

DIPARTIMENTO DI INGEGNERIA DELL'INFORMAZIONE  
CORSO DI LAUREA IN INGEGNERIA ELETTRONICA

TESI DI LAUREA MAGISTRALE

**DESIGN E SVILUPPO DI UN  
ILLUMINATORE A LED PER IL  
TESTING DI CELLE SOLARI  
CONTROLLATO MEDIANTE UN  
BUCK CONVERTER**

RELATORE: prof. Matteo Meneghini

CORRELATORE: dott. Francesco Piva

LAUREANDO: Nicola Busato

A.A. 2023-2024





UNIVERSITÀ DEGLI STUDI DI PADOVA  
DIPARTIMENTO DI INGEGNERIA DELL'INFORMAZIONE  
CORSO DI LAUREA IN INGEGNERIA ELETTRONICA

TESI DI LAUREA MAGISTRALE

**DESIGN E SVILUPPO DI UN  
ILLUMINATORE A LED PER IL  
TESTING DI CELLE SOLARI  
CONTROLLATO MEDIANTE UN  
BUCK CONVERTER**

RELATORE: prof. Matteo Meneghini

CORRELATORE: dott. Francesco Piva

LAUREANDO: Nicola Busato

A.A. 2023-2024





# Indice

<b>1</b>	<b>Introduzione</b>	<b>5</b>
<b>2</b>	<b>Descrizione del funzionamento delle componenti</b>	<b>7</b>
2.1	Dispositivi LED . . . . .	7
2.1.1	Dispositivi LED composti da un'unica omogiunzione . . . . .	7
	Spettro dei dispositivi LED . . . . .	8
2.1.2	LED composti da eterogiunzioni . . . . .	10
	Processi che diminuiscono l'efficienza delle eterostrutture . . . . .	11
2.1.3	Ricombinazioni elettrone-lacuna nella regione attiva . . . . .	14
	Ricombinazione radiativa . . . . .	14
	Evoluzione nel tempo della concentrazione dei portatori . . . . .	14
	Ricombinazione non-radiativa . . . . .	16
2.1.4	Efficienza quantica interna . . . . .	19
	Modello ABC . . . . .	20
2.1.5	Efficienza di estrazione . . . . .	21
2.1.6	Efficienza elettrica . . . . .	22
2.1.7	Efficienza Wall-plug . . . . .	22
2.1.8	LED bianchi . . . . .	23
	Colorimetria . . . . .	23
	Il radiatore planckiano . . . . .	23
	La temperatura correlata di colore . . . . .	24
	L'uso dei fosfori nella realizzazione di LED bianchi . . . . .	24
2.2	Circuito buck-converter . . . . .	26
2.3	Celle solari . . . . .	30
2.3.1	Fill Factor . . . . .	31
2.3.2	Meccanismi di perdita nelle celle solari . . . . .	32
	Perdite dovute alla riflessione della radiazione incidente . . . . .	32
	Perdite dovute al mancato assorbimento di fotoni . . . . .	33
	Perdite dovute alla presenza di resistenza parassite in serie e parallelo . . . . .	35
2.3.3	Celle solari formate da eterostrutture . . . . .	36
<b>3</b>	<b>Descrizione del progetto</b>	<b>39</b>
<b>4</b>	<b>Selezione dei LEDs</b>	<b>41</b>
4.0.1	Selezione del dissipatore di calore [8] . . . . .	43
<b>5</b>	<b>Regolatore Buck-converter LMR38010-Q1</b>	<b>49</b>
5.1	Selezione dei componenti per il circuito Buck converter . . . . .	51
5.1.1	Selezione della frequenza di switching . . . . .	51
5.1.2	Condensatore $C_{BOOT}$ . . . . .	52
5.1.3	Selezione delle capacità di uscita $C_{OUT_1}$ , $C_{OUT_2}$ . . . . .	52
	voltage ripple . . . . .	53
5.1.4	Selezione delle capacità di input $C_{IN_1}$ , $C_{IN_2}$ , $C_{IN_3}$ . . . . .	53
5.1.5	Selezione induttanza . . . . .	53
5.1.6	Protezione da sovracorrente . . . . .	54

5.2	Protezione sovrariscaldamento . . . . .	55
5.3	Modalità light load (PFM) . . . . .	56
5.4	Controllo del regolatore [14] . . . . .	57
5.4.1	Filtro RC . . . . .	58
5.5	Progettazione PCB con software Eagle . . . . .	61
5.6	Simulazioni PSPICE-FOR-TI . . . . .	64
5.6.1	Funzionamento in modalità CCM: $V_{out} = 37 V$ , $I_{out} = 1 mA$ , $R_{out} = 36 \Omega$ , . . . . .	64
5.6.2	Funzionamento in modalità PFM: $V_{out} = 27 V$ , $I_{out} = 50 mA$ , $R_{out} = 50 k\Omega$ , . . . . .	65
5.7	Fabbricazione prototipi del circuito buck-converter . . . . .	67
5.7.1	Prototipo realizzato usando una basetta millefori . . . . .	67
<b>6</b>	<b>Test sul dispositivo finale</b> . . . . .	<b>69</b>
6.1	Fotodiodo . . . . .	69
6.1.1	Fotoconduttività nei materiali semiconduttori . . . . .	69
6.1.2	Fotodiodo formato da una singola giunzione p-n . . . . .	70
6.1.3	Dimensioni del fotodiodo e potenza massima misurabile . . . . .	72
6.2	Relazione $V_{OUT}$ convertitore - valore imposto dall'MCU . . . . .	72
6.3	Risultati delle misure effettuate sul dispositivo finale . . . . .	74
6.3.1	Misura della variazione della potenza emessa dalla strip di LEDs in funzione della variazione della tensione di alimentazione . . . . .	74
6.3.2	Misura della potenza massima emessa dalla strip di LEDs ad una distanza variabile dal fotodiodo . . . . .	76
6.3.3	Misura dell'uniformità della radiazione emessa dalla strip . . . . .	78
	Misura effettuata con tensione di alimentazione $37 V$ . . . . .	78
	Misura effettuata con tensione di alimentazione $36 V$ . . . . .	79
	Misura effettuata con tensione di alimentazione $35 V$ . . . . .	80
6.3.4	Misura della variazione del ripple sulla tensione di uscita in funzione della variazione della tensione di uscita stessa . . . . .	81
6.3.5	Misura della caratteristica I-V di una cella solare illuminata dal Tester . . . . .	84
	Misura della corrente di cortocircuito $I_{SC}$ e tensione di circuito aperto $V_{OC}$ . . . . .	84
	Punto di massima potenza erogata e Fill Factor . . . . .	85
<b>7</b>	<b>Programmazione microcontrollore</b> . . . . .	<b>89</b>
7.1	Relazione $P_d$ emessa dalla strip - valore imposto dall'MCU . . . . .	90
7.2	Relazione tra distanza e densità di potenza irradiata dalla strip . . . . .	91
<b>8</b>	<b>Conclusioni</b> . . . . .	<b>95</b>

# Capitolo 1

## Introduzione

In questo lavoro di tesi si è realizzato un illuminatore per celle solari in grado di fornire una densità di potenza variabile. In particolare tale sistema è in grado di raggiungere una densità di potenza radiativa molto alta pari a 10 sun.

Dispositivi come questo sono di notevole importanza nel testing di celle solari. Infatti questi permettono sia di ridurre l'incidenza dei difetti di fabbricazione nei dispositivi testati, sia di evidenziare eventuali meccanismi di deterioramento che influiscono sul funzionamento delle celle solo dopo periodi di funzionamento molto lunghi. Infatti illuminando le celle con un'opportuna densità di potenza è possibile accelerarne i fenomeni di deterioramento, questo porta ad aggravare l'effetto che eventuali difetti di fabbricazione hanno sul funzionamento delle celle solari testate permettendo perciò di individuare e scartare le celle difettose. Inoltre l'accelerazione dei fenomeni di deterioramento permette anche di ottenere dati sull'influenza che questi hanno sul funzionamento delle celle per lunghi periodi di funzionamento in tempi molto minori di quanto richiederebbe la semplice monitoraggio di queste.

La tesi è divisa in 4 parti principali; la prima parte espone i principi fisici che governano il funzionamento delle componenti del tester, in particolare in questa sono approfonditi il funzionamento di LEDs, buck-converters e celle solari. Inoltre sono anche approfonditi diversi concetti di fotoilluminotecnica e colorimetria necessari a comprendere alcune delle scelte fatte per il progetto.

La seconda parte della tesi invece riguarda la realizzazione del dispositivo. Per soddisfare i requisiti sulla potenza emessa del tester ci si è serviti di una strip di LEDs selezionati a partire dai modelli presenti sul mercato, in particolare questi sono stati scelti dal catalogo di modelli disponibili sul sito Mouser Electronics. I principali parametri usati per la scelta sono stati lo spettro emesso, il range di potenze emesse, e infine la corrente e la tensione di alimentazione dei singoli dispositivi.

L'alimentazione e il controllo del sistema invece sono stati realizzati a partire da un circuito buck-converter e un microcontrollore della serie Arduino Uno. In particolare allo scopo di realizzare il circuito buck-converter sono stati valutati diversi circuiti integrati prodotti dalla compagnia Texas Instruments; infine la scelta è ricaduta sul regolatore buck-converter modello LM38010-Q1.

Allo scopo inoltre di analizzare il comportamento del sistema, prima della realizzazione del dispositivo finale, è stato usato il programma PSPICE-FOR-TI per effettuare delle simulazioni ed è stato creato un prototipo del circuito buck-converter usando una basetta mille fori.

La terza parte della tesi riguarda i test effettuati sul dispositivo. Per analizzare le caratteristiche elettriche e ottiche di quest'ultimo sono state misurate la potenza emessa dalla strip in funzione della tensione di alimentazione di quest'ultima, in funzione della distanza tra questa e l'area di test, l'uniformità del fascio prodotto e infine il ripple prodotto sulla tensione di alimentazione della strip dal buck-converter. A questo punto il tester è stato usato per illuminare una cella solare e

ricavarne la caratteristica I-V per diverse condizioni di illuminazione.

Infine la quarta parte della tesi si concentra sull'uso dei dati ottenuti durante i test per la realizzazione di un programma che permetta attraverso il microcontrollore di controllare l'intero sistema.

## Capitolo 2

# Descrizione del funzionamento delle componenti che formano il tester per celle solari

### 2.1 Dispositivi LED

#### 2.1.1 Dispositivi LED composti da un unica omogiunzione

I light-emitting diodes sono dispositivi in grado di emettere fotoni attraverso il processo di **ricombinazione spontanea** tra elettroni e lacune all'interno di materiali semiconduttori.

Per spiegarne il funzionamento è opportuno partire dalla descrizione del modello più semplice, ovvero quello formato dall'unione di due semiconduttori di tipo  $p$  ed  $n$  ricavati dallo stesso materiale ma caratterizzati dal diverso tipo e concentrazione degli atomi esterni introdotti; questo tipo di giunzione prende il nome di **omogiunzione** (Al fine di semplificare la spiegazione analizzeremo solo giunzioni le cui regioni  $p$  ed  $n$  presentano una concentrazione degli atomi introdotti costante in ogni punto dei due semiconduttori usati).

In questi dispositivi i portatori maggioritari presenti nelle due regioni tendono a diffondere nella regione a drogaggio inverso a causa della differente concentrazione presente in queste ultime. Quando queste cariche raggiungono la regione con portatori maggioritari di carica inversa esse tendono a ricombinarsi creando una concentrazione di cariche fisse; esse producono un campo elettrico via via crescente il quale impedisce la ulteriore migrazione di altri portatori portando il processo a raggiungere un punto di equilibrio. Le regioni interessate da questi fenomeni finiscono per rimanere quasi completamente svuotate di portatori liberi e per questo motivo risultano caratterizzate da una alta resistenza che limita il passaggio di corrente attraverso il LED. Al campo elettrico appena descritto corrisponde una barriera di potenziale data da (2.1)

$$V_D = \frac{kT}{q} \cdot \frac{N_D \cdot N_A}{n_i^2} \quad (2.1)$$

Questa barriera di potenziale influenza la struttura delle bande del dispositivo portandole ad assumere una conformazione simile a quella riportata in fig.2.1.

Se viene applicata una tensione ai capi del dispositivo LED, essa andrà ad alzare o abbassare la barriera di potenziale presente all'interfaccia delle due regioni del semiconduttore. Nel caso in cui tale tensione raggiunga il valore  $\approx V_D$ , la barriera si abbasserà ad un valore tale da permettere il passaggio delle cariche, incrementando così la corrente che può scorrere attraverso la giunzione. Tale cambiamento nel comportamento del dispositivo avviene poiché i portatori cominciano nuovamente a diffondersi attraverso le regioni precedentemente svuotate; infatti una

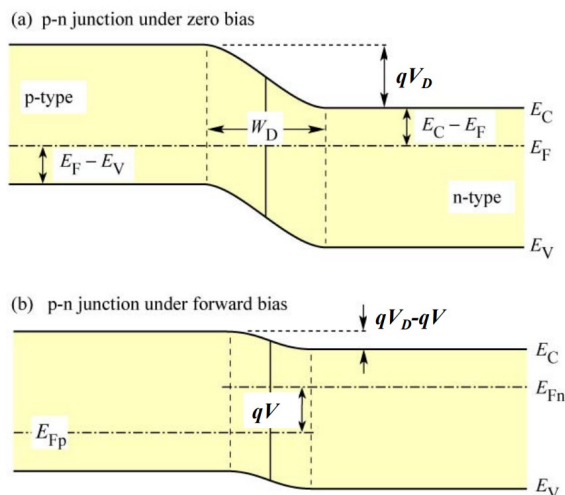


Figura 2.1: Struttura delle bande di valenza e conduzione di una giunzione  $p - n$  formata da un unico materiale semiconduttore diviso in due regioni di drogaggio opposto con concentrazione costante di atomi introdotti [1].

volta che questi raggiungono le regioni neutre, la loro probabilità di ricombinazione radiativa aumenta molto in quanto qui è presente una alta concentrazione di portatori di carica opposta e questo innesca quindi l'emissione di luce da parte del dispositivo.

### Emissione spontanea e spettro emesso dai dispositivi LED

Precedentemente, abbiamo citato il processo di emissione spontanea, quest'ultimo è un fenomeno fisico quantistico attraverso il quale è possibile per un elettrone transitare da uno stato ad alta energia ad uno a bassa energia attraverso l'emissione di un fotone di lunghezza d'onda appropriata, nel caso quest'ultima avvenga in un semiconduttore:

$$E_n - E_h = \frac{h}{\lambda} \quad (2.2)$$

dove  $E_n$  è l'energia dell'elettrone,  $E_h$  è l'energia della lacuna coinvolti nella transizione, e  $\lambda$  è la lunghezza d'onda del fotone emesso.

Considerando che l'energia cinetica media di elettroni e lacune è normalmente molto piccola rispetto all'ampiezza della banda proibita ed esaminando (2.2), si può concludere che la lunghezza d'onda del fotone emesso risulterà essere:

$$h\nu = E_n - E_h \approx E_g \quad (2.3)$$

La desiderata lunghezza d'onda emessa può quindi essere ottenuta selezionando opportunamente i materiali usati nella fabbricazione del dispositivo in modo da regolare appropriatamente l'ampiezza della banda proibita del sistema.

