$

ovviamente, non essendo questi valori commerciali poniamo C1 = 82nF e C2 = 8,2nF

8.4 Sensing corrente batterie

Il sensing della corrente sulle batterie è forse l'operazione più delicata di tutto il nostro progetto in quanto le correnti in gioco sono estremamente elevate e rischiamo una dissipazione elevata di potenza. Per evitare questo utilizzeremo un sensore attivo messo al centro della serie delle batterie. Il motivo per cui decidiamo di porlo al centro è quello che risulta un punto privilegiato: in genere le utenze per evitare perdite Ohmiche indesiderate vengono poste ai capi del pacco batterie. In questo modo siamo in grado di collegare più utenze ai capi del pacco batterie e il sensore risulterà in grado di rilevare direttamente la corrente che scorre sulle batterie.

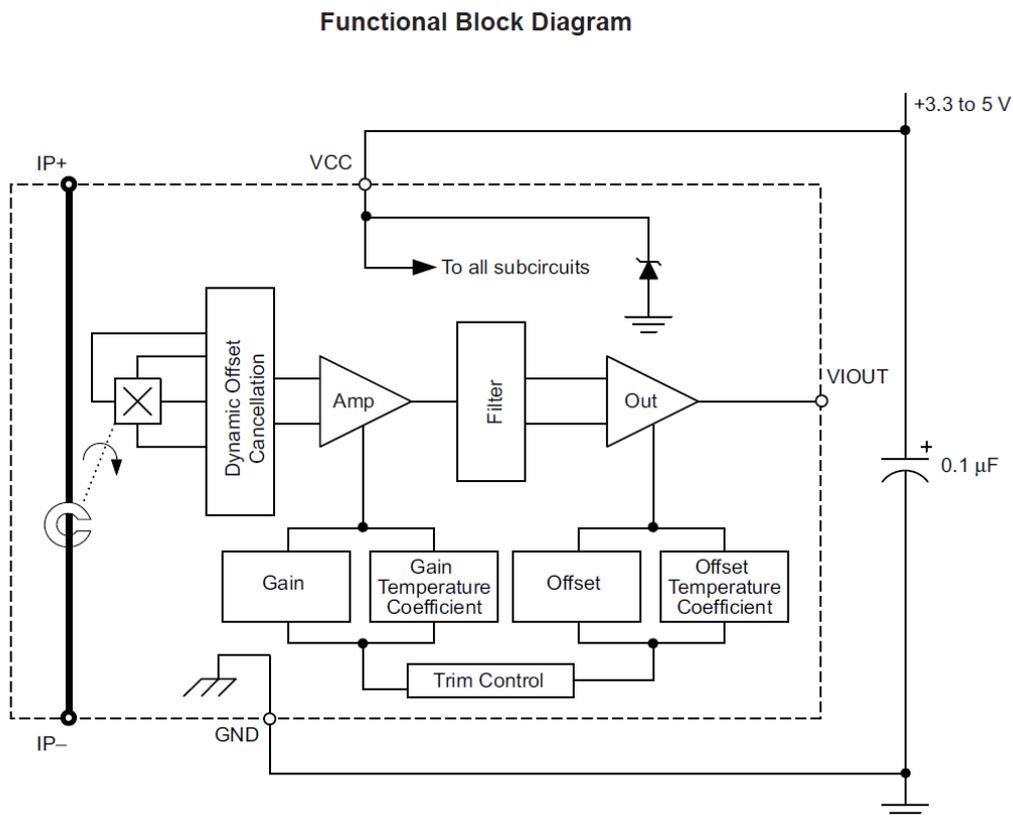


Illustrazione 41: Schema a blocchi del sensore utilizzato. Fonte: datasheet produttore

Il sensore da noi utilizzato è L'ACS758LCB-050B-PFF-T prodotto dall'Allegro in grado di rilevare correnti fino a $\pm 50A$ ed è in grado di sostenere dei picchi fino a 1200A. Come precedentemente indicato, però, la corrente di picco richiesta potrebbe risultare estremamente più grande, e ciò non risulta un grave problema in quanto, come precedentemente indicato i pannelli scelti hanno una potenza limitata per cui se

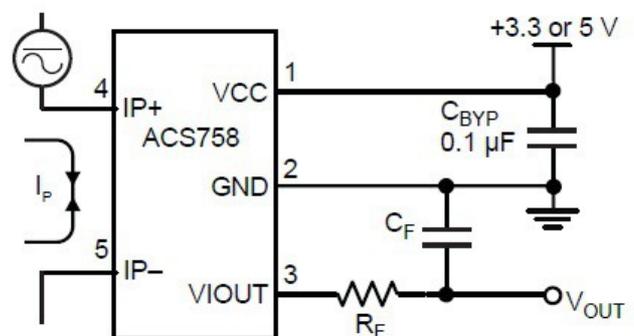


Illustrazione 42: Configurazione dell'ACS758 suggerita dal datasheet

si eccede in un verso per breve tempo non è un problema mentre in carica si vuole essere piuttosto precisi e si vuole monitorizzare una corrente fino a 12A.

Tale sensore produce in uscita una tensione di 40mV/A con una dispersione di 10mV. Cercheremo di ridurre tale valore via Software ma ciò condizionerà molto le caratteristiche dell'ADC. Nel datasheet è consigliato di porre un filtro passivo R-C in uscita di cui però non viene detto nulla di specifico. Controllando nel datasheet troviamo però che la corrente massima erogabile dal sensore si aggira attorno al mA e ci avanza un operazionale³⁴ lo utilizziamo come buffer così, grazie alla sua elevata resistenza di ingresso non ci cureremo delle cadute di tensione. Porremo perciò $R_F = 1k$ ottenendo:

$$C_F = \frac{1}{2\pi R_F f_t} = \frac{1}{2\pi \cdot 1000 \cdot 200} \approx 800 \text{ nF}$$

Il valore più vicino risulta 820nF.

Tale sensore, inoltre, presenta anche delle derive significative in relazione alla temperatura. Nonostante questo commettere un certo errore sulla corrente di batteria è accettabile.

8.5 Tensione pannello fotovoltaico

Come precedentemente illustrato si cercherà di sfruttare l'energia erogata dal pannello fotovoltaico fino a raggiungere una tensione di circa -15V. Il segno ovviamente è dovuto al fatto che il polo positivo del pannello è riferito a massa per annullare l'effetto invertente del convertitore Cùk utilizzato.

A questo punto andiamo a considerare un range dai tensioni significative che va da -15 a -37V. Da ciò ricaviamo un range di circa 23V. Ovviamente, per evitare di sprecare una parte preziosa del range dell'ADC andremo a sommare un valor medio di 15V utilizzando sempre la tensione di riferimento precedentemente creata.

L'equazione da ottenere risulta:

$$V_{out} = K(1+G)V_{Ref} - GV_{IN}$$

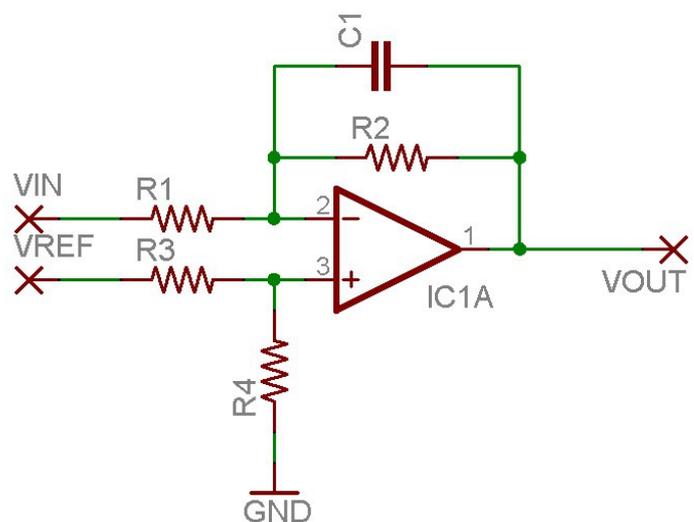


Illustrazione 43: Configurazione differenziale con filtro passa-basso sul ramo invertente

³⁴ Facendo i conti servono 5 operazionali per completare tutti i circuiti di condizionamento. Poiché, quelli da noi utilizzati sono in package da 4 o 2 ne possiamo utilizzare uno come buffer.