Inoltre l'ampiezza della banda proibita determina anche il valore indicativo di tensione da applicare al dispositivo (Diversi effetti possono portare sia ad un aumento che una diminuzione di questo valore):

$$E_g \approx \frac{h}{\lambda} \Rightarrow V \approx \frac{h}{\lambda \cdot q} \quad (2.4)$$

Allo scopo di ricavare lo **spettro emesso** dai dispositivi LED partiamo dallo scrivere un'espressione che ci dia un valore più preciso dell'energia del fotone emesso, a tale scopo assumiamo che i portatori abbiano **relazioni di dispersione** approssimativamente paraboliche in prossimità del

limite superiore della banda di valenza e del limite inferiore della banda di conduzione. Possiamo quindi riscrivere l'energia dei due portatori coinvolti come:

$$E_n = E_c + \frac{\hbar^2 k^2}{2 m_n^*} \quad (2.5)$$

$$E_h = E_v - \frac{\hbar^2 k^2}{2 m_h^*} \quad (2.6)$$

dove  $m_n^*$  e  $m_h^*$  sono le **masse efficaci** rispettivamente dell'elettrone e della lacuna e  $k$  è il **numero d'onda** ricavabile dalla funzione d'onda dei due portatori (vedi fig.2.2).

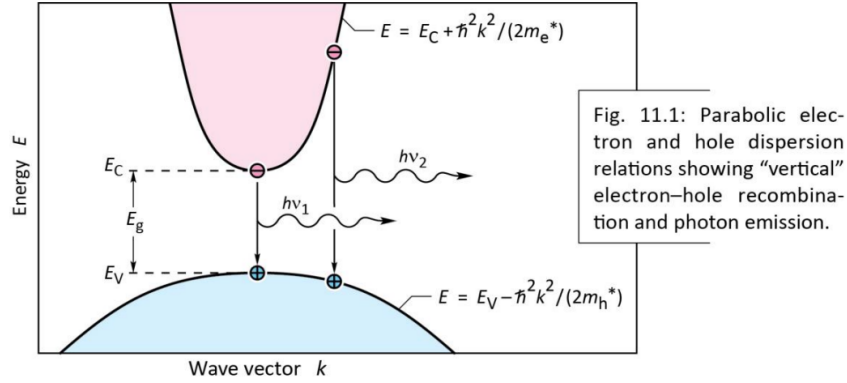


Figura 2.2: Relazione di dispersione di lacune ed elettroni con energie vicine ai limiti della banda di valenza e conduzione [1].

Se ora confrontiamo il momento dell'elettrone:

$$p = m_n^* v = \sqrt{2 m_n^* \nu^2} = \sqrt{2 m_n^* kT} \quad (2.7)$$

con il momento di un fotone di energia  $E_g$  (relazione di de Broglie):

$$p = \hbar k = \frac{h \nu}{c} = \frac{E_g}{c} \quad (2.8)$$

si può constatare come il momento del primo è di molti ordini superiore a quello del secondo, perciò il momento dell'elettrone non può variare in maniera significativa durante la transizione in quanto questo violerebbe il **principio di conservazione del momento**. Le uniche transizioni possibili sono quindi quelle descritte da un movimento quasi verticale sul piano  $(E, k)$ . Ipotizzando che l'elettrone nello stato iniziale e in quello finale abbia lo stesso momento, la lunghezza d'onda del fotone emesso può essere calcolata a partire da:

$$\frac{h}{\lambda} c = E_c + \frac{\hbar^2 k^2}{2 m_n^*} - E_v + \frac{\hbar^2 k^2}{2 m_h^*} = E_g + \frac{\hbar^2 k^2}{2 m_r^*} \quad (2.9)$$

dove

$$\frac{1}{m_r^*} = \frac{1}{m_n^*} + \frac{1}{m_h^*} \quad (2.10)$$

A partire da (2.9) è possibile ricavare la densità congiunta di stati, cioè la densità di stati per differenza di energia tra i quali è possibile il passaggio di un elettrone per emissione spontanea di un fotone:

$$\rho(E) = \frac{1}{2 \pi^2} \left( \frac{m_r^*}{\hbar^2} \right)^{3/2} \sqrt{E - E_g} \quad (2.11)$$

Considerando che la distribuzione di elettroni all'interno delle bande di energia è data dalla distribuzione di Boltzmann:

$$f_B(E) = e^{(-\frac{E}{kT})} \quad (2.12)$$

Dalle considerazioni appena fatte si può ottenere l'andamento dell'intensità emessa dal dispositivo in funzione dell'energia del fotone emesso:

$$I(E) = \rho(E) e^{-E/kT} \quad (2.13)$$

Il risultato è presentato in fig.2.3

Da (2.13) si possono ricavare due parametri fondamentali che descrivono lo spettro del dispositivo,

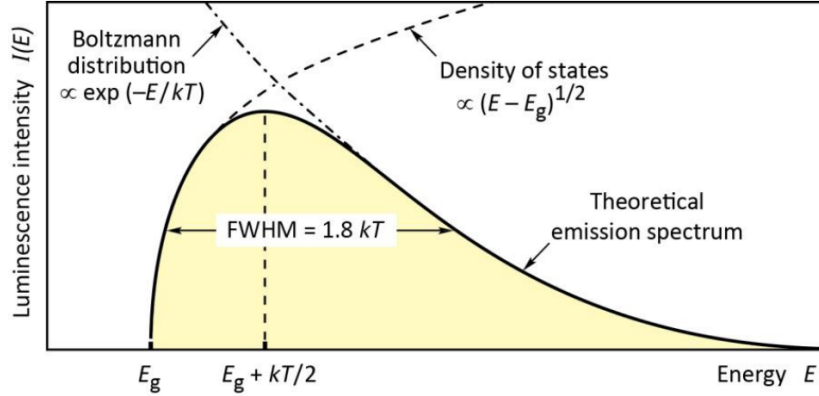


Figura 2.3: Intensità emessa da un dispositivo LED in funzione dell'energia del fotone emesso [1].

l'energia del fotone emesso per cui si presenta il picco di emissione:

$$E = E_g + \frac{1}{2}kT \quad (2.14)$$

e il FWHM (**F**ull **W**idth **H**alf **H**eight). Quest'ultimo è un parametro che permette di esprimere la larghezza dell'intervallo per cui una funzione ha valori significativamente maggiori di zero, in particolare per una funzione generica  $f(x)$  è definito come la differenza fra i valori assunti dalla variabile indipendente  $x$  quando  $f(x)$  è pari a metà del suo valore massimo, esso risulta essere:

$$\Delta E = 1.8kT \Rightarrow \Delta \lambda = \frac{1.8kT \lambda^2}{hc} \quad (2.15)$$

### 2.1.2 LED composti da eterogiunzioni

Gli svantaggi della tipologia di LED appena descritta hanno a che fare principalmente con la difficoltà di ottenere alte concentrazioni di portatori nelle regioni di ricombinazione. Infatti, nei LED fabbricati a partire da un unico materiale semiconduttore, i portatori prima di ricombinarsi possono arrivare a percorrere distanze relativamente grandi (comprese di norma nell'intervallo  $1 - 20 \mu m$ ). Considerato che il tasso di ricombinazione radiativa di portatori in un certo volume è direttamente proporzionale alla concentrazione di questi ultimi, allo scopo di diminuire il volume al cui interno avviene la ricombinazione, la maggior parte dei LED sviluppati per emettere un'alta intensità luminosa combinano semiconduttori con differenti ampiezze della banda proibita. Giunzioni formate dall'unione di semiconduttori possedenti bande proibite di diversa ampiezza sono chiamate **eterogiunzioni**.

Generalmente i materiali impiegati nella fabbricazione delle eterogiunzioni usate per i dispositivi LED moderni si possono dividere in due gruppi, il primo costituito da materiali con ampiezza della banda proibita piccola e materiali aventi ampiezza della banda proibita grande. Il primo gruppo è usato per la fabbricazione delle regioni attive, cioè le regioni dove avvengono la maggior parte delle ricombinazioni elettroni-lacuna, il secondo invece è usato per limitare il movimento dei portatori e confinarli nelle regioni dove avvengono le suddette transizioni. Se si considera che le zone di confinamento in **eterostrutture** generalmente hanno ampiezze comprese nell'intervallo  $\approx 1 - 0.01 \mu m$  si può intuire come le eterostrutture permettano di ottenere concentrazioni di portatori nelle regioni attive molto alte.



### Processi che diminuiscono l'efficienza dei dispositivi LED costituiti da eterogiunzioni

L'uso delle eterogiunzioni permette di aumentare sostanzialmente la concentrazione di portatori nella regione attiva, purtroppo però può anche indurre diversi fenomeni che portano ad una diminuzione dell'efficienza complessiva del dispositivo LED. In questa sezione approfondiremo alcuni di questi fenomeni.

**Aumento della resistenza del dispositivo dovuto alla formazione di dipoli alle interfacce delle unioni dei vari materiali semiconduttori.** L'uso delle eterogiunzioni come appena riportato permette di aumentare sostanzialmente la concentrazione di portatori nella regione attiva, purtroppo però può anche indurre un aumento della resistenza del dispositivo. La figura 1.4 illustra il fenomeno che causa tale aumento, in particolare la struttura a bande riportata si riferisce a eterogiunzioni costituite dall'unione di due materiali semiconduttori con drogaggio di tipo  $n$ . Nella giunzione riportata si verifica una migrazione di elettroni dal materiale con banda proibita più ampia al materiale con banda meno ampia, questi elettroni una volta migrati andranno ad occupare gli stati a minore energia del materiale semiconduttore appena raggiunto. Questo fenomeno crea un dipolo elettrico formato dagli atomi ionizzati del primo semiconduttore e dagli elettroni accumulati nel secondo materiale in prossimità della giunzione. Se il funzionamento del dispositivo richiede che ci sia un flusso di elettroni tra i due materiali, gli elettroni potranno superare tale barriera solo per effetto tunnel o se possiedono abbastanza energia termica, limitando la quantità di corrente che scorre nel dispositivo per una certa tensione applicata.

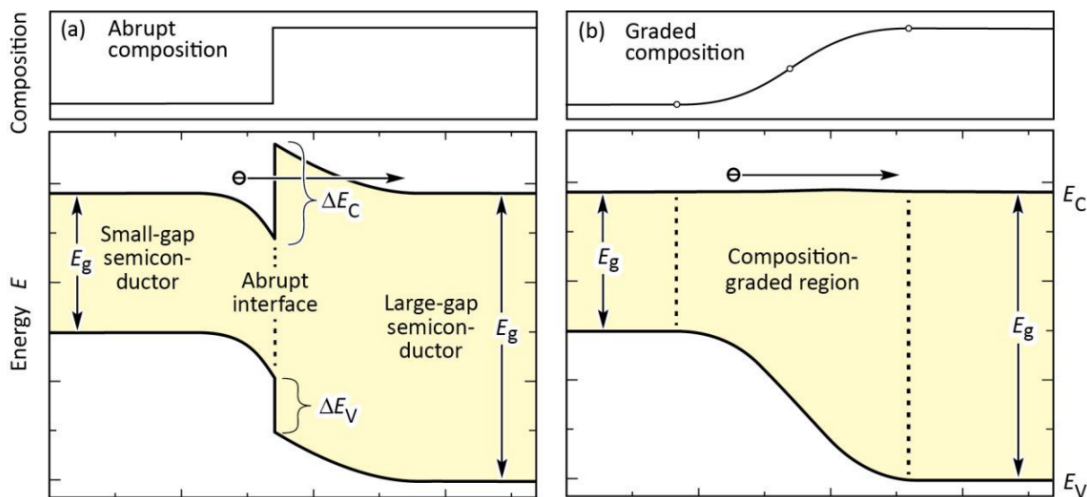


Figura 2.4: Struttura delle bande di valenza e conduzione di eterostrutture con (a) separazione netta dei due semiconduttori (b) con separazione graduale [1].

Tale aumento della resistenza del dispositivo può essere mitigato modificando la giunzione in modo che non ci sia un passaggio brusco tra i due semiconduttori, ma che questo avvenga gradualmente.

**Fuoriuscita dei portatori dalla regione attiva.** Le barriere che confinano i portatori nelle regioni attive oppongono alla fuoriuscita di questi ultimi una differenza di potenziale di diverse centinaia di  $meV$ . Essendo l'energia termica di tali portatori  $\approx kT$ , l'energia necessaria per attraversare le barriere è normalmente molto più grande di quella posseduta dalla maggior parte dei portatori. Nonostante questo alcuni elettroni o lacune sono in grado di acquisire abbastanza energia termica da poterle superare e diffondersi nelle regioni adiacenti.

Prendendo come caso esemplificativo di questo processo quello illustrato in fig.2.5 possiamo osservare come una certa frazione di elettroni nella regione attiva possiede energia sufficiente da potersi spostare nelle regioni adiacenti. La concentrazione di tali elettroni in prossimità delle giunzioni

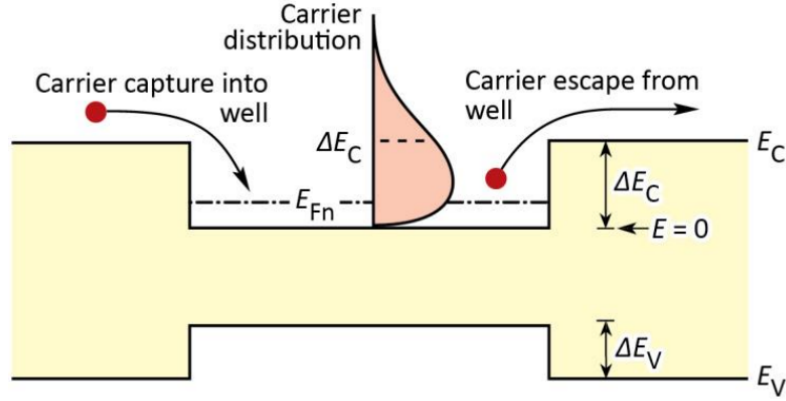


Figura 2.5: Fuoriuscita di portatori dalla regione attiva all'interno di una struttura formata da due eterogiunzioni [1].

può essere scritta come (2.16)

$$n_B = \int_{E_B}^{+\infty} \rho_{DOS}(E) \cdot f_{FD}(E) dE \quad (2.16)$$

dove  $\rho_{DOS}$  è la densità di stati,  $f_{FD}$  è la distribuzione di Fermi-Dirac e  $E_B$  è l'altezza delle barriere che confinano i portatori nella regione attiva. Nel nostro caso la formula diventa:

$$n_B = \frac{1}{2\pi^2} \left( \frac{2m_n^*}{\hbar^2} \right)^{\frac{3}{2}} \int_{E_B}^{+\infty} \frac{\sqrt{E - E_C}}{1 + e^{\frac{E - E_{Fn}}{kT}}} dE \quad (2.17)$$

È importante ricordare che avendo i portatori in questione energie molto più alte del livello di fermi è possibile approssimare la distribuzione di Fermi-Dirac con la distribuzione di Boltzman e quindi ottenere:

$$n_B = N_c e^{\frac{E_{Fn} - E_B}{kT}} \quad (2.18)$$

Dove  $N_c$  è la densità di stati nella regione attiva. Il processo di diffusione è governato dalla concentrazione dei portatori in prossimità della giunzione (cui è assegnata coordinata  $x = 0$ ) e dalla lunghezza di diffusione media  $L_n$ ; questi parametri ci permettono di scrivere la formula che governa la fuoriuscita dei portatori come:

$$n_B(x) = n_B(0) e^{-x/L_n} = N_c e^{(E_B - E_{Fn})/kT} e^{-x/L_n} \quad (2.19)$$

Per minimizzare questo processo è doveroso progettare adeguatamente l'eterostruttura che compone il dispositivo in modo che le barriere attorno alle regioni attive abbiano un'altezza sufficiente a confinare i portatori. La fuoriuscita di questi ultimi aumenta con l'aumento della temperatura, quindi questo fenomeno contribuisce a diminuire l'efficienza dei dispositivi LED ad alte temperature.

### Fuoriuscita dei portatori dalla regione attiva in condizioni di alta iniezione di portatori.

Un altro meccanismo che comporta la perdita di portatori si manifesta in corrispondenza di alte densità di corrente attraversanti l'eterogiunzione. Infatti in tale condizione la regione attiva si riempie di portatori, questi a causa dell'alta concentrazione occupano tutti gli stati liberi e questo porta conseguentemente all'innalzamento del livello di Fermi. Se tale densità raggiunge un valore sufficientemente alto, il livello di Fermi aumenterà fino ad assumere valore:  $E_F \approx E_C$ , in questa condizione una buona parte dei portatori possiede energia superiore alle barriere che confinano i portatori nelle regioni attive e quindi sono in grado di fuoriuscire da queste. A causa di questo fenomeno l'aumento della concentrazione di elettroni nella regione attiva oltre un certo limite non

comporta un corrispondente aumento della intensità luminosa emessa dal LED, tale aumento si traduce invece nell'aumento della fuoriuscita di portatori. La fuoriuscita di portatori per entrambi i meccanismi appena riportati significa un aumento della corrente necessaria per ottenere una certa intensità luminosa e quindi si tratta di una perdita netta di potenza.

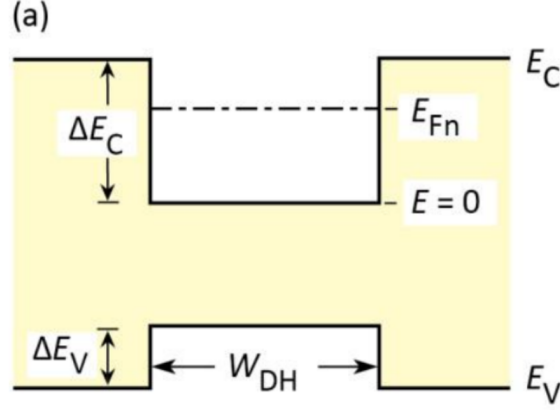


Figura 2.6: Schema a bande di una eterostruttura generica [1].

Procederemo ora al calcolo della **densità di corrente minima** che provoca la fuoriuscita di portatori, a questo scopo prendiamo a titolo di esempio una eterostruttura generica come quella rappresentata in fig.2.6. Possiamo scrivere l'equazione di continuità per i punti al suo interno nella forma:

$$\frac{dn}{dt} = \frac{J}{q \cdot W_{DH}} - Bnp \quad (2.20)$$

dove  $W_{DH}$  è lo spessore della regione attiva, ed  $B$  è il coefficiente bimolecolare di ricombinazione. Ipotizzando un'alta densità di corrente attraversante il dispositivo e ipotizzando di essere in steady-state (quindi  $n = p$ ,  $dn/dt = 0$ ), possiamo ricavare  $n$  da (2.20):

$$n = \sqrt{\frac{J}{q W_{DH} B}} \quad (2.21)$$

quindi la densità dei portatori aumenta con l'aumento della corrente passante attraverso il dispositivo e questo risulta nell'innalzamento del livello di Fermi. L'approssimazione di alta densità ci permette di scrivere:

$$\frac{E_F - E_C}{kT} = \left( \frac{3\sqrt{\pi}}{4} \frac{n}{N_C} \right)^{2/3} \quad (2.22)$$

In quanto stiamo considerando il caso in cui il livello di Fermi raggiunge il limite superiore della barriera, possiamo scrivere  $E_F - E_C = \Delta E_C$ , ed unendo le formule (2.21), (2.22) è possibile ricavare l'espressione della densità di corrente necessaria affinché gli elettroni comincino a fuoriuscire dalla regione attiva in numero non trascurabile:

$$j|_{overflow} = \left( \frac{4 N_C}{3\sqrt{\pi}} \right)^2 \left( \frac{\Delta E_C}{kT} \right)^3 q B W_{DH} \quad (2.23)$$

Come si può constatare più diminuiscono le dimensioni della regione attiva più aumenta la fuoriuscita di elettroni.

Ci sono diverse soluzioni progettuali per mitigare il fenomeno appena illustrato. Tre soluzioni possibili sono le seguenti:

- aumentare le dimensioni delle regioni attive.

- progettare la eterostruttura in modo che essa sia costituita da più regioni attive in serie.
- aumentare l'area dei contatti del dispositivo in modo da diminuire la densità della corrente entrante.

La fuoriuscita di portatori dalla regione attiva è quantificabile attraverso la cosiddetta **efficienza di iniezione**

$$\eta_{inj} = \frac{\text{Numero di elettroni ricombinati nella regione attiva nell' unita di tempo}}{\text{Numero di elettroni entranti nel dispositivo nell' unita di tempo}} \quad (2.24)$$

### 2.1.3 Ricombinazioni elettrone-lacuna nella regione attiva

Come accennato nella sezione precedente i dispositivi LED emettono fotoni attraverso il processo di ricombinazione radiativa di elettroni e lacune. Tale meccanismo di ricombinazione non è però l'unico agente nelle regioni attive dei LED, al contrario sono presenti diversi meccanismi di ricombinazione al termine dei quali non sono emessi fotoni e quindi che portano ad una diminuzione dell'efficienza del dispositivo. Questa sezione è dedicata all'approfondimento dei vari processi di ricombinazione che coinvolgono i portatori nelle regioni attive.

#### Ricombinazione radiativa

La **legge di azione di massa** dichiara che in condizioni di equilibrio (quindi in assenza di stimoli esterni come correnti elettriche che attraversano il dispositivo, fotoni incidenti o cambiamenti di temperatura) il prodotto della concentrazione degli elettroni e delle lacune rimane costante nel tempo. Questo ci permette di scrivere:

$$n_0 p_0 = n_i^2 \quad (2.25)$$

dove  $n_0, p_0$  sono le concentrazioni dei portatori nel semiconduttore all'equilibrio mentre  $n_i$  è la concentrazione di portatori nel semiconduttore non drogato sempre in equilibrio, detta anche **concentrazione intrinseca**.

Quando sono presenti stimoli esterni come correnti o fotoni incidenti sui materiali semiconduttori questi possono portare alla generazione di un eccesso di portatori:

$$n = n_0 + \Delta n, \quad p = p_0 + \Delta p \quad (2.26)$$

dove  $\Delta n$  e  $\Delta p$  sono rispettivamente la concentrazione degli elettroni e le lacune generate dallo stimolo esterno.

Siamo ora interessati a ricavare il tasso di ricombinazione  $R$  di questi ultimi, considerando che la ricombinazione di portatori necessita della presenza di un elettrone nella banda di conduzione e di una lacuna nella banda di valenza si può intuire come debba valere:  $R \propto n \cdot p$ . Possiamo quindi scrivere:

$$R = -\frac{dn}{dt} = -\frac{dp}{dt} = B np \quad (2.27)$$

dove  $B$  è il **coefficiente di ricombinazione bimolecolare** ed ha valore generalmente compreso tra  $10^{-11} - 10^{-9} \text{ cm}^3/\text{s}$  per semiconduttori a gap diretto del III-V gruppo.

#### Evoluzione nel tempo della concentrazione dei portatori in un semiconduttore al di fuori dalle condizioni di equilibrio nel caso della sola presenza della ricombinazione radiativa

Valuteremo in questa sezione l'evoluzione temporale della concentrazione dei portatori in un semiconduttore nel caso in cui sia presente una certa quantità di questi ultimi in eccesso rispetto alle condizioni di equilibrio, e che questi si ricombinino solo attraverso ricombinazione radiativa. In particolare di seguito distingueremo tra il caso in cui tale concentrazione di portatori in eccesso è molto bassa rispetto alla concentrazione dei portatori maggioritari o molto alta.

**Stimolo esterno produttore una bassa concentrazione di coppie elettrone-lacuna.** In questa sezione analizzeremo il comportamento nel tempo della concentrazione dei portatori in un semiconduttore sottoposto a uno stimolo il quale produce una concentrazione di coppie elettrone-lacuna  $\Delta n(t) = \Delta p(t)$  molto minore delle concentrazioni di portatori presenti nel semiconduttore in condizioni di equilibrio  $p_0, n_0$ . Ipotizziamo inoltre che il tasso di generazione dei portatori sia costante in ogni punto del materiale e, solo a titolo di esempio, che sia dato da un illuminazione uniforme del semiconduttore. Riscrivendo (2.27) come:

$$R = B[n_0 + \Delta n(t)][p_0 + \Delta p(t)] \quad (2.28)$$

e applicandovi le condizioni  $\Delta n(t) \ll (n_0 + p_0)$  e  $\Delta n(t) = \Delta p(t)$  si ottiene:

$$R = B[n_i^2 + (n_0 + p_0)\Delta n(t)] = R_0 + R_{excess} \quad (2.29)$$

dove  $R_0$  è il tasso di ricombinazione in condizione di equilibrio, mentre  $R_{excess}$  è il tasso di ricombinazione dei portatori generati dallo stimolo esterno. L'equazione di continuità all'interno del semiconduttore nel caso considerato risulta essere:

$$\frac{dn(t)}{dt} = G - R = (G_0 + G_{excess}) - (R_0 + R_{excess}) \quad (2.30)$$

Assumiamo ora che lo stimolo esterno, in questo caso la fonte di illuminazione, cessa per  $t = 0$  ( $G_{excess} = 0$ ), assumendo  $G_0 = R_0$  otteniamo l'equazione differenziale:

$$\frac{d\Delta n(t)}{dt} = -B(n_0 + p_0)\Delta n(t) \quad (2.31)$$

la cui soluzione risulta essere:

$$\Delta n(t) = \Delta n_0 e^{-B(n_0+p_0)t} = \Delta n_0 e^{-t/\tau} \quad (2.32)$$

dove:

$$\tau = \frac{1}{B(n_0 + p_0)} \quad (2.33)$$

la quale può essere semplificata nel caso di semiconduttori drogati di tipo  $p$  in:

$$\tau_n = \frac{1}{Bp_0} = \frac{1}{BN_A} \Rightarrow \frac{d\Delta n(t)}{dt} = -\frac{\Delta n(t)}{\tau_n} \quad (2.34)$$

invece nel caso di un semiconduttore con drogaggio di tipo  $n$ :

$$\tau_p = \frac{1}{Bn_0} = \frac{1}{BN_D} \Rightarrow \frac{d\Delta p(t)}{dt} = -\frac{\Delta p(t)}{\tau_p} \quad (2.35)$$

Una volta che lo stimolo cessa, la concentrazione dei portatori diminuisce esponenzialmente. La costante di tempo  $\tau$  rappresenta inoltre il tempo medio tra la generazione di un portatore minoritario e la sua ricombinazione.

**Stimolo esterno produttore un'alta concentrazione di coppie elettrone-lacuna** In questo caso lo stimolo esterno genera un'alta concentrazione di portatori nel semiconduttore rispetto alle concentrazioni di quest'ultimi in condizione di equilibrio: ( $\Delta n(t) \gg (n_0 + p_0)$ ). L'equazione (2.27) diventa:

$$\frac{d\Delta n(t)}{dt} = -B\Delta n(t)^2 \quad (2.36)$$

usando il metodo della separazione delle variabili si può ottenerne la soluzione:

$$\Delta n(t) = \frac{1}{Bt + \Delta n_0^{-1}} \quad (2.37)$$

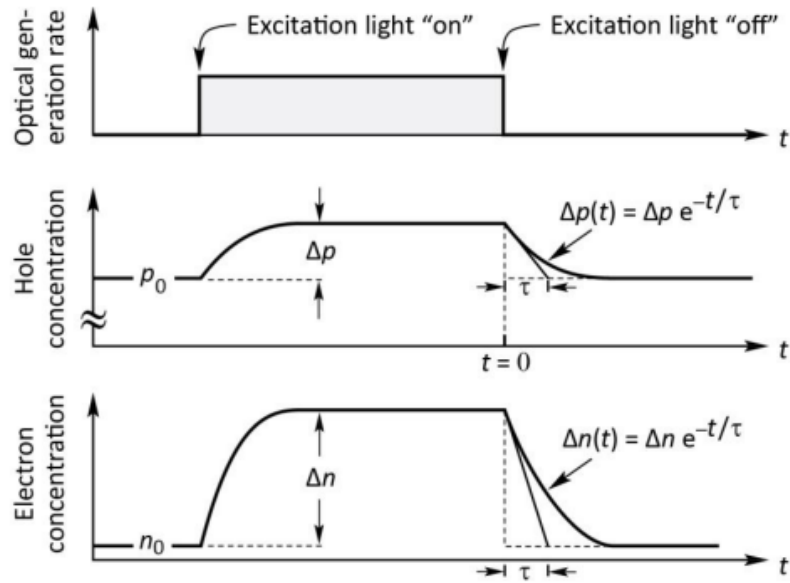


Figura 2.7: Concentrazione dei portatori in funzione del tempo in un semiconduttore di tipo  $p$  nel caso di uno stimolo che genera una concentrazione di coppie elettrone-lacuna  $\Delta n(t) = \Delta p(t) \ll p_0$  [1].

Come si può vedere il tasso di decadimento dei portatori non segue un andamento esponenziale; tutti i decadimenti non esponenziali comunque possono essere espressi come decadimenti esponenziali con costanti di tempo dipendenti dal tempo, in questi casi la costante di tempo assume la forma:

$$\tau(t) = - \frac{\Delta n(t)}{\frac{-d\Delta n(t)}{dt}} \quad (2.38)$$

applicando tale definizione a (2.37) otteniamo:

$$\tau(t) = t + \frac{1}{B \Delta n_0} \quad (2.39)$$

Come prevedibile dopo un periodo di tempo sufficientemente lungo, la concentrazione dei portatori nel semiconduttore diminuirà sufficientemente da rientrare nel caso di bassa concentrazione iniziale studiato nella precedente sezione. Una procedura per misurare l'entità dei fenomeni appena descritti è la misura della **luminescenza** emessa da un semiconduttore dopo che è stato illuminato da un impulso luminoso. In fig.2.4 è riportato il risultato di tale misura, come si può vedere dopo un certo intervallo di tempo il tasso di decadimento della concentrazione di portatori nei due casi appena studiati diventa uguale.

### Ricombinazione non-radiattiva

Come anticipato la ricombinazione di un elettrone con una lacuna non deve essere necessariamente seguita dall'emissione di fotoni, esistono infatti diversi processi che portano alla **ricombinazione non radiativa** dei due portatori. È molto importante studiare questi tipi di ricombinazione in quanto essi limitano l'efficienza dei dispositivi LED.

**Ricombinazione di Shockley-Read-Hall.** I difetti nella struttura del cristallo possono creare stati all'interno della banda proibita a livelli energetici molto diversi da quelli derivanti dagli atomi droganti. Tali stati sono in grado di aumentare la ricombinazione non radiativa nella struttura. Il

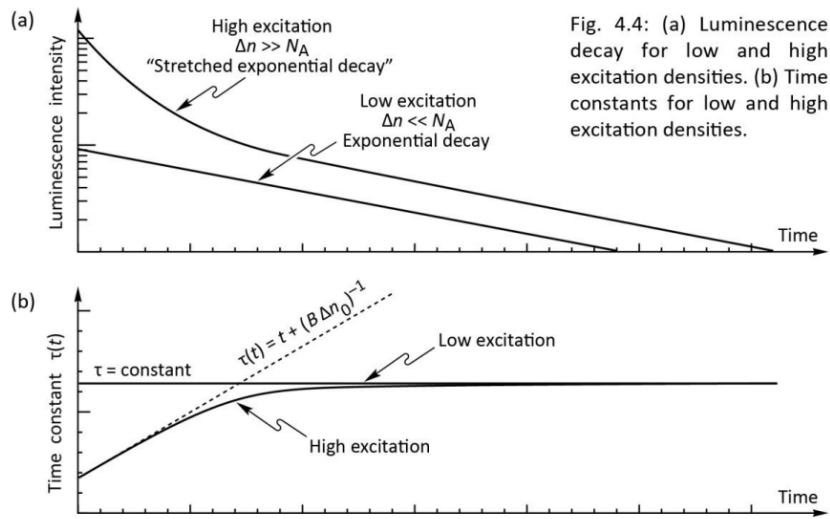


Fig. 4.4: (a) Luminescence decay for low and high excitation densities. (b) Time constants for low and high excitation densities.