In questo caso abbiamo:

$$G = \frac{5}{23} = 0,217$$

A questo punto possiamo andare a dimensionare K imponendo $G = 0,134$, $V_{IN} = -15V$, $V_{Ref} = 10V$ e $V_{out} = 0V$:

$$0 = K(1 + 0,217)10 - 0,217 \cdot (-15) \rightarrow \frac{3,26}{1,217} = K \cdot 10 \rightarrow K \approx 0,27$$

Utilizzeremo il circuito rappresentato in figura per ottenere la funzione di trasferimento che si ricava facilmente:

$$V_{out} = \frac{R_4}{R_3 + R_4} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) V_{Ref} - \frac{R_2}{R_1} V_{IN} \quad \text{Noto} \quad G = \frac{R_2}{R_1} \quad \text{imponendo } R_1 = 10,2k\Omega \text{ si}$$

ottiene $R_2 = 22,1k\Omega$

Analogamente, sfruttando le formule precedentemente ricavate dei partitori possiamo scrivere:

$$K = \frac{R_4}{R_4 + R_3}$$

$$K(R_4 + R_3) = R_4$$

$$K R_3 = R_4(1 - K) \quad R_3 = R_4 \frac{1 - K}{K} = \frac{1 - 0,27}{0,27} R_4 = \frac{0,33}{0,27} R_4 = 1,22 R_4$$

Per cui imponendo $R_4 = 11,5k\Omega$ si ottiene $R_3 = 14k\Omega$.

In questo caso poniamo il condensatore in parallelo solo ad R_2 in quanto si ipotizza che la tensione di riferimento non risulti rumorosa. In questo caso si avrebbe:

$$C_1 = \frac{1}{2\pi R_2 f_t} = \frac{1}{2\pi \cdot 22 \cdot 100 \cdot 200} \approx 40 nF$$

In questo caso il valore più vicino risulta 47nF

8.6 Corrente pannello fotovoltaico

Per rilevare questa grandezza verrà utilizzata una resistenza come trasduttore corrente-tensione. È bene precisare che i pannelli fotovoltaici in corto sono in grado di erogare fino a 8,3A ma a noi ci interessa il punto di massimo guadagno per cui, essendo la corrente per questo punto pari a 7,7A si otterrebbe una corrente di 15,4A ma per evitare un sovradimensionamento scegliamo una corrente massima di 16A. A questo punto dobbiamo scegliere un valore resistivo che eviti eccessive dissipazioni, ma nemmeno troppo piccolo per evitare che l'amplificatore debba amplificare aumentando così il rumore prodotto.

Scegliamo di utilizzare una resistenza da 10mΩ nonostante in commercio se ne trovino

con valori inferiori. Questa scelta è dovuta al fatto che in seguito occorrerà amplificare questa caduta di tensione e potrebbe risultare problematico realizzare un amplificatore a singolo stadio con guadagno molto elevato³⁵.

Ponendo il fondo-scala a 16A la caduta di tensione ai capi della resistenza risulterà:

$$V = R \cdot I = 0,01 \cdot 16 = 160\text{mV}$$

Poiché vogliamo riportare questa tensione in un range di 5V occorrerà amplificarla del seguente valore:

$$A_v = \frac{5}{0,16} = 31,25$$

Vogliamo far notare che per come è stato collegato il pannello la corrente fornita da

quest'ultimo risulterà sempre tale da produrre una caduta di tensione positiva. Per questo motivo la tensione potrà semplicemente essere amplificata da un operazionale in configurazione non invertente. In questo caso avremo:

$$A_v = \left(1 + \frac{R_3}{R_2}\right) = 31,25 \rightarrow \frac{R_3}{R_2} = 30,25$$

In questo caso imponendo $R_3 = 30,9\text{k}\Omega$ otteniamo $R_2 = 1,02\text{k}\Omega$. La resistenza R_1 serve solo per il filtraggio e la porremo pari a $10\text{k}\Omega$ e il condensatore sarà pari a 82nF in base ai calcoli fatti nella sezione delle batterie.

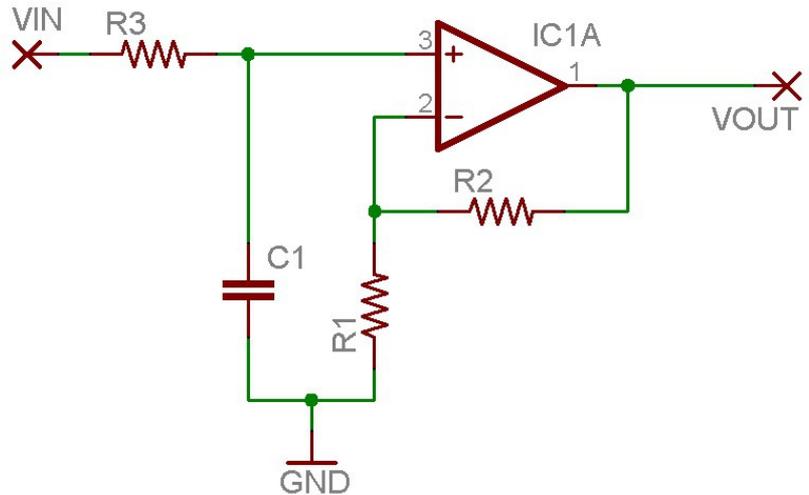


Illustrazione 44: Classico filtro passa-basso attivo del primo ordine

8.7 Temperatura aletta di raffreddamento

Riveleremo la temperatura con un LM35 che fornisce una caratteristica particolarmente comoda pari a $10\text{mV}/^\circ\text{C}$. Vogliamo monitorare la temperatura fino a 90° e questo è facilmente ottenibile realizzando un amplificatore non invertente ad operazionali. Anche in questo caso realizzeremo una configurazione non invertente come quella presentata nel capitolo precedente, figura 44. In questo caso a 90° si hanno 900mV e il guadagno risulterà:

³⁵ A causa degli effetti parassiti degli operazionali non conviene utilizzare resistenze troppo elevate, in genere nell'ordine del $\text{M}\Omega$ in quanto il valore potrebbe risultare sfalsato dalle correnti di bias degli ingressi mentre resistenze troppo piccole potrebbero sovraccaricare l'uscita. In genere si lavora in un range compreso tra il $1\text{k}\Omega$ e i $100\text{k}\Omega$

$$A_v = \frac{5}{0,9} \approx 5,56$$

$$A_v = \left(1 + \frac{R_3}{R_2}\right) = 5,56 \rightarrow \frac{R_3}{R_2} = 4,56$$

Ponendo $R_3 = 46,4\text{k}\Omega$ si ottiene $R_2 = 10,2\text{k}\Omega$.

Anche in questo caso R_1 da $1\text{k}\Omega$ serve solo per il filtraggio e la capacità è pari a 82nF .

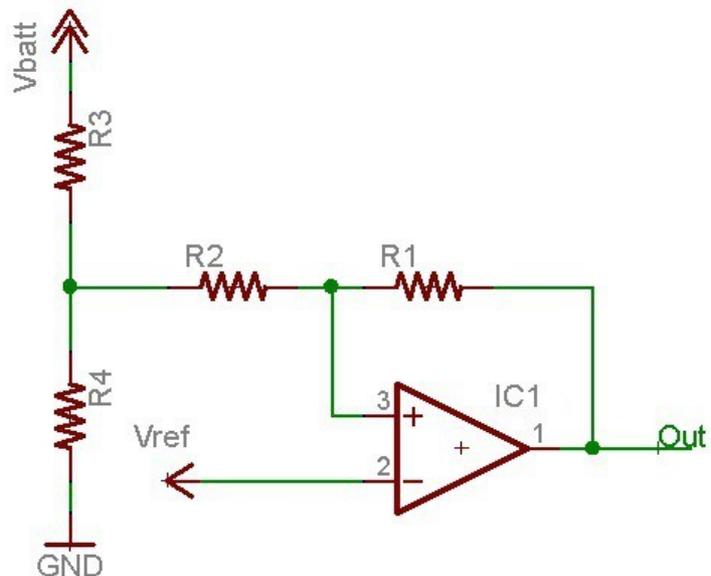
8.8 Separatore di emergenza

Quest'ultimo non produce una uscita analogica in quanto il circuito è un astabile ma richiede in ingresso una tensione comunque analogica. Lo studiamo in questa circostanza in quanto di fatto è un circuito analogico. Scegliamo di porre le due tensioni a cui commuterà il circuito a $29,5$ e a 26V . Di conseguenza superati i $29,5\text{V}$ il circuito manderà un impulso al relè che scollegherà il pannello e a 26V il relè verrà ricollegato.

Realizzeremo un circuito bistabile ad operazionali eseguendo una retroazione positiva. Il circuito che utilizzeremo è quello presentato in figura 45. Il motivo per cui utilizzeremo il partitore in ingresso formato dalle resistenze R_3 ed R_4 è che essendo il range di tensioni con un valore molto alto occorrerebbe una tensione di riferimento di circa di 13V difficile da ottenere.

A questo punto facciamo una analisi teorica per la nostra configurazione.

A causa del grande guadagno dell'OpAmp la tensione differenziale (presente tra i morsetti 2 e 3 dell'IC1A) viene amplificata e se non c'è una retroazione negativa il rumore e le non idealità dell'operazionale portano l'uscita a saturare ad una delle due tensioni di alimentazione. Per cui gli ingressi risulteranno a tensioni differenti e



per la commutazione andremo a studiare i punti in cui $v^+ = v^-$ *problema*

sfruttando poi la retroazione positiva per eseguire la commutazione. Per prima cosa facciamo un semplificazione: adottiamo l'equivalente di Thevenin e semplifichiamo la configurazione di R_2 , R_3 ed R_4 ponendo:

$$V_{in} = V_{batt} \frac{R_4}{R_3 + R_4}$$

$$R_2' = \frac{R_3 R_4}{R_3 + R_4} + R_2$$

Inoltre dobbiamo ridimensionare le tensioni di soglia:

$$V_{ti}' = \frac{R_4}{R_3 + R_4} V_{ti} \quad \text{e} \quad V_{ts}' = \frac{R_4}{R_3 + R_4} V_{ts}$$

Facendo l'analisi si ottiene:

$$V_{ts}' = \frac{R_1 + R_2'}{R_1} V_{ref} - \frac{R_2'}{R_1} V_{oL} \quad V_{ti}' = \frac{R_1 + R_2'}{R_1} V_{ref} - \frac{R_2'}{R_1} V_{oH}$$

dove V_{ts} e V_{ti} sono rispettivamente le tensioni di commutazione superiore ed inferiore, le resistenze corrispondono a quelle del circuito e V_{ref} è la tensione di riferimento da cui, con alcuni passaggi matematici, si ottiene:

$$\frac{R_1}{R_2'} = \frac{V_{oH} - V_{oL}}{V_{ts}' - V_{ti}'} \quad V_{ref} = \frac{R_1 / R_2}{1 + \frac{R_1}{R_2'}} V_{ti}' + \frac{V_{oH}}{1 + \frac{R_1}{R_2'}}$$

Scegliamo $R_3 = 10,2k\Omega$ e $R_4 = 3,4k\Omega$ si ottiene:

$$V_{ti}' = \frac{R_4}{R_3 + R_4} V_{ts} = \frac{1}{4} V_{ts} = 0,25 \cdot 26 = 6,5 V$$

$$V_{ts}' = \frac{R_4}{R_3 + R_4} V_{ts} = \frac{1}{4} V_{ts} = 0,25 \cdot 29 = 7,38 V$$

Imponiamo $V_{oH} = 4,93V$ e $V_{oL} = 0,08V$ per cui possiamo andare a scrivere:

$$\frac{R_1}{R_2'} = \frac{V_{oH} - V_{oL}}{V_{ts}' - V_{ti}'} = \frac{4,93 - 0,08}{7,38 - 6,56} = 5,54$$

$$V_{ref} = \frac{R_1 / R_2}{1 + \frac{R_1}{R_2'}} V_{ti}' + \frac{V_{oH}}{1 + \frac{R_1}{R_2'}} = 6,26 V$$

A questo punto andiamo ad imporre R_2 per avere un valore il più possibile vicino a quello commerciale di R_1

In particolar modo, imponendo $R_2 = 2,49k\Omega$ si ottiene:

$$R_2' = \frac{R_3 R_4}{R_3 + R_4} + R_2 = \frac{10200 \cdot 3400}{10200 + 3400} + 2490 = 5040 \Omega$$

A questo punto si ottiene R_1 facilmente:

$$R_1 = 5,54 \cdot R_2' = 5,54 \cdot 5040 = 27936 \Omega$$

Prendiamo perciò il valore commerciale di $28k\Omega$.

A questo punto l'unica cosa da dimensionare è il partitore resistivo per ottenere V_{ref} in cui chiameremo R_5 la resistenza collegata tra i 10V di riferimento e V_{ref} e R_6 quella collegata tra V_{ref} e massa.

Sfruttando perciò le ben note formule del partitore resistivo possiamo scrivere, dopo aver imposto $R_6 = 19,6k$ si ottiene:

$$V_{ref} = V_{10} \frac{R_6}{R_6 + R_5} \rightarrow R_5 = R_6 \frac{V_{10} - V_{ref}}{V_{ref}} = \frac{10 - 6.26}{6.26} \cdot 19,6 \approx 11,7 k\Omega$$

9. Circuito completo

Per semplicità il circuito è stato diviso in più schede ad ognuna delle quali è stato assegnato un compito specifico. Tale scelta non è casuale ma è mirata a separare la parte di potenza, dalla parte di controllo e quest'ultima dalla pulsantiera e spie. Altro motivo è che a causa del gran numero di periferiche di I/O si è reso necessario l'utilizzo di alcuni registri.

Per gli ingressi/uscite verranno utilizzati dei nomi sintetici che spiegheremo mano a mano che appaiano

9.1 Scheda madre, acquisizione, spie

La scheda madre contiene tutta la parte di calcolo/elaborazione. Al suo interno troviamo, infatti, il PIC e tutta la parte analogica che serve per il condizionamento. Lo schema è in figura. Come è possibile notare vi sono alcuni piedini di ingresso uscita hanno un nome mnemonico identico per entrambe le schede (nel caso ricorra in entrambe). In particolare abbiamo:

- MISO, MOSI, SCK: piedini dell'SPI
- MCE: MOS controllo carichi escludibili: se alto abilita i carichi escludibili tra cui l'inverter
- MC: MOS Cùk: serve per il controllo del Cùk
- RLR e RLS: sono i controlli rispettivamente per il collegamento/scollegamento, mediante l'apposito relè di separazione, dell'impianto al pannello fotovoltaico
- CIC: polo negativo di un cicalino a 24V
- STS: strobe Spie (SIPO)
- STR: strobe Relè (SIPO)ELD: serve per attivare la retro-illuminazione del display LCD
- PS- PS+: servono per fare il sensing della corrente del pannello fotovoltaico. Ve ne sono due in quanto la tensione di quest'ultimo potrebbe non essere completamente riferita a massa a causa di perdite nei cavi.
- 24V è il connettore che porta i 24V a tutta l'elettronica di controllo compreso l'alimentatore a 5V.
- VS0, VSC+, VSC- e VST rimandiamo alla figura a lato dove si comprende la loro posizione.
- Il connettore SL1 serve per la programmazione/debugging
- Il connettore SL2 serve per il display LCD

utile e quella fornita al sistema. Generalmente la potenza fornita può essere scritta come potenza utile + potenza dissipata (solitamente in calore):

$$\eta = \frac{P_{\text{utile}}}{P_{\text{fornita}}} = \frac{P_{\text{utile}}}{P_{\text{utile}} + P_{\text{dissipata}}}$$

Vogliamo approfondire questi concetti soprattutto dal punto di vista delle batterie e dell'inverter. Abbiamo già discusso, infatti, che i MOS e i diodi necessitano di alette di raffreddamento per evitarne la rottura ma nulla è stato detto in merito agli altri dispositivi. Di seguito effettueremo solo una panoramica dell'argomento, dando particolare enfasi alle parti che più di altre sono soggette a bassi rendimenti.

Iniziamo col dire che, le batterie utilizzate possono accumulare fino a 2880Wh. Poiché l'Italia è in una latitudine di circa 39-41°Nord il caso più ottimistico è quello in cui ci siano solo 9 ore di buio il che significa che possiamo, almeno in teoria, è possibile assorbire 320W per tutte le ore di buio scaricando così l'impianto.