Figura 2.8: Comparazione decadimento della concentrazione di portatori in eccesso nel caso di un'alta concentrazione di portatori iniziale e di una bassa concentrazione di portatori iniziale [1].

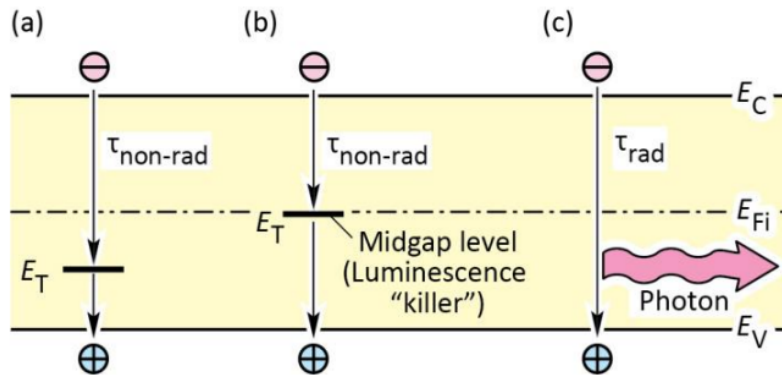


Figura 2.9: (a), (b) Ricombinazione non radiativa, gli stati che si trovano vicino al centro della banda proibita sono centri particolarmente efficienti di ricombinazione non radiativa (c) Ricombinazione radiativa [1].

tasso di ricombinazione di tali ricombinazioni è dato da (2.40)

$$R_{SR} = - \frac{p_0 \Delta n + n_0 \Delta p + \Delta n \Delta p}{(N_T \nu_p \sigma_p)^{-1} (n_0 + n_1 + \Delta n) + (N_T \nu_n \sigma_n)^{-1} (p_0 + p_1 + \Delta p)} \quad (2.40)$$

dove  $\Delta n = \Delta p$  sono le concentrazioni di elettroni e lacune generati da uno stimolo esterno ( ad esempio un illuminazione uniforme del semiconduttore),  $\nu_n$  e  $\nu_p$  sono le velocità termiche degli elettroni e delle lacune,  $\sigma_n$  e  $\sigma_p$  sono le **cross sections** degli stati trappola i cui livelli energetici si trovano all' interno della banda proibita, e infine:

$$n_1 = n_i \exp\left(\frac{E_T - E_{F_i}}{kT}\right) \quad p_1 = n_i \exp\left(\frac{E_{F_i} - E_T}{kT}\right) \quad (2.41)$$

dove  $E_{F_i}$  è il livello di fermi nel semiconduttore non drogato. La costante di tempo del processo di ricombinazione non radiativo può essere calcolato da:  $R_{SR} = \Delta n / \tau$ , e il risultato è:

$$\frac{1}{\tau} = \frac{p_0 + n_0 + \Delta n}{(N_T \nu_p \sigma_p)^{-1} (n_0 + n_1 + \Delta n) + (N_T \nu_n \sigma_n)^{-1} (p_0 + p_1 + \Delta p)} \quad (2.42)$$

Assumendo ora che il semiconduttore sia di tipo  $p$  ( $p_0 \gg n_0$ ,  $p_0 \gg p_1$ ) e che ci troviamo in condizioni di piccola deviazione dall'equilibrio ( $\Delta n \ll p_0$ ), il tempo di ricombinazione medio diventa:

$$\frac{1}{\tau} = \frac{1}{\tau_{n_0}} = N_T \nu_n \sigma_n \quad (2.43)$$

se si tratta invece di un semiconduttore di tipo  $n$  in maniera analoga si ottiene:

$$\frac{1}{\tau} = \frac{1}{\tau_{p_0}} = N_T \nu_p \sigma_p \quad (2.44)$$

Questi risultati dimostrano come il tasso di ricombinazione di Shockley-Read-Hall (dal nome dei primi ingegneri che hanno investigato questo tipo di ricombinazione) sia limitato dal tasso di cattura dei portatori minoritari.

L'equazione (2.42) può essere infine semplificata in (considerando piccole deviazioni dall'equilibrio:  $\Delta n \ll p_0$ ):

$$\tau = \tau_{n_0} \frac{p_0 + p_1}{p_0 + n_0} + \tau_{p_0} \frac{n_0 + n_1 + \Delta n}{p_0 + n_0} \approx \tau_{n_0} \frac{p_0 + p_1}{p_0 + n_0} \quad (2.45)$$

Come si può constatare da (2.45) il tempo di ricombinazione è costante per piccole deviazioni dall'equilibrio.

Infine, ipotizzando che:  $\nu_n \sigma_n = \nu_p \sigma_p$  e  $n_0 = p_0 = n_i$  l'equazione (2.45) si semplifica in:

$$\tau = \tau_{n_0} \left( 1 + \cosh \left( \frac{E_T - E_{F_i}}{kT} \right) \right) \quad (2.46)$$

Ispezionando l'equazione sopra riportata si può constatare come il tempo di ricombinazione abbia valore minimo per  $E_T = E_{F_i}$ , questo prova come stati ad energia vicina al centro della banda proibita siano i più efficaci come mediatori per la ricombinazione non radiativa. Inoltre è possibile notare che all'aumento della temperatura corrisponde una diminuzione del tempo di ricombinazione e quindi anche una diminuzione dell'efficienza dei dispositivi LED.

**Ricombinazione di Auger.** I processi di ricombinazione di Auger si hanno quando un elettrone si ricombina con una lacuna, l'energia prodotta da tale ricombinazione può essere ceduta ad un'altra lacuna o ad un elettrone. Questo processo porta tale lacuna a spostarsi verso livelli ad energia inferiore o specularmente porta tale elettrone a spostarsi verso livelli ad energia superiore. L'energia che il portatore ha così acquisito è poi velocemente dissipata attraverso l'emissione di fononi, portando il portatore ad ritornare al limite inferiore della corrispettiva banda. Il tasso di ricombinazione di Auger dei due processi ha formula:

$$R_{Auger} = C_p n p^2, \quad R_{Auger} = C_n n^2 p \quad (2.47)$$

Da (2.47) possiamo concludere che il primo tipo di ricombinazione di Auger sarà prevalente in semiconduttori di tipo  $p$  mentre il secondo tipo sarà prevalente in semiconduttori di tipo  $n$ . Nel caso di uno stimolo esterno che generi una alta quantità di portatori il tasso di ricombinazione di Auger si semplifica in:

$$R_{Auger} = (C_p + C_n) n^3 \quad (2.48)$$

**Ricombinazione superficiale.** La struttura delle bande di valenza e di conduzione viste finora presuppongono che il cristallo componente il semiconduttore cui fanno riferimento sia periodico. La superficie del materiale rappresenta una brusca interruzione nella suddetta periodicità, e questa unita all'impossibilità degli atomi superficiali di formare legami in egual modo agli atomi presenti negli strati interni del materiale, fa sì che si creino diversi stati all'interno della banda proibita in prossimità della superficie del semiconduttore. Allo scopo di calcolare il tasso di ricombinazione superficiale dei portatori, ipotizziamo di analizzare la struttura a bande vicino alla superficie di un semiconduttore di tipo  $p$  illuminato in maniera uniforme (quindi con tasso di generazione di coppie



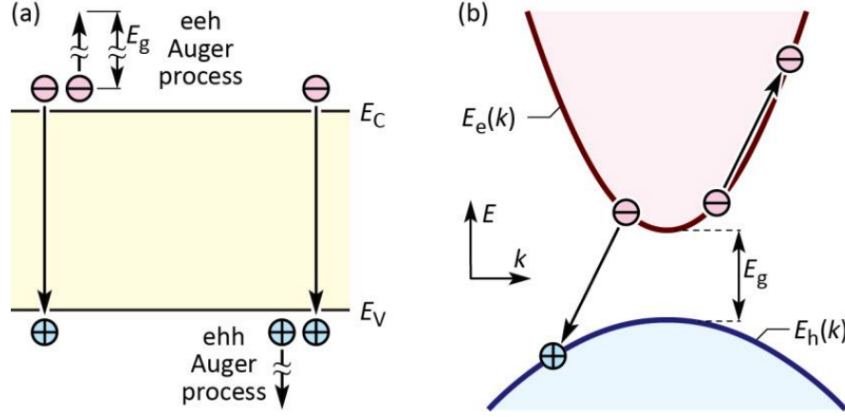


Figura 2.10: Ricombinazione di Auger [1].

elettrone-lacuna  $G \approx \text{const}$  in ogni punto del materiale), in tale regione l'equazione di continuità assume la forma:

$$\frac{\partial \Delta n(x, t)}{\partial t} = G - R + \frac{1}{q} \frac{\partial}{\partial x} J_n \quad (2.49)$$

dove  $J_n$  è la densità di corrente dovuta al flusso di portatori che si ricombina alla superficie del materiale semiconduttore. A partire da (2.34) si può ricavare un'espressione per il tasso di generazione di portatori negli strati interni del materiale:  $\Delta n_\infty = G \tau_n$ ; la corrente di diffusione verso la superficie invece assume la forma:

$$J_n = q D_n \frac{\partial \Delta n(x, t)}{\partial x} \quad (2.50)$$

e inserendo quest'ultima in (2.49) otteniamo:

$$\frac{\partial \Delta n(x, t)}{\partial t} = G - \frac{\Delta n(x, t)}{\tau_n} + D_n \frac{\partial^2 \Delta n(x, t)}{\partial x^2} \quad (2.51)$$

Imponiamo quindi la condizione:

$$q D_n \frac{\partial \Delta n(x, t)}{\partial x} \Big|_{x=0} = q S \Delta n(x, t) \Big|_{x=0} \quad (2.52)$$

dove  $S$  è la velocità di ricombinazione superficiale. Questa condizione impone che i portatori minoritari che diffondono verso la superficie si ricombinino tutti a contatto con essa. Date le premesse fatte la soluzione della precedente equazione risulta essere:

$$n(x) = n_0 + \Delta n(x) = n_0 + \Delta n_\infty \left( 1 - \frac{\tau_n S \exp(-x/L_n)}{L_n + \tau_n S} \right) \quad (2.53)$$

La ricombinazione superficiale può avvenire solo in presenza di entrambi i portatori in regioni vicino alla superficie, pertanto operando opportune scelte progettuali, è possibile mantenere la regione attiva (dove sono presenti molti portatori di entrambi i tipi) lontana da quest'ultima minimizzando così il numero di ricombinazioni non radiative. Figura 2.11 riporta l'andamento della concentrazione dei portatori in regioni vicino alla superficie del semiconduttore.

#### 2.1.4 Efficienza quantica interna

La componente della ricombinazione non-radiativa può essere notevolmente ridotta attraverso opportune scelte di progettuali ma mai eliminata completamente. Un parametro per quantizzare

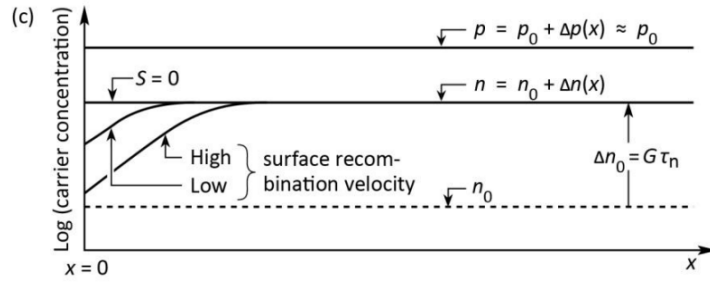


Figura 2.11: Ricombinazione superficiale per diversi tassi di ricombinazione  $S$  [1].

quanto prevalenti sono tali processi è l'**efficienza radiativa**, essa indica la probabilità che un portatore si ricombini radiativamente, ed è esprimibile come:

$$\eta_{rad} = \frac{\tau_r^{-1}}{\tau_r^{-1} + \tau_{nr}^{-1}} \quad (2.54)$$

dove  $\tau_r$  è il tempo medio di ricombinazione radiativa e  $\tau_{nr}$  è il tempo medio di ricombinazione non radiativa. Questa probabilità indica quanti fotoni sono prodotti in corrispondenza di un certo numero di elettroni iniettati nella regione attiva:

$$\eta_{rad} = \frac{\text{Numero di fotoni emessi dalla regione attiva nell'unità di tempo}}{\text{Numero di elettroni iniettati nella regione attiva nell'unità di tempo}} \quad (2.55)$$

Un altro valore molto importante nella valutazione dei dispositivi LED è l'efficienza quantica interna, ovvero:

$$\eta_{int} = \frac{\text{Numero di fotoni emessi dalla regione attiva nell'unità di tempo}}{\text{Numero di elettroni iniettati nel dispositivo nell'unità di tempo}} = \frac{P_{interna}/h\nu}{I/q} \quad (2.56)$$

Dalla definizione di efficienza quantica interna è possibile ricavare che essa è data dal prodotto dell'efficienza di iniezione e dell'efficienza radiativa:

$$\eta_{int} = \eta_{inj} \cdot \eta_{rad} \quad (2.57)$$

Allo scopo di poter calcolare il valore dell'efficienza quantica interna è possibile usare il cosiddetto **modello ABC** descritto nella prossima sezione.

### Modello ABC

Quando una corrente scorre attraverso un dispositivo LED in condizioni di in equilibrio, quest'ultima deve introdurre almeno tanti portatori per unità di tempo quanti si ricombinano nel dispositivo.

$$\frac{I}{q V_{active}} = R \quad (2.58)$$

Dove  $I$  è la corrente iniettata nel dispositivo e  $V_{active}$  è il volume della regione attiva. Il tasso di ricombinazione può essere calcolato a partire dalle formule dei processi di ricombinazione presentate nelle precedenti sezioni, a tale scopo assumiamo che il semiconduttore si trovi sottoposto ad uno stimolo esterno che genera coppie di portatori uniformemente in ogni punto:

$$n_0 \ll \Delta n, \quad p_0 \ll \Delta p \quad \Rightarrow \quad n \approx \Delta n = \Delta p \approx p \quad (2.59)$$

A partire da tali ipotesi ed ipotizzando che  $\sigma_n \nu_{th} N_T \ll \sigma_p \nu_{th} N_T$ , possiamo scrivere:

$$R_{SRH} = \sigma_n \nu_{th} N_T n = A n \quad \Rightarrow \quad \tau_{SRH} = A^{-1} \quad (2.60)$$

il tasso di ricombinazione di Auger sotto le premesse fatte è esprimibile come:

$$R_{radiative} = C n^3 \quad (2.61)$$

infine la ricombinazione radiativa è esprimibile come:

$$R_{radiative} = B n p = B n^2 \quad (2.62)$$

Quando si iniettano degli elettroni nel dispositivo è possibile che questi, una volta entrati nella regione attiva, fuoriescano da essa prima di ricombinarsi. Portatori che fuoriescono dalla regione attiva nella maggior parte dei casi si ricombinano non radiativamente nelle regioni adiacenti alla regione attiva, oppure ai contatti del dispositivo. Il modello ABC qui spiegato assume che i fenomeni di fuoriuscita dei portatori siano trascurabili ai fini del calcolo dell'efficienza quantica interna. Considerate le premesse possiamo scrivere:

$$\frac{I}{q V_{active}} = R = A n + B n^2 + C n^3 \quad (2.63)$$

La potenza luminosa emessa dal dispositivo risulta essere:

$$P = B n^2 h\nu V_{active} \quad (2.64)$$

dove  $h\nu$  è l'energia portata da ogni fotone. Perciò l'efficienza quantica interna si può riscrivere come:

$$\eta_{int} = \frac{B n^2 V_{active}}{I/q} = \frac{B n^2}{A n + B n^2 + C n^3} \quad (2.65)$$

### 2.1.5 Efficienza di estrazione

Non tutti i fotoni prodotti dalla regione attiva di un LED riescono ad uscire dal dispositivo, ciò è dovuto alla presenza di diversi meccanismi di perdita. Per esempio, alcuni fotoni possono essere riassorbiti dai materiali che compongono il LED stesso, altri dai contatti metallici, altri ancora non riescono ad uscire a causa del fenomeno della **riflessione totale interna**. L'**efficienza di estrazione** quantifica le perdite dovute a questi meccanismi ed è data dall'espressione:

$$\eta_{est} = \frac{\text{Numero di fotoni emessi dal dispositivo nell'unità di tempo}}{\text{Numero di fotoni emessi dalla regione attiva nell'unità di tempo}} \quad (2.66)$$

ovvero:

$$\eta_{est} = \frac{P_{LED}/h\nu}{P_{interna}/h\nu} \quad (2.67)$$

Le perdite dovute a meccanismi appena citati sono di norma molto ingenti, infatti è difficile portare l'efficienza di estrazione oltre il 50% senza impiegare processi produttivi molto sofisticati. Come anticipato, un importante meccanismo che riduce il numero di fotoni in grado di uscire dal dispositivo è quello legato al fenomeno della cosiddetta riflessione totale interna; a causa di quest'ultima, se un fotone dopo la generazione nella regione attiva incide con un angolo sufficientemente elevato al confine semiconduttore-aria, esso verrà riflesso all'interno del LED. Questo meccanismo impatta notevolmente l'efficienza dei dispositivi LED, specialmente quelli fabbricati a partire da semiconduttori con alto indice di rifrazione.