L'inverter, però, ha un suo rendimento. Quello da noi adottato ha una corrente “a riposo” di circa 0,5A che gli conferisce un consumo di 12W. Tale consumo è necessario solo per tenerlo acceso, con la potenza utile prodotta praticamente nulla. Nel caso cui venga assorbita la massima potenza, invece, entrano in funzione le sue ventole di raffreddamento interne che assorbono diversi Ampere³⁶ portando il rendimento a circa il 90%.

Vi è un ulteriore problema: nemmeno le batterie, ovviamente, hanno rendimento unitario. Una cosa che non è stata approfondita nel capitolo 4 è il tempo necessario alla ricarica. Quest'ultimo, solitamente, si aggira attorno alle 12 ore con una corrente pari a 1/10 della capacità nominale³⁷. Il che significa che per una batteria da 120Ah caricandola a 12A per 12ore³⁸ occorreranno ben 1728Wh per ricaricarla mentre la batteria ne può immagazzinare solamente 1440. Il che significa che queste ultime hanno, in carica un rendimento dell'83% circa. In scarica le cose peggiorano in quanto si ha un andamento come quello proposto in tabella di figura 48.

36 Non si è riuscito a fare una misurazione accurata

37 Quando si ricarica una batteria si fa una scelta: si cerca il miglior compromesso tra tempo di ricarica e rendimento. In genere questi valori si rivelano vincenti.

38 Tralasciamo la fase di “fine carica”

Curva capacità - Potenza

corrente assorbita [Ah]	tempo [h]	Corrente continua [A]	Tensione (hp) [V]	Potenza [Wh]	potenza persa [W]	Res eq [Ω]	Rendimento %
120	20	6	12	1440	0	0	100
90	5	18	12	1080	360	2,5	75
75	2	37,5	12	900	540	3,75	62,5
66	1	66	12	792	648	4,5	55

Illustrazione 48: valori ottenuti dalla curva capacità presentata in figura 11; si noti che la tensione è ipotizzata a 12V costante per tutto il periodo di scarica

Notiamo che più potenza vogliamo estrarre (ricordiamo che abbiamo la serie, quindi i valori di potenza vanno moltiplicati per 2) più cala il rendimento arrivando addirittura al 55%. Ricordiamo che in base alle specifiche è anche possibile assorbire elevate potenze ma solo per poco tempo in quanto assorbendo poco meno di 1500W per un'ora le batterie risulteranno completamente scariche.

Concludiamo chiedendoci quanto potrebbe essere, perciò, il rendimento migliore che possiamo aspettarci dall'impianto. In carica avremo il pannello fotovoltaico che capta solo il 15% dell'energia incidente (ma considereremo ciò accettabile). Considerando però il pannello come fonte energetica abbiamo i cavi che scendono dal tetto i quali stimiamo possano perdere sulla decina di W se non molto spessi; c'è il rendimento del Cùk che possiamo stimare attorno al 90-95% per cui il rendimento che si ha quando si ricaricano delle batterie (considerando il rendimento loro di circa 83%) si arriva al 70%. Se invece l'energia viene direttamente consumata (e qui ipotizziamo che tutta l'energia prodotta venga consumata senza passare dalle batterie) è circa del 78% mentre se l'energia viene prelevata dalle batterie quando queste ultime sono sotto lo sforzo massimo (ossia una richiesta di circa 66A) il rendimento cala enormemente al 49,5%.

Nonostante ciò ricordiamo che vi sono dispositivi per la tutela delle batterie concepiti appositamente per far sì che le batterie non si scarichino troppo danneggiandosi.

10. Stesura del Software

Le funzioni principali in questo progetto vengono eseguite dal firmware presente nel micro. Tale codice è stato steso in C in quanto il uC presenta sufficiente memoria e la stesura risulta molto più semplice. Durante tale stesura, approfondiremo anche tematiche legate alle macchine a stati messe a disposizione dal PIC così da avere un quadro completo.

Non andremo a discutere tutti gli aspetti del SW in quanto alcuni risultano comunemente noti. Andremo perciò a discutere ciò che più ci interessa.

10.1 Acquisizione dati analogici, filtraggio software

Vista la velocità e la precisione con cui vogliamo campionare i dati faremo lavorare l'ADC in modalità interrupt. Non appena il dato risulta pronto verrà chiamato l'interrupt e il dato verrà salvato in un apposito registro circolare³⁹ dichiarato in tal modo:

```
#define ADC_BUFFER          16
int ADCDato[ADC_BUFFER];
```

Durante l'interruzione viene memorizzato il dato in un buffer di interi che poi verrà accuratamente elaborato nel main per evitare che tale routine di interrupt duri troppo. Altra cosa che tale routine farà è contare quante volte è stata chiamata così da sapere quanti dati sono stati aggiunti al buffer.

Come abbiamo precedentemente descritto ciascuno dei dati analogici verrà campionato all'incirca 2000 volte al secondo, per cui occorrerà che il SW sia sufficientemente veloce per riuscire a raccogliergli tutti ed elaborarli. Nonostante il calcolo preliminare escluda la possibilità che il programma esegua meno di 2000 cicli al secondo per garantire la robustezza è stata presa in considerazione anche tale opzione. Avendo, perciò 6 ingressi analogici supponiamo per un istante che un ciclo impieghi più di 500µs per essere compiuto. In tal caso saranno state campionate sette o otto grandezze (il limite massimo è di sedici ma si spera di non raggiungere mai tale limite).

La routine leggerà perciò al massimo sei valori per volta e li salverà in una variabile intera in cui verrà accumulata la somma. Ciò serve per andarne poi ad eseguire la media. Quando, poi, saranno stata accumulate quattro variabili verrà fatta la media e verrà assegnato un nuovo valore alle variabili che detengono i valori analogici. In alcuni casi

³⁹ Chiamiamo un registro circolare un array in cui vi sono due puntatori uno che legge e uno che scrive in continuazione. Li chiameremo:

```
volatile unsigned char ADCIndexNuovi;
volatile unsigned char ADCIndexLetti;
```

Non appena uno dei due arriva alla fine inizia a sovrascrivere o leggere il registro da capo. Per un corretto funzionamento occorrerà perciò fare in modo tale che ADCIndexNuovi non superi mai ADCIndexLetti.

verranno settati dei flag che risulteranno utili nelle operazioni di calcolo/verifica all'interno del codice ma i valori verranno lasciati così come sono stati acquisiti. Ciò farà risparmiare tempo al uC e le eventuali conversioni verranno forse in uno degli sviluppi futuri quando verrà attivato il display LCD.

È caso però di effettuare comunque la discussione per poter essere in grado di convertire il numero binario risultato della conversione A/D in un numero più comprensibile per poi essere in grado di effettuare dei raffronti. All'interno del codice, infatti, effettueremo dei confronti direttamente con le variabili presentate dalla conversione A/D ma occorre sapere a che corrente o tensione reali corrispondono.

Sappiamo che la tensione in ingresso viene mappata in un insieme di possibili valori utilizzando un ADC a 10bit riferito a 5V. Ipotizziamo che che ogni ingresso possa essere scritto come:

$$V_o = G \cdot V_i + K \cdot V_{ref}$$

dove g e K sono i guadagni precedentemente ricavato nella parte analogica e V_i è la tensione di ingresso anche nel caso in cui essa risulti differenziale (come nel caso delle batterie).

Possiamo ricavare una formula inversa per sapere a quale ingresso corrisponde la tensione in uscita:

$$V_i = \frac{V_o - K V_{ref}}{G}$$

Dal punto di vista digitale possiamo scrivere V_o come funzione dei bit:

$$V_o = n \cdot q$$

dove n è il numero di bit che corrisponde a V_o e q è il quanto che nel nostro caso risulta:

$$q = \frac{V_{FS}}{2^n} = \frac{5}{1024} = 4,883 \text{ mV}$$

Per cui possiamo ottenere delle formule di conversione per passare dal numero n rappresentato dai 10 bit alla tensione di ingresso:

$$n = \frac{G \cdot v_i + K \cdot V_{ref}}{q}$$

$$v_i = \frac{nq - K V_{ref}}{G}$$

Andiamo perciò a riportare i vari ingressi:

- tensione singole batterie: $G = 0,91$, $K = -0,91$, $V_{ref} = 10V$.
- Corrente batterie: in questo caso al posto di G scriviamo G_i che non risulterà più adimensionale ma risulterà in mV/A e in più v_i è un offset V_{offset} tale per cui ad una corrente di $0A$ corrisponda una tensione in uscita di $2,5V$ (pari a metà del

fondoscala). La formula verrà riadattata nella seguente:

$$n = \frac{G_i \cdot I + V_{offset}}{q}$$

$$G_i = 0,02, V_{offset} = 2,5V$$

- Tensione pannello: $G = 0,217, K = -0,27, V_{ref} = 10V$.
- Corrente pannello: Anche in questo caso abbiamo una conversione corrente tensione solo che essendo la corrente sempre monodirezionale possiamo semplificare la formula precedente in:

$$n = \frac{G_i \cdot I}{q}$$

$$\text{con } G_i = 0,3125\Omega$$

- Temperatura aletta di raffreddamento: in questo caso abbiamo il sensore che eroga $10mV/^\circ C$ che deve essere moltiplicato per il guadagno G per arrivare al guadagno G_T e poter scrivere:

$$n = \frac{G_T \cdot T [^\circ C]}{q}$$

$$\text{con } G_T = 0,0556 V/^\circ C$$

Il problema fondamentale è che salvando questi valori come interi si potrebbero avere delle letture molto grossolane per cui potrebbe essere il caso utilizzare gli ingressi in mV o cV per avere maggiore accuratezza.

Controllando il codice, però, alcune acquisizioni potrebbero rivelarsi superflue o sovracampionate. Si tratta in particolar modo dell'acquisizione della corrente erogata dal pannello che, nei casi in cui il Cùk risulta spento dovrebbe essere nulla e la tensione del pannello che, nelle ore notturne non varierà con molta velocità.

10.2 Interruzioni

Le interruzioni sono la miglior soluzione per servire molti dispositivi che possono generare segnali ad una velocità maggiore di quella che il Main è in grado di leggere rendendo così il polling poco pratico. Queste ultime sono in grado di interrompere il normale funzionamento del codice a fronte di un evento che può essere esterno (ad esempio si interpellano i piedini appositamente predisposti alle interruzioni) o interno (timer, SPI, UART, ecc). Nei PIC le interruzioni sono divise in:

- interruzioni ad alta priorità
- interruzioni a bassa priorità

Ovviamente due sole opzioni sono poche per cui il dispositivo che ha generato l'interrupt setta un flag nei registri PIR1 e PIR2 che poi andrà resettato via software una volta terminata la procedura relativa. Vi sono anche altri registri adibiti al controllo delle

interruzioni che però non analizzeremo.

La classica raccomandazione che si fa in termini di interrupt è quella di scrivere codici il più possibili brevi in modo tale che l'interruzione duri il meno possibile e possa lasciar spazio anche ad altre interruzioni se chiamate. A causa della quantità di codice richiesta dal progetto, in alcuni faremo anche dei calcoli elementari ma il tutto sarà ridotto al massimo.

Gli ingressi che gestiremo nell'interruzione sono:

- EOC (End Of Conversion) tipico segnale generato dall'ADC quando quest'ultimo termina la conversione
- TIMER adottati per le temporizzazioni
- UART, SPI, che verranno sviluppati in seguito

Non verrà utilizzata una interruzione per la segnalazione al micro del raggiungimento della sovratensione: oltre al fatto che il relè richiede un certo tempo per attivarsi non vi erano sufficienti pin per cui verrà effettuato un controllo in Polling.

Scegliamo di porre l'EOC come interruzione a bassa priorità e porre il timer come interruzione ad alta priorità. Avendo solo due interruzioni non vi sono particolari problemi ma eseguiremo comunque un controllo sul flag che ha originato l'interruzione ricordandoci di resettarlo alla fine del ciclo.

10.3 Maximum Power Point Tracking

Il Maximum Power Point Tracking (o, MPPT) è una procedura mediante la quale viene ricercato il punto di lavoro del pannello fotovoltaico in grado di erogare la massima potenza possibile. Dal punto di vista teorico ciò risulta semplice ma nella pratica occorre monitorare continuamente tensione e corrente del pannello e ottenere la potenza. Se tale potenza risulta maggiore della della potenza calcolata nel precedente step⁴⁰ allora occorre spostarsi e far lavorare il pannello ad una tensione più elevata, riducendone la corrente, altrimenti occorre ridurre la tensione aumentandone la corrente. Essendo, ovviamente, la relazione non lineare e dipendente dall'insolazione il risultato non è prevedibile analiticamente, a meno che non si conoscano le esatte condizioni del pannello.

Esistono diversi algoritmi per la determinazione dell'MPPT. Noi sfrutteremo quello presente nell'articolo dell'IEEE⁴¹ apportandoci qualche piccola modifica. In base alle specifiche, infatti non è sempre necessario eseguire l'MPPT in quanto potrebbero esserci delle sovracorrenti sulle batterie che potrebbero danneggiarle.

Prima di avventurarci però nella funzione vera e propria che implementa l'MPPT occorre

⁴⁰ Ossia al ciclo precedente

⁴¹ "Implementation of a DSP-Controlled Photovoltaic System with Peak Power Tracking" – Chihchiang Hua, Member, IEEE, Jongrong Lin, and Chihming Shen

fare alcune considerazioni sul convertitore Cùk così da sapere in anticipo il suo comportamento. Ricordiamo inoltre che tale algoritmo va eseguito solamente se la tensione di ingresso rientra nel range dai -15V ai -36V per evitare che il convertitore lavori in funzionamento discontinuo.

Come dimostrato nel paragrafo 7.1 la relazione di ingresso-uscita del Cùk in modalità di lavoro continua è:

$$V_{batt} = -V_{pann} \left(\frac{D}{1-D} \right) \quad I_{batt} = I_{pann} \frac{1-D}{D}$$

Note queste due possiamo fare le seguenti considerazioni:

- Al crescere di D la quantità $\frac{D}{1-D}$ aumenta passando da 0,43 per D = 0,3 a 2,233 per D = 0,7. Ovviamente per D = 0,5 vale 1
- Per il reciproco vale l'inverso: al crescere di D la quantità $\frac{1-D}{D}$ cala.

Questo è molto importante in quanto da questo possiamo fare delle previsioni. Se, infatti la corrente sulle batterie è troppo elevata, per ridurla occorrerà aumentare il duty mentre, viceversa, se è troppo bassa occorre diminuirlo.

Quando però la corrente sulle batterie è troppo bassa potrebbe essere per due motivi:

- il pannello non eroga abbastanza energia per sostenere la corrente di carica desiderata
- è appena subentrato un carico che assorbe una parte considerevole della potenza prodotta dai pannelli.

In entrambi i casi, però, potrebbe essere che eseguendo l'algoritmo dell'MPPT si giunga ad una nuova condizione di equilibrio per cui l'algoritmo sarà organizzato come in figura 49. Possiamo notare che prima viene fatto il controllo sulla corrente delle batterie: se è alta si aumenta il duty se è bassa si esegue l'MPPT.

A questo punto, una volta note le caratteristiche da ottenere entriamo nello specifico del modulo PWM che andremo a programmare. Tale modulo ha una profondità di 10bit, ossia sono possibili 1024 stati diversi. Ciò significa che ogni step del nostro PWM corrisponde ad una variazione del duty di poco meno del 0,1%, caratteristica molto soddisfacente. Ovviamente il duty può variare per specifica dal 30% al 70% per cui definiremo due limiti:

$$\text{LIMITE_DUTY_INF} = 1024 * 0,3 = 307,2$$

$$\text{LIMITE_DUTY_SUP} = 1024 * 0,7 = 716,8$$

Poiché tali limiti sono per una variabile intera sceglieremo per il limite inferiore 308 e per quello superiore 716. Scegliamo questa approssimazione in quanto non dovremo mai arrivare al limite del 30 o del 70% in quanto potrebbe essere dannoso per il Cùk.

Ovviamente il Convertitore si appoggia su timer e nel nostro caso risulterà il timer1. Per cui occorrerà per prima cosa avviare il timer1 ed in seguito avviare il PWM. Per effettuare ciò sfrutteremo le librerie fornite da Microchip.