**Riflessione totale interna nei dispositivi LED.** Assumendo che l'angolo di incidenza sul confine semiconduttore-aria sia  $\phi$  e l'angolo di rifrazione sia  $\Phi$ , allora per la legge di Snell:

$$n_s \sin(\phi) = n_{air} \sin(\Phi) \quad (2.68)$$

dove  $n_s$ ,  $n_{air}$  sono gli indici di rifrazione del semiconduttore e dell'aria. A partire da tale formula, ponendo  $\Phi = 90^\circ$ , possiamo ricavare l'angolo critico per cui avviene la riflessione interna totale dei fotoni:

$$\sin(\phi_c) = \frac{n_{air}}{n_s} \sin(90^\circ) \Rightarrow \phi_c = \arcsin\left(\frac{n_{air}}{n_s}\right) \quad (2.69)$$

Normalmente l'angolo critico ha valore molto basso e questo ci permette di approssimarne il valore come  $\sin \phi_c \approx \phi_c$ :

$$\phi_c \approx \frac{n_{air}}{n_s} \quad (2.70)$$

tale angolo definisce il cono di fuoriuscita dei fotoni prodotti nella regione attiva, i fotoni la cui direzione di propagazione incide sul confine per un angolo superiore a  $\phi_c$  non sono in grado di propagarsi all'esterno e sono riflessi all'interno del materiale. Se ipotizziamo una regione attiva puntiforme che emette fotoni in tutte le direzioni, allora:

$$P_{fuoriuscita} = P_{sorgente} \frac{2 \pi r^2 (1 - \cos(\phi_c))}{4 \pi r^2} \quad (2.71)$$

Dove  $2 \pi r^2 (1 - \cos(\phi_c))$  è l'area della calotta che sottende il cono di fuoriuscita, e  $4 \pi r^2$  è la superficie della sfera. Siccome l'angolo di riflessione totale per materiali con alto indice di rifrazione è molto basso, allora il termine coseno può essere espanso in serie, considerando come negligibili i termini di grado superiore al secondo. Si può perciò semplificare in:

$$\frac{P_{fuoriuscita}}{P_{sorgente}} \approx \frac{1}{2} \left( 1 - \left( 1 - \frac{\phi_c^2}{2} \right) \right) = \frac{1}{4} \phi_c^2 \Rightarrow \frac{P_{fuoriuscita}}{P_{sorgente}} \approx \frac{1}{4} \frac{n_{air}^2}{n_s^2} \quad (2.72)$$

In quanto la maggior parte dei semiconduttori ha indice di rifrazione molto elevato ( $> 2.5$ ) una gran parte della potenza prodotta dalla regione attiva non fuoriesce dal dispositivo.

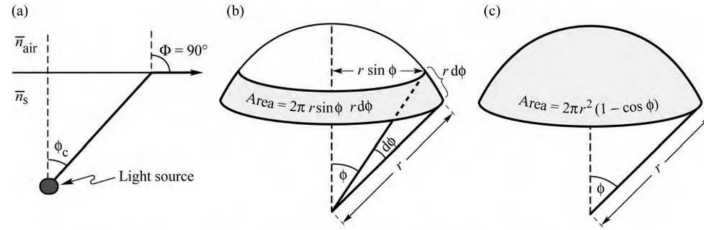


Figura 2.12: (a) Definizione di angolo critico (b) calcolo della calotta sottesa dal cono di fuoriuscita (c) Cono di fuoriuscita [1].

### 2.1.6 Efficienza elettrica

Se sono presenti resistenze parassite in serie al dispositivo, queste provocano un aumento della tensione necessaria per ottenere un certo livello di emissione luminosa, oltre a dissipare una parte della potenza per effetto joule. La potenza dissipata per effetto joule può essere calcolata come:

$$P_R = I \left( V_f - \frac{h \nu}{q} \right) \quad (2.73)$$

quindi l'efficienza elettrica risulta essere:

$$\eta_{elet} = \left( \frac{I V_f - I (V_f - h \nu / q)}{I V_f} \right) = \frac{h \nu}{q V_f} \quad (2.74)$$

### 2.1.7 Efficienza Wall-plug

La efficienza Wall-plug è data dalla potenza della radiazione emessa divisa dalla potenza elettrica entrante nel circuito:

$$\eta_{wp} = \frac{P_{optical}}{P_{electrical}} = \frac{P_{optical}}{I \cdot V} \quad (2.75)$$

è possibile verificare che l'efficienza wall-plug è esprimibile come:

$$\eta_{wp} = \eta_{int} \cdot \eta_{est} \cdot \eta_{elet} \quad (2.76)$$

### 2.1.8 LED bianchi

#### Colorimetria

La colorimetria è la scienza che studia la percezione umana del colore. L'occhio umano è in grado di rilevare e distinguere onde elettromagnetiche la cui lunghezza d'onda ricade all'interno del cosiddetto spettro visibile, il quale si estende da 380 a 780 nm con lievi variazioni da individuo ad individuo. Quando uno stimolo luminoso composto da radiazioni con lunghezze d'onda comprese in questo intervallo raggiunge l'occhio, esse stimolano in maniera differente i diversi recettori presenti nella retina. Questi recettori sono di vari tipi e posseggono varie funzioni; quelli adibiti al riconoscimento dei colori in particolare sono divisi in tre gruppi: i coni blu, rossi e verdi. Allo scopo di classificare le diverse sorgenti luminose la Commission internationale de l'Eclairage (CIE) ha creato un strumento standard di comparazione e classificazione degli stimoli luminosi chiamato **diagramma monocromatico**. Esso è basato sulla quantificazione dello stimolo che coinvolge questi recettori quando su di essi incidono fotoni appartenenti allo spettro visibile. Per classificare gli stimoli luminosi, sono state definite delle funzioni particolari chiamate **funzioni di color-matching**, il quale valore varia a seconda della lunghezze d'onda emesse dalle sorgenti, ed esso è stato determinato attraverso esperimenti usando soggetti umani. In particolare, i soggetti che hanno preso parte a tali esperimenti hanno dovuto ricreare la cromaticità di sorgenti approssimativamente monocolori, cioè il cui spettro è compreso in un intervallo molto stretto di frequenze, aggiustando le intensità di tre sorgenti a loro volta monocolori: una rossa, una blu e una verde. Infine, queste funzioni sono state manipolate matematicamente per ottenere un nuovo insieme di tre funzioni di cui una soddisfa la condizione:  $\bar{y}(\lambda) = V(\lambda)$ , dove  $V(\lambda)$  è la sensibilità dell'occhio umano alle varie lunghezze d'onda. Usando queste funzioni è possibile classificare ogni stimolo luminoso in base a due coordinate che ne individuano la posizione in un piano cartesiano e una che ne indica l'intensità:

$$X = \int_{\lambda} \bar{x}(\lambda) P(\lambda) d\lambda, \quad Y = \int_{\lambda} \bar{y}(\lambda) P(\lambda) d\lambda, \quad Z = \int_{\lambda} \bar{z}(\lambda) P(\lambda) d\lambda \quad (2.77)$$

$$x = \frac{X}{X + Y + Z}, \quad y = \frac{Y}{X + Y + Z} \quad (2.78)$$

In figura 2.13 sono riportate le funzioni di color-matching mentre in 2.14 è riportato il diagramma monocromatico.

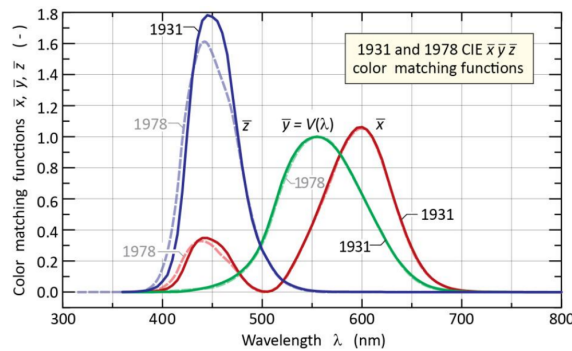


Figura 2.13: CIE (1931) CIE (1978), le funzioni di color-matching del 1931 sono ancora quelle usate ufficialmente negli stati uniti.

#### Il radiatore planckiano

Un gruppo di sorgenti luminose di particolare interesse è dato dai cosiddetti **radiatori planckiani** o **corpi neri ideali**. Tali sorgenti emettono onde elettromagnetiche la cui intensità per lunghezza d'onda segue la formula:

$$I(\lambda) = \frac{2 h c^2}{\lambda^5 \left( \exp\left(\frac{hc}{\lambda kT}\right) - 1 \right)} \quad (2.79)$$

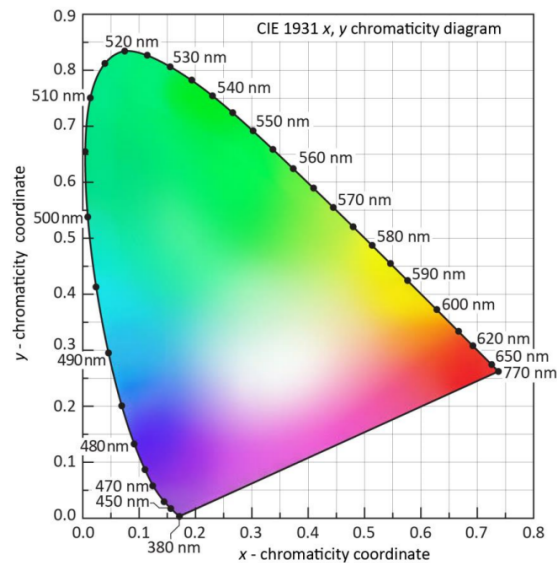


Figura 2.14: Diagramma monocromatico.

Lo spettro emesso dai corpi neri è di particolare interesse in quanto possiede due caratteristiche importanti:

- L'intensità emessa da questi ultimi dipende solo dalla loro temperatura
- Lo spettro del sole è molto simile a quello emesso da un corpo nero di temperatura  $\approx 6000K$

### La temperatura correlata di colore

L'emissione di corpo nero può essere usata per comparare la luce bianca emessa da diverse sorgenti. A questo scopo è stato definito un parametro, la cosiddetta temperatura correlata di colore (CCT); quest'ultima è data dalla temperatura del radiatore planckiano la cui emissione si trova cromaticamente più vicina all'emissione della sorgente esaminata. La CCT è facilmente ricavabile a partire dalla posizione dello stimolo analizzato nel cosiddetto piano a cromaticità uniforme ( $u'$ ,  $v'$ ), una variante del diagramma monocromatico (vedi fig.2.15). Una volta individuate le coordinate della sorgente analizzata nel piano a cromaticità uniforme, la temperatura di colore è semplicemente data dalla temperatura del corpo nero che si trova alla minore distanza dalla sorgente. (vedi fig.2.15):

### L'uso dei fosfori nella realizzazione di LED bianchi

Un fosforo è un materiale che eccitato da una radiazione di lunghezza d'onda  $\lambda_1$  emette una radiazione di lunghezza d'onda  $\lambda_2$ . Questi materiali si distinguono in due categorie a seconda che la radiazione riemessa abbia lunghezza d'onda:  $\lambda_1 > \lambda_2$  oppure  $\lambda_1 < \lambda_2$ . In particolare nel caso in cui la lunghezza d'onda riemessa sia minore di quella assorbita si rende necessaria la presenza di almeno due fotoni in quanto è necessario soddisfare il principio di conservazione dell'energia. In ogni caso nonostante l'efficienza di questo secondo tipo di conversione aumenti con l'aumentare della densità di fotoni  $\lambda_1$  presenti, questa rimane sempre limitata a pochi punti percentuali, al contrario nel caso  $\lambda_1 > \lambda_2$  l'efficienza ottenibile risulta vicina al 100%; per questa e altre motivazioni i dispositivi led si basano prevalentemente sullo sfruttamento del secondo processo.

Il fenomeno di riemissione della radiazione assorbita appena descritto prende il nome di **fotoluminescenza** e può avvenire attraverso due modalità a seconda se la transizione è spin-allowed o spin-forbidden. Nel primo caso il tempo di vita medio è più corto ( $\approx 10 - 100 ns$ ) e prende il nome

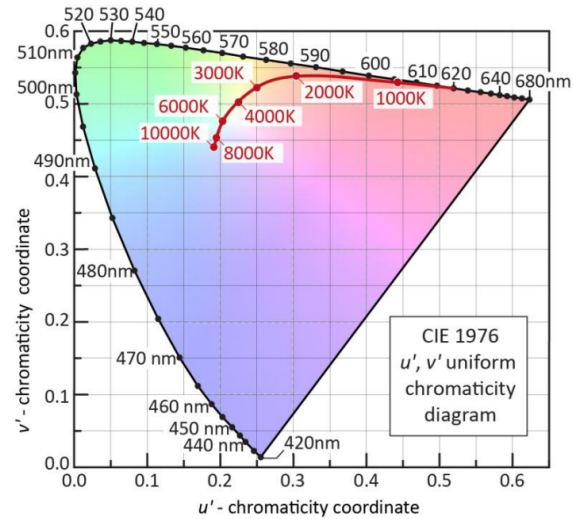


Figura 2.15: CIE (1931) CIE (1978), le funzioni di color-matching del 1931 sono ancora quelle usate ufficialmente negli stati uniti.

di **fluorescenza**, mentre nel secondo caso il tempo di vita medio è più lungo ( $> 100 \mu s$ ) e prende il nome di **fosforescenza**. I fosfori sono in grado di emettere attraverso entrambi i processi, nonostante ciò quello favorito nella produzione di LED è il primo, in quanto il processo di fosforescenza tende a saturare per alte emissioni.

## 2.2 Circuito buck-converter

Per spiegare il funzionamento di un **circuito buck converter** partiremo dallo studio del circuito semplificato presentato in fig.2.16.

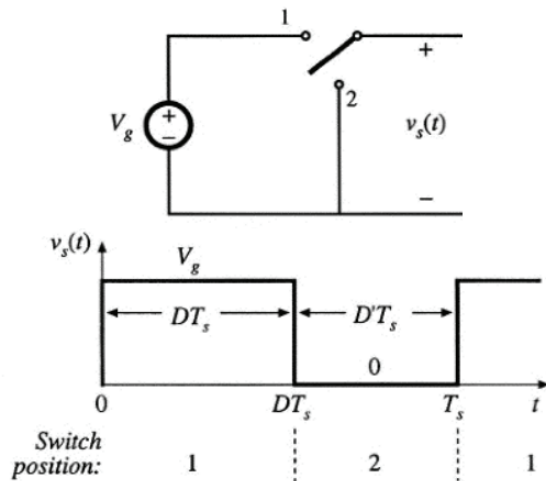


Figura 2.16: Uso di un interruttore ideale per ottenere in output una tensione di uscita  $v_S(t)$  con componente *DC* minore della tensione di alimentazione  $V_g$  [2].