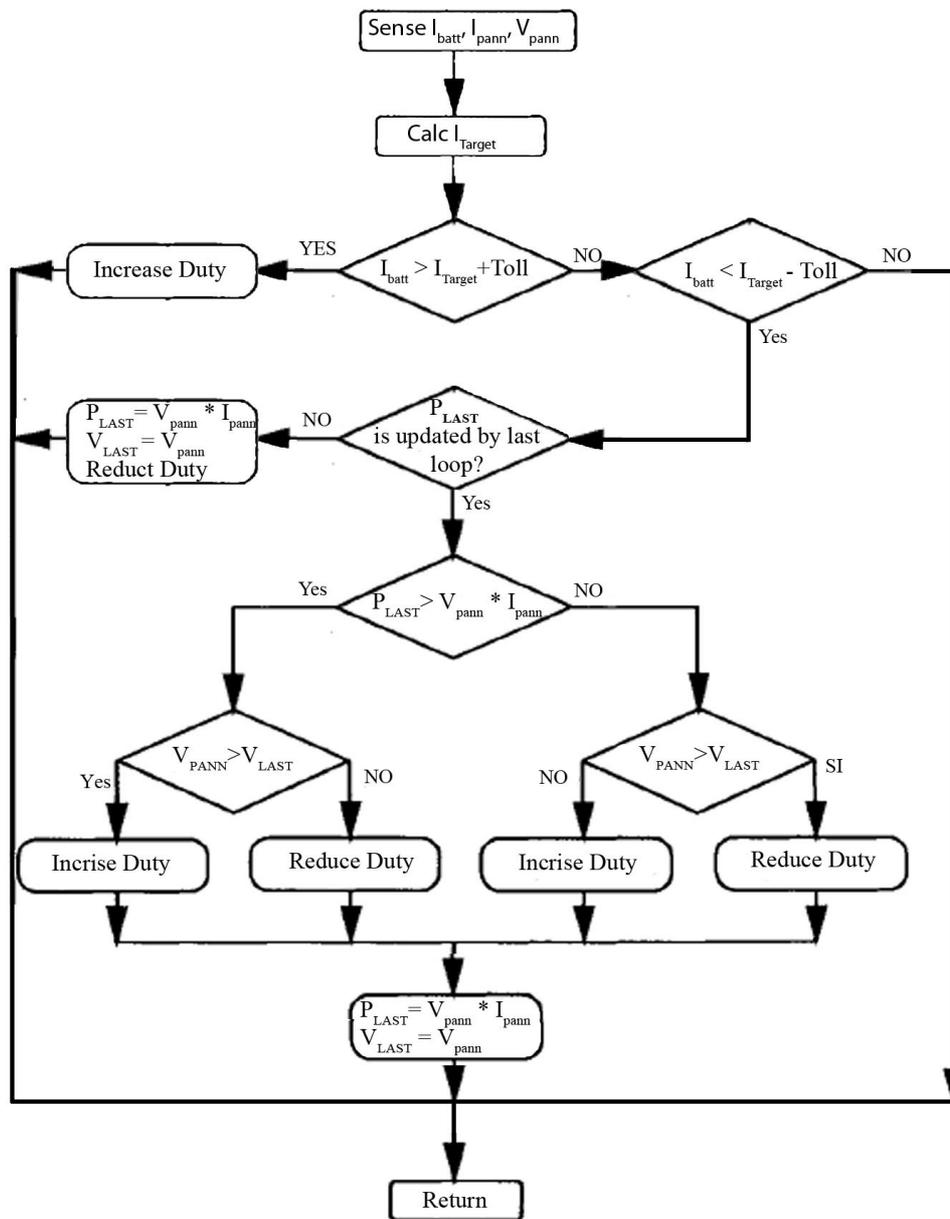


Illustrazione 49: Diagramma del SW adottato per svolgere l'MPPT

Nel diagramma possiamo notare che è richiesto, ad un certo punto, il calcolo della I_{target} . Quest'ultima ovviamente dipenderà dalle batterie e dal tipo di carica a cui le vogliamo sottoporre. Per questo motivo è stata realizzata una opportuna macchina a stati che, una volta controllata la tensione e lo stato delle batterie, deciderà in quale stato porsi. È bene sottolineare che vi sono diversi tipi di carica (carica tampone, carica completa, equalizzazione) che devono tutti terminare con una corrente di circa 4A. Nel caso in cui

la carica sia a tampone deve essere mantenuta una piccola corrente per evitare l'auto-scarica delle batterie (tipicamente pari ad 1A) mentre, nel caso di carica completa ed equalizzazione, una volta raggiunta la tensione desiderata le batterie devono essere lasciate in scarica fino a raggiungere la tensione di carica tampone.

10.5 Altri controlli

Faremo una rapida carrellata degli altri controlli che il uC deve gestire lasciando il resto ad una implementazione futura. Tali controlli risultano:

- il timer per il controllo dell'orologio e delle temporizzazioni
- il controllo dell'inverter che consta in una macchina a stati che attiva la ventola (se spenta) per evitare un surriscaldamento durante l'accensione, accende l'inverte e poi disattiva la ventola (se necessario)
- una macchina a stati per il calcolo della corrente di target che si basa, oltre che sulla tensione delle batterie anche sulla tensione erogata dal pannello (in particolare se è giorno o è notte) e calcolando se si deve effettuare l'equalizzazione.

Gli altri controlli che non verranno implementati sono: il display LCD, la comunicazione seriale e la gestione dell'SPI

11. Collaudo

Presentiamo ora il circuito che è stato adottato per i primi collaudi



Illustrazione 50: Primo circuito realizzato per il collaudo. Non risulta la versione definitiva discussa in queste pagine ma è la scocca su cui verranno montati gli apparati discussi in queste pagine
In questo caso erano state verificate le principali funzioni SW ad eccezione del controllo del Cùk che per motivi di tempo non si è riusciti a verificare.

12. Sviluppi futuri

12.1 Completamento del circuito

Come precedentemente illustrato alcune specifiche richieste sono rimaste incompiute o lasciate a sviluppi futuri. Queste ultime risultano:

- l'utilizzo del display LCD
- la possibilità di immagazzinare i dati in una SD-Card
- la comunicazione col mondo esterno mediante UART o SPI

Il motivo per cui non sono state completamente sviluppate, oltre alla mancanza di tempo, è il fatto che non sono essenziali per il funzionamento dell'impianto, nonostante risultino però parecchio utili. Andiamo perciò ad analizzare le peculiarità di questi ultimi a meno del display LDC che è stato analizzato a sufficienza nei capitoli precedenti.

Per quanto riguarda l'SD-Card, quest'ultima può essere interfacciata alla scheda madre mediante l'SPI. Queste ultime hanno raggiunto al giorno d'oggi dimensione dei 32Gb, ma possono essere scritte a blocchi di 64byte per volta per cui occorrerà valutare se il processore riuscirà ad effettuare tutti i compiti che gli sono stati assegnati.

Il motivo per cui vogliamo dare la possibilità avere una comunicazione seriale esterna è abbastanza comprensibile nel caso in cui si voglia un giorno interfacciarlo ad altri dispositivi per ricevere comandi o trasmettere le letture dei sensori. Vi è anche un'altra applicazione del bus che scopriremo meglio di seguito nei paragrafi 12.2 e 12.3.

Vi sarebbe anche un'ultima modifica da apportare al firmware. Precedentemente è stato illustrato che vi sono due tipi di cariche: una a tampone e una completa. Potrebbe essere realizzato un firmware che calcola in maniera “intelligente” l'ora del tramonto e faccia in modo tale da effettuare la carica completa prima che l'energia fornita dal pannello risulti troppo bassa. Ovviamente questa non è fondamentale al funzionamento, ma potrebbe essere utile per sfruttare al meglio l'energia prodotta.

12.2 Espandibilità del pacco batterie

Come è stato precedentemente accennato è sconsigliabile porre più batterie, anche se dello stesso tipo, in parallelo. L'unica opzione valida per aumentare la durata delle batterie durante le ore notturne risulterebbe quella di acquistare batterie con una capacità superiore. Lo svantaggio, oltre a rendere inutili le vecchie batterie, consiste nel fatto che basta che si rompa un elemento per dover cambiare tutto il pacco batterie e quest'ultimo potrebbe essere estremamente pesante e ingombrante.

Anche se non è stata analizzata in fase di progetto c'è anche un'altra soluzione: utilizzare dei convertitori DC-DC per collegare altri pacchi batterie. Questi ultimi assorbirebbero

potenza nel caso in cui il pacco batterie risulti carico o sarebbero in grado di erogarla in casi di picchi di assorbimento o eventuali scariche profonde.