Come si può notare, quando lo switch è in posizione 1 la tensione di uscita risulta essere:  $v_S(t) = V_g$ , mentre quando lo switch è in posizione 2:  $v_S = 0$ . L'ammontare di tempo per cui lo switch rimane in posizione 1 è espresso come  $DT_S$ , dove  $D$  prende il nome di **Duty cycle** e  $T_S$  è il periodo del segnale  $v_S$ , detto anche **periodo di switching**. Normalmente lo switch è costituito da una coppia di dispositivi a semiconduttore come per esempio una coppia di transistor o un diodo e un transistor. Sapendo che la componente continua di un segnale  $v_S(t)$  può essere ricavata da:

$$V_S = \frac{1}{T_S} \int_0^{T_S} v_S(t) dt = \frac{1}{T_S} (DT_S V_g) = D V_g \quad (2.80)$$

si nota che il segnale di uscita del circuito  $v_S(t)$  ha componente continua data dalla tensione di alimentazione scalata dal duty cycle del circuito.

Grazie all'aggiunta di un filtro come in fig.2.17, possiamo isolare la componente continua del segnale  $v_S(t)$  e rigettare le componenti AC. Questo permette di alimentare con una tensione quasi costante un carico  $R$ .

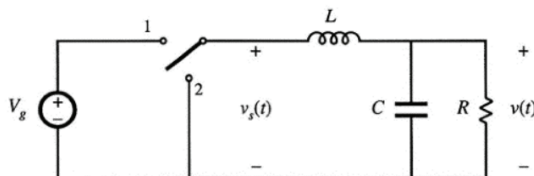


Figura 2.17: Circuito buck-converter [2].

Considerato che a livello teorico tutte le componenti del circuito, ad eccezione della resistenza, nella loro versione ideale non dissipano energia, è possibile ottenere una convertitore con efficienza 100%.

Analizzeremo ora più nel dettaglio il funzionamento del filtro LC.  $v_S(t)$  può essere riscritto grazie



all'espansione di Fourier come:

$$v_S(t) = V_{S,0} + \sum_{k=1}^{+\infty} V_{S,k} \sin(k \omega_S t + \phi_k) \quad (2.81)$$

mentre la funzione di trasferimento del filtro è data da:

$$H(s) = \frac{1}{1 + s \frac{L}{R} + s^2 LC} = \frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_0 Q} + \frac{s^2}{\omega_0^2}} \quad (2.82)$$

Tale funzione di trasferimento ha modulo unitario per frequenza nulla  $|H(0)| = 1$ , mentre per frequenze superiori alla frequenza di taglio  $f_x = \frac{\omega_x}{2\pi}$  il modulo diminuisce molto velocemente. Il processo di switching produce un segnale  $v_s(t)$  la cui trasformata di Fourier è discontinua e presenta componenti alle frequenze:  $f = k f_S$  con  $k = 0, 1, 2, \dots + \infty$ , perciò per rigettare tutte le componenti AC e preservare la componente DC dobbiamo dimensionare le componenti del filtro in modo che risulti:  $f_x \ll f_S$ . Il segnale di output  $v_o(t) = v(t)$  può essere riscritto come:

$$v_o(t) = V_o + \sum_{k=1}^{+\infty} |H(j k \omega_S)| V_{S,k} \sin(k \omega_S t + \phi_{o,k}) \quad (2.83)$$

dove il termine  $|H(j k \omega_S)|$  può essere riscritto come:

$$|H(j k \omega_S)| \approx \left| \frac{1}{\left(\frac{j k \omega_S}{\omega_0}\right)^2} \right| \approx \left(\frac{\omega_0}{\omega_S k}\right)^2 \quad (2.84)$$

perciò per  $f_x \ll f_S$  le componenti AC del segnale risultano fortemente attenuate e quindi:

$$v_o \approx V_o = D V_g \quad (2.85)$$

Analoghi ragionamenti possono essere usati per descrivere il comportamento di un circuito buck converter anche nel caso in cui il carico non sia una resistenza. In particolare l'approssimazione (2.85) è applicabile allo studio della maggior parte dei circuiti buck-converters ed è chiamata **approssimazione small-ripple**.

Adesso possiamo passare all'analisi del comportamento della corrente che attraversa l'induttore quando lo switch si trova in posizione 1:

$$v_L = V_g - v(t) \underset{SRA}{\approx} V_g - V \quad (2.86)$$

sostituendo (2.86) nella formula della tensione dell'induttore:

$$v_L(t) \approx V_g - V = L \frac{di_L(t)}{dt} \Rightarrow \frac{di_L}{dt} = \frac{V_g - V}{L} \quad (2.87)$$

mentre durante l'intervallo in cui lo switch è in posizione 2 la corrente è ricavabile dalla seguente equazione differenziale:

$$\frac{di_L(t)}{dt} = -\frac{V}{L} \quad (2.88)$$

Quanto riportato finora ci permette infine di ricavare il grafico dell'andamento della corrente che attraversa l'induttore, tale grafico è riportato in figura 2.18. Possiamo ora calcolare l'ampiezza della variazione della corrente attraversante l'induttore, indicata nella figura 2.18 con  $\Delta i = 2 \Delta i_L$ .

$$\Delta i = \frac{V_g - V}{L} (D T_S) = \frac{V_g}{f_s L} (1 - M) M = \frac{V_o}{f_s L} (1 - M) \quad (2.89)$$

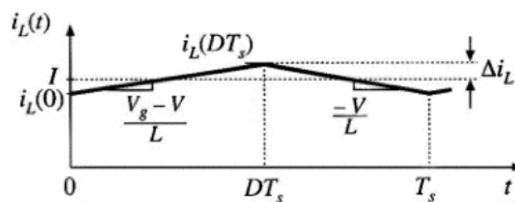


Figura 2.18: Corrente attraversante l'induttore di un circuito buck-converter [2].

**Calcolo della variazione della tensione di uscita del convertitore.** La tensione di uscita presenta sempre una componente AC per quanto piccola essa sia. L'approssimazione small-ripple ci impedisce di calcolare quest'ultima, per questo bisogna adottare un approccio differente, quando il convertitore funziona a regime, tensioni e correnti hanno un andamento periodico, e applicando tale considerazione alla corrente che attraversa un condensatore otteniamo:

$$i_C(t) = C \frac{dv_C}{dt} \quad (2.90)$$

quindi:

$$\langle i_C \rangle_{T_s} = \frac{1}{C} \int_0^{T_s} i_C(t) dt = v_C(T_s) - v_C(0) = 0 \quad (2.91)$$

(2.91) prende il nome di principio di Ampere-second-balance. In particolare analizzando l'espressione della corrente attraversante il condensatore, l'induttore e la resistenza in output:

$$i_C(t) = i_L(t) - i_o(t) \quad (2.92)$$

e applicandovi l'approssimazione small-ripple e il principio di Ampere-second-balance:

$$\begin{cases} SRA & i_o(t) \approx I_O = \frac{V_O}{R} \\ ASB & \langle i_C(t) \rangle_{T_s} = 0 \end{cases} \Rightarrow \langle i_C(t) \rangle_{T_s} = \langle i_L(t) \rangle_{T_s} - I_O = 0 \quad (2.93)$$

da cui otteniamo:

$$\langle i_L(t) \rangle_{T_s} = I_O = 0 \quad (2.94)$$

(2.94) dimostra che la maggior parte della componente AC della corrente che attraversa l'induttore scorre attraverso il condensatore mentre la componente DC scorre attraverso la resistenza. Tale risultato si ottiene dimensionando opportunamente le componenti del filtro in modo che il modulo dell'impedenza del condensatore sia alla frequenza di switching molto minore del valore della resistenza  $R$ . Invertendo (2.90) otteniamo:

$$\Delta v_C = \frac{1}{C} \int_{t_1}^{t_2} i_L(t) - I_O = \frac{q(t_2) - q(t_1)}{C} \quad (2.95)$$

Dove  $q(t_2)$ ,  $q(t_1)$  sono la rispettivamente la carica al tempo  $t_2$  e  $t_1$  presenti nel condensatore. Da (2.95) e da fig. 2.19 possiamo dedurre che la tensione sul condensatore aumenta se le quantità di carica entrante nel condensatore è positiva, questo rende molto semplice il calcolo della variazione di tensione, da fig.2.19 :

$$q_{tot} = \frac{1}{2} \frac{\Delta i}{2} \frac{T_S}{2} \Rightarrow \Delta v_C = \frac{\Delta i T_S}{8C} \quad (2.96)$$

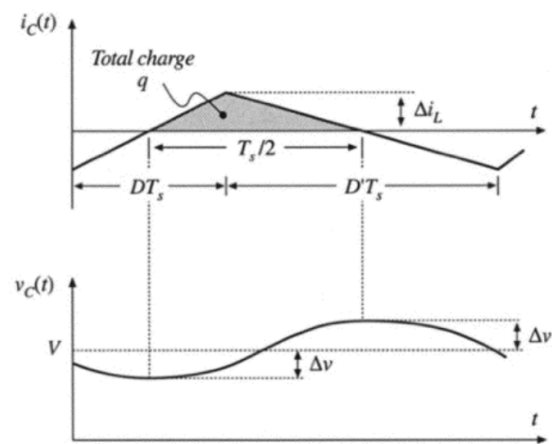


Figura 2.19: Grafici riportanti l'andamento nel tempo della tensione  $v_C(t)$  e corrente  $i_C(t)$  del condensatore di un buck-converter [2].

## 2.3 Celle solari

Le celle solari sono dispositivi in grado di convertire la radiazione su di esse incidente in energia elettrica. Queste nella loro versione più semplice sono costituite da una singola giunzione Schottky (metallo-semiconduttore) o giunzione p-n; un esempio della struttura di una cella solare composta da una singola giunzione p-n è riportato in fig.2.20.

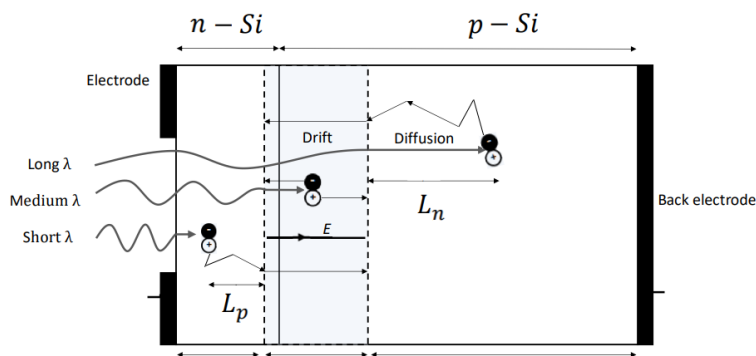


Figura 2.20: Cella solare costituita da una giunzione p-n [3].

Come si può vedere in fig.2.20, nelle celle solari formate da una giunzione p-n, la radiazione entra nella cella attraverso il semiconduttore di tipo n; l'elettrodo collegato a quest'ultimo deve avere perciò una forma tale da permettere l'ingresso della luce.

Quando dei fotoni incidono su una cella solare, questi sono assorbiti creando delle coppie elettrone-lacuna. Se tali coppie sono create all'interno della regione centrale della cella dove sono presenti gli atomi ionizzati, i portatori sono separati dal campo elettrico indotto da questi ultimi; in particolare gli elettroni sono accelerati verso il semiconduttore di tipo n e le lacune verso il semiconduttore di tipo p. Lo spostamento di portatori fotogenerati dal semiconduttore in cui sono portatori minoritari al semiconduttore in cui sono portatori maggioritari può avvenire anche nel caso in cui la coppia elettrone-lacuna sia generata al di fuori della regione svuotata di portatori. Infatti se la coppia elettrone-lacuna è generata nel semiconduttore di tipo n ad una distanza dalla regione svuotata di portatori inferiore alla distanza media di diffusione delle lacune  $L_p$ , è molto probabile che la lacuna appartenente a tale coppia raggiunga per diffusione la regione dove si trovano gli atomi ionizzati e quindi sia accelerata verso il semiconduttore di tipo p. In modo simile, se una coppia elettrone-lacuna è fotogenerata nel semiconduttore di tipo p ad una distanza dalla regione svuotata di portatori inferiore alla distanza media di diffusione degli elettroni  $L_n$ , l'elettrone appartenente a tale coppia ha una alta probabilità di raggiungere, sempre spostandosi per diffusione, la regione dove sono presenti gli atomi ionizzati ed essere accelerato verso semiconduttore di tipo n. Questo movimento di cariche, se la cella viene collegata ad un carico, è convertito in una corrente che alimenta quest'ultimo. Nel caso invece in cui la cella sia in condizioni di circuito aperto, gli elettroni e lacune fotogenerati che attraversano la regione priva di portatori, non essendoci un circuito esterno attraverso il quale questi possono trasferirsi tra i due elettrodi, andranno ad neutralizzare alcuni degli atomi ionizzati di quest'ultima. Il campo elettrico presente nella regione priva di portatori quindi diminuisce e così si forma la cosiddetta tensione di circuito aperto della cella solare  $V_{oc}$ . La presenza della tensione di circuito aperto polarizza la giunzione p-n direttamente creando una corrente di valore uguale ma opposta in verso a quella fotogenerata, questo mantiene nulla la corrente uscente dagli elettrodi della cella solare in circuito aperto.

A partire dalla struttura della cella solare riportata in fig.2.20 e tenendo conto dei fenomeni appena descritti, possiamo ricavare la caratteristica  $I - V$  della cella solare stessa. La corrente uscente da questo tipo di celle è data dalla somma di un termine costante proporzionale all'intensità della

radiazione incidente  $I_{ph}$  dovuto alla fotogenerazione dei portatori, e un termine dipendente dalla tensione ai capi del dispositivo dovuto alla presenza della regione p-n (questo secondo termine in particolare si comporta come la corrente di un diodo). La corrente totale uscente dalla cella solare risulta quindi essere:

$$I_{cell} = I_0 \cdot \left[ e^{\left( \frac{q \cdot V}{\eta \cdot k_B \cdot T} \right)} - 1 \right] - I_{ph} \quad (2.97)$$

Da (2.97) è possibile ricavare la tensione a circuito aperto della cella solare  $V_{oc}$ :

$$V_{oc} = \frac{\eta k T}{q} \ln \left( \frac{I_{ph}}{I_0} + 1 \right) \quad (2.98)$$

La caratteristica I-V del tipo di cella solare appena descritta è riportata in fig.2.21, in questa sono riportate sia la caratteristica I-V nel caso in cui la cella non è illuminata (Dark) sia nel caso in cui è illuminata (Light).

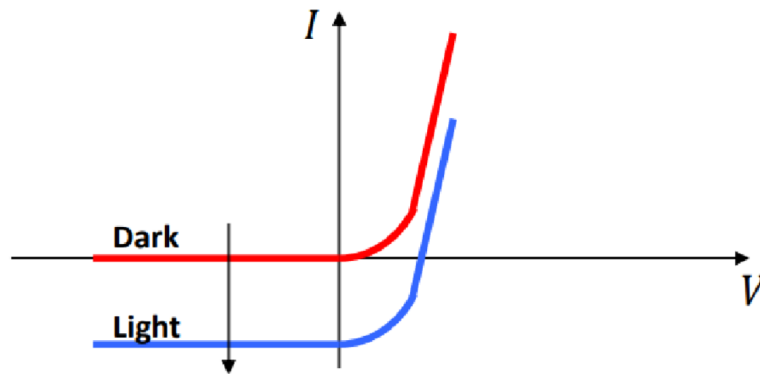


Figura 2.21: Caratteristica  $I - V$  cella solare nel caso in cui quest'ultima non è illuminata (Dark) e nel caso in cui quest'ultima è illuminata (Light).