I vantaggi risulterebbero i seguenti:

- si possono utilizzare diversi tipi di batterie di varia natura, capacità e voltaggio
- nel caso in cui si rompa una singola batteria è possibile sostituire quest'ultima senza pregiudicare il funzionamento dell'impianto (a meno che, ovviamente non risulti il pacco batterie principale
- utilizzo di batterie più consone

L'ultima voce è da approfondire leggermente. Come precedentemente presentato esistono due principali tipi di batterie al piombo-acido: uno adatto a lunghe fasi di scarica profonda uno più adatto alle correnti di spunto. Esistono anche delle vie di mezzo ma ancora non si trovano a buon mercato. Per cui la scelta più logica sarebbe quella di porre un paio di batterie da autotrazione (quindi adatte ai picchi di corrente) come condensatore di energia collegate direttamente ai carichi come gli inverter o motori che richiederebbero elevate correnti di spunto all'avviamento ed adottare le batterie da trazione sistemate dopo i convertitori DC-DC per sostenere le correnti. Ovviamente un impianto del genere andrebbe opportunamente dimensionato in modo tale che tutti i convertitori rispondano prontamente alla richiesta di corrente e riescano a mantenerla.

12.3 Altre fonti energetiche

In questa sede è stata presa in esame principalmente la radiazione luminosa come fonte primaria di energia. Un surrogato di tale fonte è il vento. Il vento infatti viene prodotto da masse d'aria che si trovano a diversa pressione e/o temperatura proprio a causa della diversa insolazione. In questo caso si utilizzano delle pale eoliche che, oltre ad avere rendimenti elevati, hanno anche costi ridotti rispetto ai pannelli fotovoltaici.

Il problema fondamentale che ne frena la diffusione risulta l'imprevedibilità della direzione e forza con cui spira il vento. Per la prima si pone facilmente rimedio (realizzando una pala eolica orientabile) ma la seconda è piuttosto problematica. Cercando in rete si trovano diverse pale le quali richiedono una velocità del vento minima di 2,5m/s per iniziare a produrre energia. 2,5m/s corrisponde ad una brezza leggera in cui le foglie degli alberi



Illustrazione 51: Esempio di pala eolica commerciale di medio-bassa potenza auto-orientabile in funzione della direzione del vento. Fonte: www.google.it

iniziano a muoversi. Se invece la forza del vento è troppo elevata si rischia di distruggere la pala eolica stessa. I costruttori hanno ideato diversi dispositivi per ridurre al minimo i rischi ideando dei freni dinamici che rallentano la pala evitando così che il generatore si fonda o si rompano le pale.

Ultimo problema è la conversione della potenza. Infatti le pale eoliche solitamente possiedono degli alternatori trifase per cui occorrerà progettare un circuito che faccia vedere un perfetto carico bilanciato a questi ultimi per un corretto funzionamento. Solitamente si utilizzano dei ponti raddrizzatori trifase in quanto tali dispositivi presentano già discrete prestazioni anche se si potrebbero costruire circuiti in grado di ridurre al minimo la distorsione.

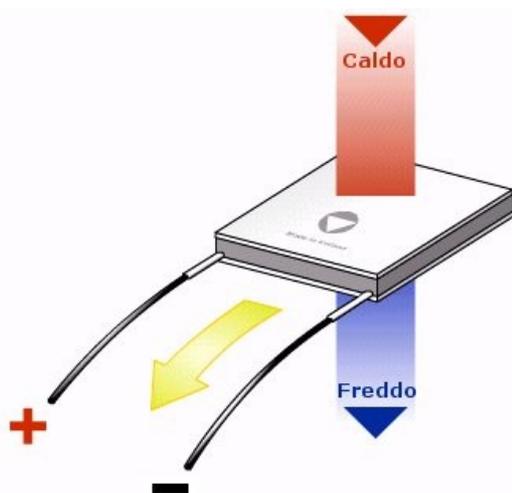


Illustrazione 52: Semplice illustrazione del funzionamento di una cella di Peltier. Fonte: www.google.it

Un'altra fonte energetica oltre al vento sono i piccoli gradienti termici. Se questi ultimi, infatti, non sono tali da poterli sfruttare mediante apposite macchine termiche⁴², si possono utilizzare delle celle di Peltier che, per effetto termoelettrico, convertono (anche se con rendimenti bassissimi) un flusso di calore in energia elettrica. Queste ultime però producono piccole potenze, solitamente sfruttate per applicazione di energy harvesting, e dunque poco adatte per applicazioni di potenza come queste ultime.

Esistono anche altri effetti sfruttabili, ad esempio le bio-batterie (che convertono materia organica in elettricità) e i trasduttori piezo-elettrici i quali, però, richiedono di una fonte che produca vibrazioni.

⁴² Con macchine termiche intendiamo tutte quelle macchine che sfruttano il calore per espandere i gas per poi raffreddarli ripetendo, poi, il ciclo. Sono ad esempio la Macchina di Carnot, tutte le turbine, il motore Otto e diesel, la macchina di Watt, il motore Stirling

13. Elenco figure

Illustrazione 1: Schemino riassuntivo di una cella fotovoltaica, fonte: http://www.green-building.it/	6
Illustrazione 2: Simbolo dei transistori nMOS da noi utilizzato.....	8
Illustrazione 3: forme d'onda dell'effetto Miller. Possiamo notare la corrente (in rosso) che corre su un carico puramente resistivo, la corrente ai capi del MOS (in blu) la potenza dissipata (in azzurrino) e la tensione sul Gate che rimane costante finché che la tensione ai capi del MOS non si annulla.....	9
Illustrazione 4: Induttori accoppiati ed equivalente circuitale, fonte: www.google.it	10
Illustrazione 5: Schema base di un alimentatore lineare.....	12
Illustrazione 6: Supponiamo la lastra grigia metallica a cui viene applicata una corrente mediante il percorso in blu; si apprezzerà una tensione sul circuito verde.....	14
Illustrazione 7: Circuito equivalente di una cella fotovoltaica.....	16
Illustrazione 8: Mappa dell'irradiazione solare al suolo.....	17
Illustrazione 9: Caratteristica impianto alla massima illuminazione.....	19
Illustrazione 10: Confronto tra le due caratteristiche: in rosso la corrente teorica alla massima radiazione, in giallo quella ridotta, in verde la potenza teorica e in blu quella nel caso di ridotta illuminazione.....	19
Illustrazione 11: Curva capacità ricavata dal datasheet delle batterie.....	22
Illustrazione 12: Collegamento delle batterie.....	27
Illustrazione 13: tipico schema dell'LTC4000-1. Si noti il collegamento del MOS per alimentare le batterie il quale possiede un diodo in antiparallelo a causa della tecnologia di fabbricazione.....	28
Illustrazione 14: Circuito per l'avviamento soft in LTSpice. Il carico escludibile è composto dal parallelo di R2 e C2 e come si può notare presenta una capacità da 100mF che deve essere caricata rapidamente; il MOS indicato non è quello che utilizzeremo nel circuito definito in quanto non è stato possibile reperirlo su LTSpice.....	30
Illustrazione 15: grafico di uno spegnimento e un avviamento. Abbiamo in verde la tensione del condensatore C3, in blu la Vgate, in azzurro la Vdrain e in rosso la Idrain	32
Illustrazione 16: Collegamento dei relè a doppia bobina.....	34
Illustrazione 17: Schema che adotteremo per il Cùk. Si noti la polarizzazione del pannello fotovoltaico e la disposizione del MOS. Il generatore V3 serve a fornire una tensione che simula quella delle batterie in quanto l'impianto è simulato da R1 e la tensione su questa resistenza è inizialmente nulla.....	35
Illustrazione 18: Andamento delle principali grandezze a regime. Possiamo vedere nella metà superiore del grafico le grandezze di potenza ossia la corrente condotta, la tensione	