Dalla caratteristica  $I - V$  appena ricavata è possibile ottenere il circuito equivalente della cella solare ideale, tale circuito è riportato in fig.2.22; in quest'ultimo il verso positivo di  $I$  è stato invertito per aderire alla convenzione del generatore.

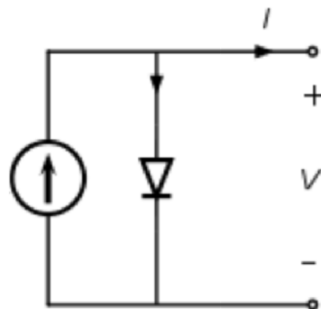


Figura 2.22: Circuito equivalente della cella solare ideale.

### 2.3.1 Fill Factor

Se è collegato un carico alla cella solare, la potenza entrante quest'ultimo è data dal prodotto della tensione e corrente entranti, quindi questa coincide, sul grafico della caratteristica  $I - V$  della cella solare, con il rettangolo delineato dagli assi x,y e dai segmenti paralleli a questi intersecanti la caratteristica  $I - V$  nel punto operativo della cella stessa (vedi 2.23). Maggiore è l'area di questo

rettangolo maggiore è la potenza trasferita al carico; in particolare sulla caratteristica I-V della cella solare è presente un punto,  $(V_{mp}, I_{mp})$ , in cui la potenza erogata raggiunge il valore massimo.

Essendo la massima corrente uscente dalla cella solare data dalla corrente di cortocircuito  $I_{sc}$  e la massima tensione ai capi di quest'ultima data dalla tensione a circuito aperto  $V_{oc}$ , la potenza generata dalla cella solare presenta un limite superiore dato da:

$$P_{lim} = V_{oc} \cdot I_{sc} \quad (2.99)$$

Un parametro molto importante per la valutazione delle prestazioni di una cella solare è il **Fill Factor**, questo è definito come:

$$FF = \frac{V_{mp} \cdot I_{mp}}{V_{oc} \cdot I_{sc}} \quad (2.100)$$

A partire dal Fill Factor,  $V_{oc}$ ,  $I_{sc}$ , e dalla potenza incidente sulla cella  $P_{in}$  è possibile calcolare l'**efficienza di conversione della potenza** di quest'ultima:

$$\eta_{PCE} = \frac{P_{out,max}}{P_{in}} = \frac{V_{oc} \cdot I_{sc} \cdot FF}{P_{in}} \quad (2.101)$$

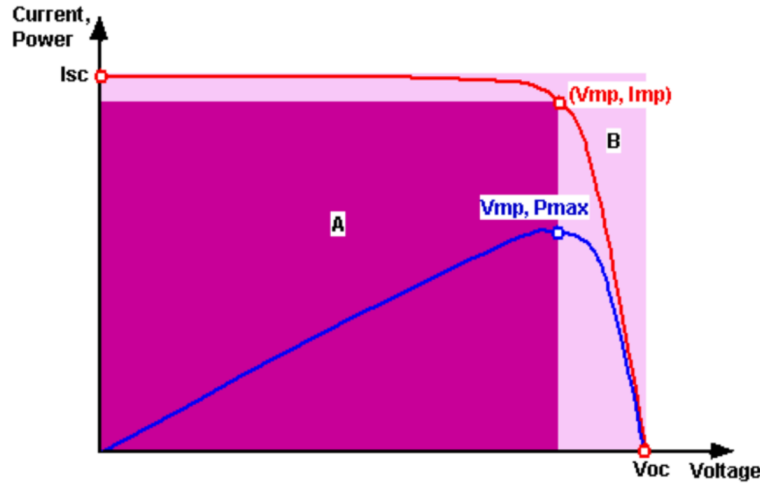


Figura 2.23: Caratteristica  $I - V$  della cella solare e rappresentazione grafica del Fill Factor.

### 2.3.2 Meccanismi di perdita nelle celle solari

#### Perdite dovute alla riflessione della radiazione incidente

Una parte dei fotoni che incidono sulla cella solare sono riflessi esternamente alla superficie di questa, l'**efficienza quantica esterna** ci permette di quantificare tale perdita. Essa, nel caso della cella solare, è definita come:

$$\eta_{eqe} = \frac{\text{numero di elettroni trasportati attraverso la regione priva di portatori}}{\text{numero di fotoni incidenti}} \quad (2.102)$$

quindi questa può essere calcolata come:

$$\eta_{eqe}(\lambda) = \frac{I/q}{P_{\lambda}/(\frac{hc}{\lambda})} \quad (2.103)$$

l'efficienza quantica esterna della cella solare può essere espressa a partire dall'**efficienza quantica interna** della cella solare:

$$\eta_{eqe}(\lambda) = [1 - R(\lambda)] \cdot IQE(\lambda) \quad (2.104)$$

dove quest'ultima è data da:

$$IQE = \frac{\text{numero di elettroni trasportati attraverso regione priva di portatori}}{\text{numero di fotoni incidenti non riflessi}} \quad (2.105)$$

Possiamo quindi ricavare la corrente fotogenerata:

$$I_{ph} = q \int_{\lambda} \left( P_{\lambda} \cdot \frac{\lambda}{hc} \right) \cdot [1 - R(\lambda)] \cdot IQE(\lambda) d\lambda \quad (2.106)$$

Allo scopo di ridurre l'entità di queste perdite è possibile adottare due scelte progettuali:

- Aggiungere un sottile strato di materiale antiriflesso sulla superficie della cella solare; quest'ultimo deve avere proprietà e spessore tali da portare la componente della radiazione riflessa sulla superficie di questo a contatto con l'aria e quella riflessa dalla superficie a contatto con la cella, a interferire distruttivamente (vedi fig.2.24).

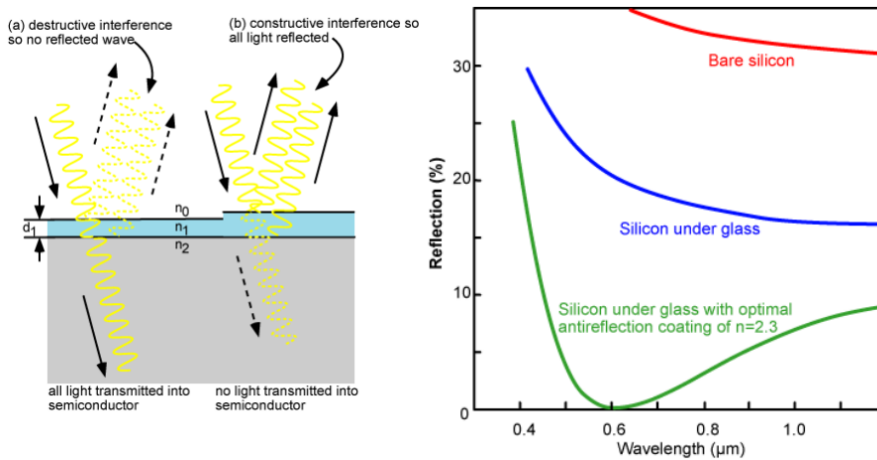


Figura 2.24: A sinistra principio di funzionamento dello strato antiriflesso, a destra coefficiente di riflessione del silicio con e senza strato antiriflesso.

- Cambiare la struttura della superficie a contatto con l'aria della cella solare, questa infatti può essere per esempio fabbricata in modo che sia costituita da molte strutture di forma piramidale. Tale tipo di superficie riflette la radiazione incidente in modo molto diverso da una superficie piatta, in particolare aumenta di molto la probabilità che la componente della radiazione riflessa incida su un'altra porzione della superficie del dispositivo aumentando così la probabilità che questa sia assorbita (vedi fig.2.25).

### Perdite dovute al mancato assorbimento di fotoni

Quando una cella solare assorbe un fotone, quest'ultimo fornisce l'energia necessaria affinché un elettrone della banda di valenza si sposti nella banda di conduzione. Tale transizione è possibile solo se l'energia fornita da quest'ultimo è maggiore dell'ampiezza della banda proibita  $E_g$ ; questo pone un limite alla lunghezza d'onda  $\lambda$  massima assorbibile dalla cella solare:

$$\lambda \leq \frac{hc}{E_g} \quad (2.107)$$

Fotoni con lunghezza d'onda inferiore a  $\lambda_g = hc/E_g$  possono essere assorbiti dal semiconduttore; questo causa la diminuzione esponenziale dell'intensità della radiazione all'interno del materiale in funzione della distanza dalla superficie di quest'ultimo:

$$I(x) = I_0 \cdot e^{-\alpha x} \quad (2.108)$$

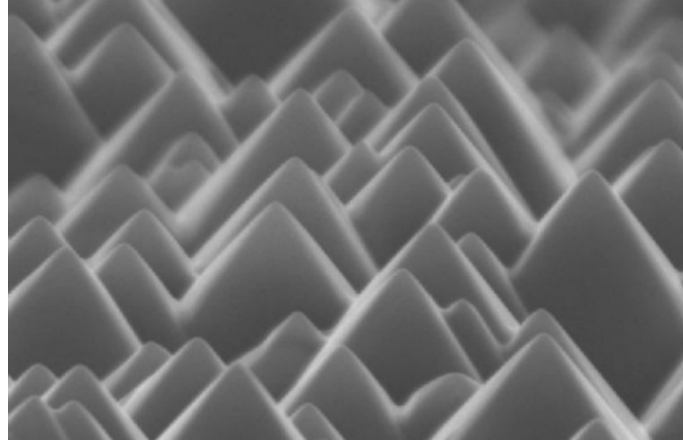


Figura 2.25: Strutture piramidali presenti sulla superficie di una cella solare viste al microscopio elettronico.

dove  $\alpha$  è il coefficiente di assorbimento del materiale (dipendente dalla lunghezza d'onda dei fotoni incidenti), e  $I_0$  è l'intensità della radiazione incidente sulla superficie del semiconduttore. In fig.2.26 sono riportati i coefficienti di assorbimento in funzione della lunghezza d'onda nel vuoto di diversi materiali semiconduttore a 300 K.

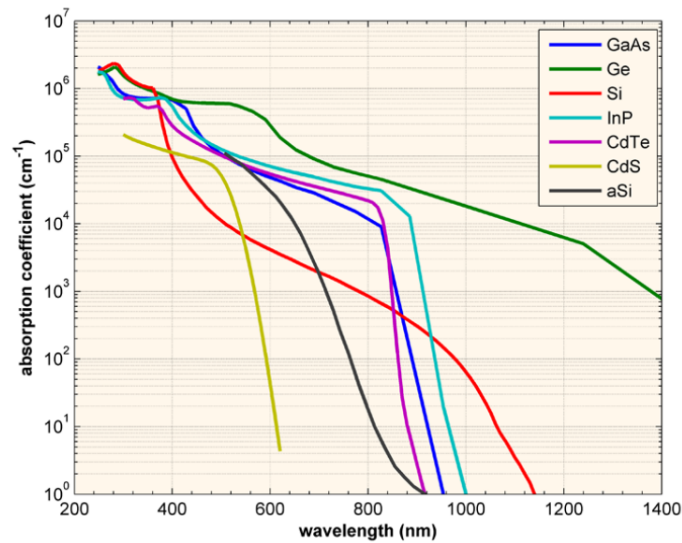


Figura 2.26: Coefficienti di assorbimento in funzione della lunghezza d'onda nel vuoto di diversi materiali semiconduttore a 300 K.

Se assumiamo che la radiazione genera coppie elettrone-lacuna, è possibile calcolare il **tasso di generazione** di tali coppie di portatori all'interno di un volume di materiale semiconduttore di spessore molto piccolo, calcolando la variazione dell'intensità della radiazione all'interno di tale volume. Perciò il tasso di generazione delle coppie elettrone-lacuna è dato dalla derivata di (2.108):

$$G(x) = \alpha \cdot N_0 \cdot e^{-\alpha x} \quad (2.109)$$

dove  $N_0$  è l'intensità del flusso di fotoni incidenti sulla superficie del materiale. L'equazione (2.109) mostra che l'intensità della radiazione e il tasso di generazione decrescono esponenzialmente in funzione della distanza dalla superficie del semiconduttore, in particolare il picco di generazione si trova in corrispondenza della superficie.



Un portatore fotogenerato ha una certa probabilità di raggiungere la regione dove sono presenti gli atomi ionizzati ed essere conseguentemente trasportato nel semiconduttore di tipo opposto; questa probabilità varia in funzione del punto del semiconduttore dove tale generazione avviene e prende il nome di **probabilità di collezionamento**. La probabilità di collezionamento dipende fortemente dalle proprietà della superficie del dispositivo, tipici andamenti di questa sono riportati in fig.2.27.

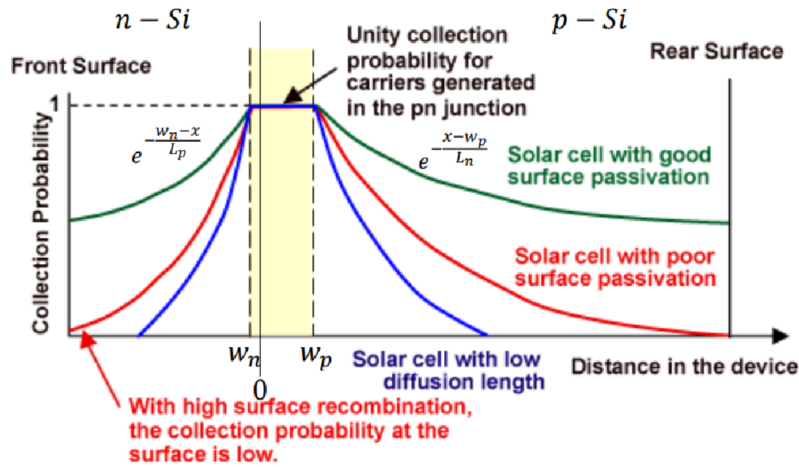


Figura 2.27: Probabilità che un portatore minoritario fotogenerato raggiunga la regione dove sono presenti gli atomi ionizzati ed è accelerato verso il semiconduttore di tipo opposto.

A partire dalla probabilità di collezionamento dei portatori e dal tasso di generazione di questi ultimi è possibile ricavare la densità di corrente uscente dalla cella solare:

$$J_{ph}(\lambda) = q \int_0^W G(x, \lambda) \cdot CP(x) dx = q \int_0^W \alpha(\lambda) N_0 e^{-\alpha(\lambda)x} \cdot CP(x) dx \quad (2.110)$$

### Perdite dovute alla presenza di resistenza parassite in serie e parallelo

All'interno delle celle solari sono presenti delle non idealità che modificano la caratteristica  $I - V$  della cella solare stessa. È possibile modificare il circuito equivalente della cella solare ideale per tenere conto dell'effetto di queste non idealità aggiungendo una resistenza in serie  $R_s$  e una resistenza in parallelo  $R_p$  al circuito in fig.2.22 (vedi fig.2.28).

La resistenza serie della cella solare è dovuta principalmente alla presenza di stati trappola sulla superficie del semiconduttore di tipo n. Infatti quando una coppia elettrone-lacuna si forma, l'elettrone ha un'alta probabilità di passare molto vicino alla suddetta superficie nel suo percorso verso

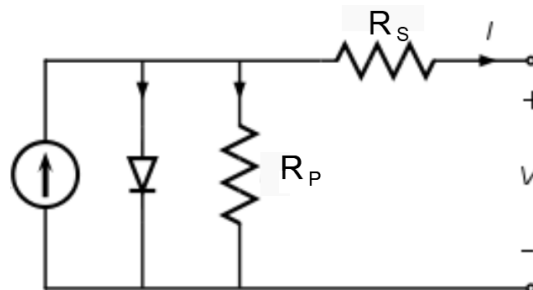


Figura 2.28: Circuito equivalente cella solare con aggiunte la resistenza serie  $R_s$  e la resistenza parallelo  $R_p$ .

l'elettrodo negativo; la ricombinazione di una parte di tali elettroni in questo modo aumenta la resistenza serie del dispositivo. Altri effetti che contribuiscono ad aumentare la resistenza in serie alla cella solare, anche se in misura molto minore, sono la presenza di elettrodi con una superficie ridotta e la resistenza dovuta alle regioni quasi neutre del dispositivo.