del Source e la potenza dissipata; nella metà inferiore del grafico si hanno le grandezze relative alla parte di controllo ossia tensione di Gate, la tensione di comando e potenza consumata.....	36
Illustrazione 19: Spettro monolatero preso nelle frequenze di interesse di un segnale modulato PWM.....	38
Illustrazione 20: Collegamento della pulsantiera. Le resistenze servono solo per il Pull-Down, nel caso l'antirimbando verrà utilizzato via SW.....	40
Illustrazione 21: Schema del collegamento delle spie a LED.....	42
Illustrazione 22: notare che vi sono i diodi di protezione posti a V_r dove quest'ultima è la tensione con cui vengono alimentati i relè.....	43
Illustrazione 23: tipici segnali per controller basati su Hitachi 44780.....	44
Illustrazione 24: Tabella riassuntiva dei controlli che il uC deve sostenere direttamente	44
Illustrazione 25: Estratto dal datasheet del PIC18F4550 in cui si può vedere il circuito equivalente e le relative definizioni.....	46
Illustrazione 26: Pinout del PIC18F4550.....	46
Illustrazione 27: Tabella assegnazione delle funzioni. Abbiamo: O out digitale, I input digitale, I/O digitale, A analogico e C controllo.....	48
Illustrazione 28: Tipica applicazione dell'LM2576-XX che noi adotteremo per il nostro progetto.....	50
Illustrazione 29: configurazione di un convertitore Cùk. Fonte:Power Electronics, di Daniel W. Hart	51
Illustrazione 30: Circuito da noi utilizzato su LTSpice.....	58
Illustrazione 31: Insieme delle possibili casistiche dei funzionamenti limite del cùk.....	59
Illustrazione 32: Transitorio avviamento Cùk con potenza convertita bassa e tensione di uscita elevata.....	60
Illustrazione 33: risposta del Cook al gradino in cui improvvisamente inizia ad erogare 440W.....	61
Illustrazione 34: Modifica del circuito adottato per le simulazioni.....	62
Illustrazione 35: Andamento delle grandezze di uscita a regime per i valori presentati per la figura 32. Notare che V_{out} e $I(V3)$ sembrano praticamente costanti. In realtà ciò dipende dalla scala e $I(V3)$ ha delle variazioni non apprezzabili per la scala scelta.....	62
Illustrazione 36: Grandezze a regime nel caso in cui si adotti come carico un generatore di tensione reale.....	63
Illustrazione 37: Modifica della caratteristica: per migliorare l'andamento della corrente sul carico è stato adottato un condensatore più grosso.....	63
Illustrazione 38: classico circuito per generare la tensione di riferimento.....	65
Illustrazione 39: Schema di montaggio dell'LM431.....	65

Illustrazione 40: Schema del circuito di adattamento per la tensione delle batterie.....	67
Illustrazione 41: Schema a blocchi del sensore utilizzato. Fonte: datasheet produttore. .	70
Illustrazione 42: Configurazione dell'ACS758 suggerita dal datasheet.....	70
Illustrazione 43: Configurazione differenziale con filtro passa-basso sul ramo invertente	71
Illustrazione 44: Classico filtro passa-basso attivo del primo ordine.....	73
Illustrazione 45: Configurazione adottata per risolvere il problema.....	74
Illustrazione 46: Scheda madre.....	78
Illustrazione 47: Circuito di potenza. Alcuni collegamenti e componenti (batterie e sensore ACS758) sono stati indicati in verde in quanto non fanno parte del circuito stampato e verranno montate a parte.....	79
Illustrazione 48: valori ottenuti dalla curva capacità presentata in figura 11; si noti che la tensione è ipotizzata a 12V costante per tutto il periodo di scarica.....	81
Illustrazione 49: Diagramma del SW adottato per svolgere l'MPPT.....	87
Illustrazione 50: Primo circuito realizzato per il collaudo. Non risulta la versione definita discussa in queste pagine ma è la scocca su cui verranno montati gli apparati discussi in queste pagine.....	89
Illustrazione 51: Esempio di pala eolica commerciale di medio-bassa potenza auto-orientabile in funzione della direzione del vento. Fonte: www.google.it	91
Illustrazione 52: Semplice illustrazione del funzionamento di una cella di Peltier. Fonte: www.google.it	92

14. Bibliografia

Convertitori DC-DC, Cùk

Power Electronics, di Daniel W. Hart

Batterie, accumulatori

<http://www.lsoft.it/tecnica/batterie.htm>

http://it.wikipedia.org/wiki/Accumulatore_di_carica_elettrica

http://it.wikipedia.org/wiki/Accumulatore_litio-ione

Circuiti ad operazionali, elettronica analogica

L'elettronica analogica, Enrico Ambrosini, Tramontana editore

http://it.wikipedia.org/wiki/Valori_standard_resistori

<http://it.wikipedia.org/wiki/LED>

http://it.wikipedia.org/wiki/Filtro_Butterworth

Software e micro

<http://www.microchip.com/>

<http://www.zilog.com/>

<http://www.microchip.com/>

http://www.laurtec.it/italiano/tutorial/c18_step_by_step/BK001-

[IT_c18_step_by_step.pdf](#)

<http://www.settorezero.com/>

<http://it.emcelettronica.com/come-creare-dispositivi-usb-usando-microcontrollore-pic18f-14>

Software simulazioni:

<http://www.linear.com/>

<http://www.linear.com/designtools/software/#LTspice>

Ricerca componenti, datasheet:

<http://www.digikey.it/>

<http://www.alldatasheet.com/>

Altri link:

http://it.wikipedia.org/wiki/Effetto_Hall

<http://www.kitesurf-italia.com/conversione-vento-nodi-033.htm>

<http://www.linear.com/product/LTC4000-1>

Fotovoltaico

<http://www.fotovoltaicopreventivo.it/tabella-di-irraggiamento-solare-utile-per-gli-impianti-fotovoltaici>

<http://www.solaria.sitiwebs.com/page67.php>

<http://www.green-building.it/>

Appunti di Ing. Mirko Paglia – SUPSI fotovoltaico

Quaderni di applicazione tecnica N. 10, Impianti fotovoltaici – Power and productivity for a better world

Implementation of a DSP-Controlled Photovoltaic System with Peak Power Tracking – Chihchiang Hua, Member, IEEE, Jongrong Lin, and Chihming Shen

15. Ringraziamenti

In primo luogo vorrei ringraziare i miei genitori. Sono stati loro, infatti, che mi hanno spinto a frequentare l'università ed al tempo stesso l'istituto superiore che mi ha fornito un gran numero di basi senza le quali, probabilmente, non sarei arrivato fino a questo punto. Ma il più grosso ringraziamento verso i miei genitori va soprattutto per avermi fatto sviluppare (anche se un po' contro voglia) la mia principale passione: il modellismo ferroviario. Una decina di anni fa, infatti, iniziai ad avere bisogno dei primi alimentatori di buona fattura che costavano più che i modellini. Allora, armato di un po' di spirito combattivo realizzai il mio primo alimentatore sfruttando gli SCR. Alcuni anni dopo iniziai a costruire un plastico e iniziai ad aver bisogno dei primi circuiti per il controllo e l'automazione del tracciato. I primi erano a dir poco rudimentali ma imparai ben presto a padroneggiare relè e diodi. Nel frattempo mi ero iscritto all'ITIS di Urbino dove mano a mano imparai ad utilizzare transistor, porte logiche, integrati complessi, e microcontrollori. Presi come argomenti scolastici questi ultimi non erano interessanti ma applicati al modellismo erano più che affascinanti. Inutile dire che la mia tesina delle superiori verteva su un controllo per modellismo ferroviario.

Poi, ahimè, mi sono iscritto ad ingegneria. Qui tra lezioni ed esami ho iniziato a tralasciare un po' il modellismo anche grazie a nuove amicizie e nuovi passatempi. Ad allietare le lezioni c'è sempre stato un mazzo di carte.

Il motivo principale per cui questa tesi non tratta un argomento ferroviario ma la generazione e gestione dell'energia è che, oggi giorno, l'energia ha un ruolo cruciale nelle nostre vite. È quest'ultima che ci ha permesso di avere un'istruzione che permette di spostarci con agilità, conservare cibi, ecc. Il grave problema è che attualmente siamo dipendenti da nucleare a fissione e fonti fossili per l'approvvigionamento di energia e queste ultime fonti sono pericolose per la salute oltre che limitate.

Vorrei ringraziare i miei amici, tra cui vorrei ricordare Marco del Pivo, Lorenzo Tamburini, Francesca Gessi, Veronica Bruno, Alessia Rossini, Valentina Battisti, Serena Romani, Marco Zama e Andrea Pagliarani che in questi anni mi son stati particolarmente vicini e mi hanno aiutato a superare tutte le difficoltà.

Vorrei ringraziare, infine, il Micki's Pizza, rosticceria molto vicina alla facoltà che mi ha “nutrito” in questi anni.