La resistenza in parallelo deriva dal transito di portatori dal semiconduttore in cui sono portatori maggioritari a quello in cui sono portatori minoritari, questo di fatto genera una corrente in direzione opposta a  $I_{ph}$ . Tali portatori riescono a superare il campo elettrico della regione dove sono presenti gli atomi ionizzati legandosi ai difetti presenti sulla superficie della cella o passando attraverso fratture nella struttura periodica dei semiconduttori usati (cosiddetti **grain boundaries**). Tipicamente  $R_p$  influenza il comportamento della cella in maniera molto minore di  $R_s$ , il suo effetto è normalmente trascurabile a meno che la cella solare non sia fortemente policristallina.

Gli effetti di  $R_p$  e  $R_s$  sulla caratteristica  $I - V$  della cella solare sono riportati in fig.2.29

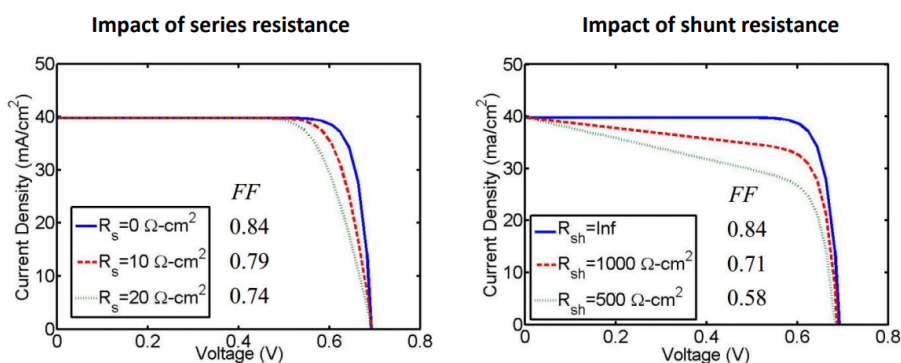


Figura 2.29: Effetto sulla caratteristica I-V della resistenza serie  $R_s$  e alla resistenza parallelo  $R_p$ .

### 2.3.3 Celle solari formate da eterostrutture

Una percentuale molto alta di energia dello spettro solare è persa a causa di due meccanismi:

- La lunghezza d'onda del fotone incidente è minore del valore minimo che ne permette l'assorbimento.
- Quando un fotone con energia maggiore della banda proibita genera una coppia elettrone-lacuna, l'elettrone spesso è eccitato ad uno stato finale con energia più elevata del limite inferiore della banda di conduzione  $E_c$ , l'elettrone quindi perde l'energia in esubero attraverso collisioni con gli atomi del cristallo del materiale semiconduttore.

Questi due processi causano la perdita rispettivamente del 23% e 33% dell'energia dello spettro solare. Per diminuire queste perdite è possibile unire un certo numero di celle solari che assorbono efficientemente la radiazione in diversi intervalli dello spettro.

Maggiore è il numero di celle solari unite in un unico dispositivo maggiore è l'efficienza risultante di quest'ultimo; purtroppo però il numero di celle solari con banda di assorbimento diversa effettivamente realizzabili è limitato dalla disponibilità di materiali semiconduttori con diversa ampiezza della banda proibita.

Per quanto riguarda la connessione delle varie celle, ci sono due tipologie di connessione possibili. La prima prevede la fabbricazione di terminali indipendenti per ognuna delle celle, purtroppo questa è produttivamente difficile da realizzare. La seconda invece prevede l'unione in serie di tali celle, purtroppo questo tipo di connessione richiede che tutte le celle che compongono il dispositivo

siano attraversate dalla stessa corrente e questo non è sempre possibile in tutte le condizioni di funzionamento.

Inoltre la connessione in serie presenta un altro problema, unire due celle solari in questo modo può risultare in un'alta resistenza tra i contatti di queste a causa del disallineamento delle bande di conduzione e di valenza delle due celle. Aggiungendo una giunzione p-n formata da semiconduttori molto drogati tra le due celle solari è possibile ottenere un contatto quasi ohmico tra queste, questo è possibile in quanto gli elettroni riescono a superare facilmente tale giunzione sfruttando l'effetto tunnel (vedi fig.2.30)

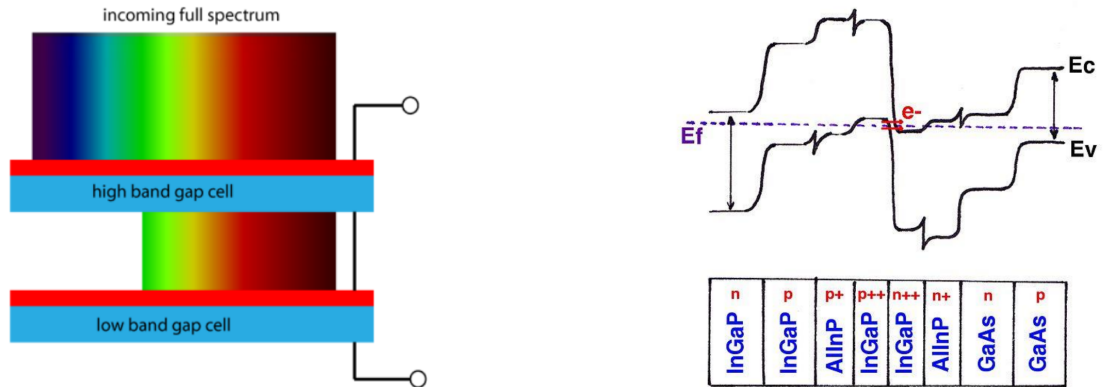


Figura 2.30: A sinistra schema di una cella solare formata da due celle solari con diversa banda di assorbimento, a destra schema delle bande di conduzione e di valenza di due celle connesse in serie da una giunzione p-n formata da semiconduttori con un'alta densità di atomi droganti.



## Capitolo 3

# Descrizione del progetto

Il progetto del tester per celle solari è costituito da tre parti: una strip di LEDs usata per l'illuminazione delle celle solari da testare, un circuito DC-DC converter per l'alimentazione di quest'ultima e un microcontrollore (nel nostro caso un dispositivo della serie Arduino-Uno) per il controllo dell'intero sistema. Lo schema del progetto è riportato in fig.3.1:

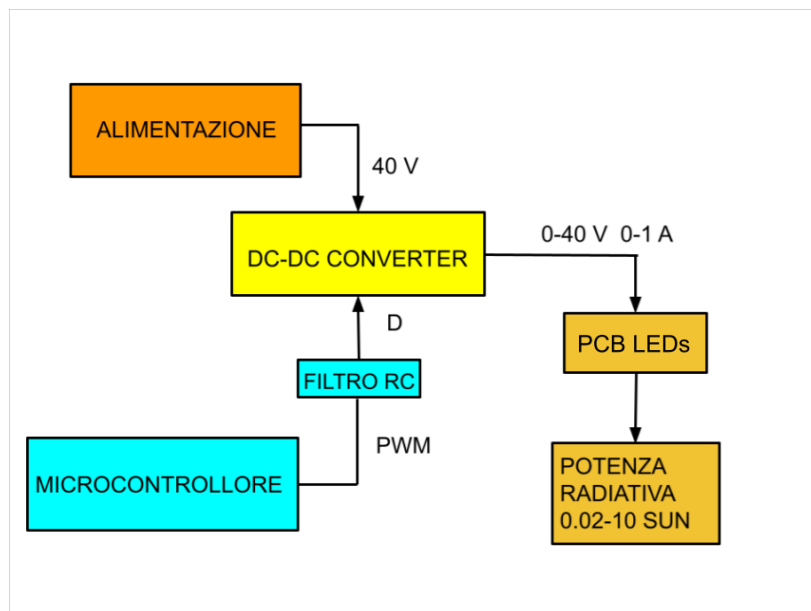


Figura 3.1: Schema del progetto del tester per celle solari

Per quanto riguarda le specifiche del sistema è stato stabilito che quest'ultimo deve essere in grado di illuminare con una densità di **potenza radiativa**  $P_d$  variabile nel range:

$$[0.02 - 10] \text{ sun} = [2 \cdot 10^{-4} - 1] \frac{W}{cm^2} \quad (3.1)$$

la superficie su cui andranno posizionate le celle solari da testare.

Come già accennato, tale **irradianza** deve essere prodotta a partire da un numero da definire di dispositivi LEDs disposti in serie (strip di LEDs) alimentati da una tensione variabile tra  $0 - 40V$  e da una corrente variabile tra  $0 - 1000 \text{ mA}$ . La tensione e la corrente di alimentazione devono essere generate da un circuito DC-DC converter alimentato da una tensione costante di  $40V$  e controllato tramite microcontrollore.

Normalmente i circuiti DC-DC converter sono controllati attraverso un segnale di tensione di valore

variabile ( $0 - 5 V$ ), purtroppo i dispositivi della serie Arduino-Uno non sono in grado di produrre tale segnale, infatti i segnali da essi prodotti possono solamente assumere un numero molto basso di valori di tensione (nello specifico  $0 V$  e  $5 V$ ). Usando questi ultimi per la generazione di un'onda quadra a duty cycle variabile e filtrando quest'ultima con un filtro RC in modo da estrarne la componente DC è possibile ottenere i segnali di controllo desiderati.

In fig. 3.2 ho riportato lo schema elettrico completo del progetto comprendente tutti i componenti usati.

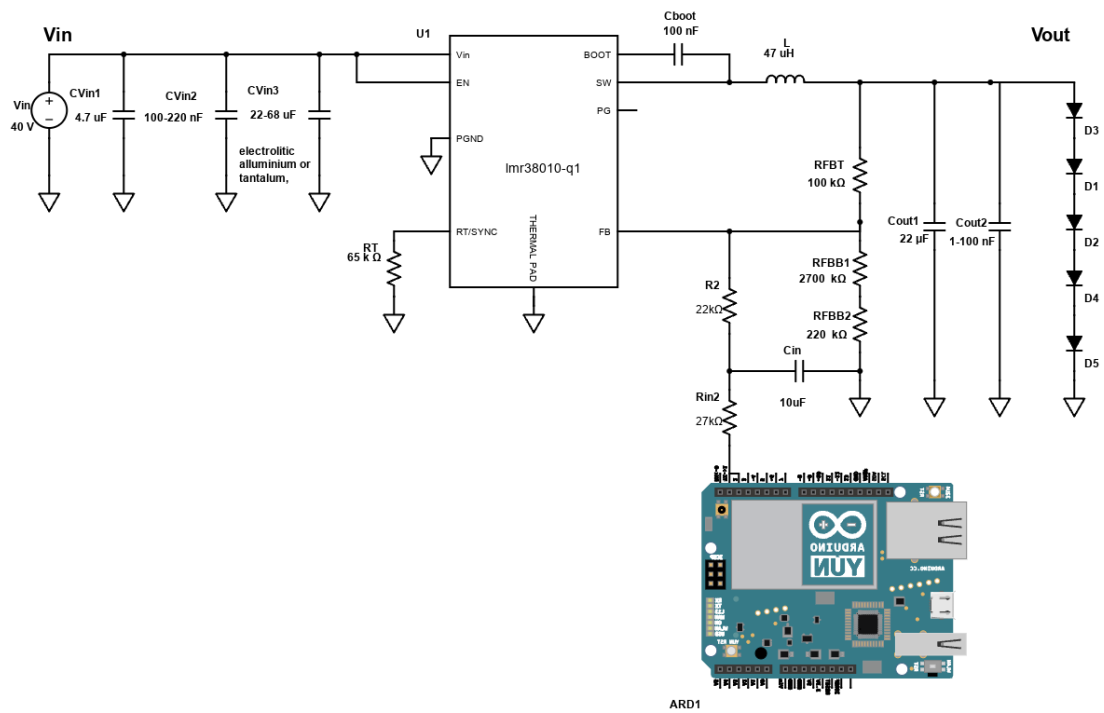


Figura 3.2: Schema elettrico del progetto.

# Capitolo 4

## Selezione dei LEDs

Come già accennato nel capitolo 3, le specifiche stabilite per l'alimentazione della strip di LEDs impongono che il valore della tensione di alimentazione sia contenuto all'interno del range  $0 - 40V$  e il valore della corrente erogata da quest'ultima sia contenuto nel range  $0 - 1000 mA$ . Per quanto riguarda invece l'irradianza emessa, la strip deve essere in grado di illuminare un'area di grandezza appropriata al test di celle solari con una densità di potenza radiativa variabile tra  $0.02 sun - 10 sun$ . Abbiamo scelto di considerare come superficie modello per i calcoli necessari per lo sviluppo del progetto un'area quadrata di lato  $l = 5 cm$  (e quindi  $A = 25 cm^2$ ).

Il primo parametro di cui ho tenuto conto nella selezione del modello dei dispositivi LEDs è stata la **temperatura correlata di calore** o **CCT**. Come spiegato in (2.1.8), questo parametro fornisce informazioni sulla distribuzione della potenza irradiata da una sorgente alle varie lunghezze d'onda; in particolare ho scelto LEDs che abbiano CCT il più vicino possibile alla temperatura di colore del sole ( $\approx 6000 K$ ) in quanto questo garantisce che lo spettro emesso da questi ultimi sia il più vicino possibile a quello emesso dal sole stesso. In fig.4.1 e fig.4.2 ho riportato gli spettri emessi dai due modelli LED su cui è ricaduta la scelta finale, entrambi sono molto simili a quello emesso dal sole, l'unica deviazione sostanziale da quest'ultimo è costituita da un picco di emissione presente nella regione blu dello spettro visibile tipico dei led bianchi realizzati usando fosfori.

Dopo la prima selezione basata sulla temperatura correlata di calore dei dispositivi ho eseguito un'ulteriore selezione eliminando i modelli non in grado di emettere la potenza radiativa richiesta dal progetto. Normalmente la potenza radiativa non è riportata nei datasheet dei dispositivi LEDs e deve essere ricavata a partire dal **flusso luminoso** e dall'**efficienza luminosa**. In particolare il flusso luminoso è un parametro che quantifica l'intensità con cui l'occhio umano percepisce uno stimolo luminoso, esso è misurato in lumen ( $lm$ ) ed è calcolabile da:

$$\Phi(V) = \int_{380 nm}^{780 nm} K_m \cdot P(\lambda, V) \cdot V(\lambda) d\lambda \quad (4.1)$$

Dove  $K_m = 683 lum/Watt$ ,  $P(\lambda)$  è la potenza emessa dalla sorgente, e  $V(\lambda)$  è la cosiddetta **sensibilità fotopica**, quest'ultima è una funzione che permette di tenere conto nel calcolo del flusso luminoso della diversa sensibilità dell'occhio umano alle varie lunghezze d'onda.

Per quanto riguarda invece l'efficienza luminosa  $\eta$ , questa è un parametro scalare che permette di trasformare il flusso luminoso emesso dal LED in potenza radiativa:

$$P = \frac{\Phi}{\eta} [lm/W] \quad (4.2)$$

Per ottenere quindi la densità di potenza irradiata dalla strip sulla superficie di test, ignorando la componente dispersa nell'ambiente, è sufficiente applicare la formula:

$$P_d(V) = \frac{\Phi(V) \cdot n}{A \cdot \eta} \quad (4.3)$$

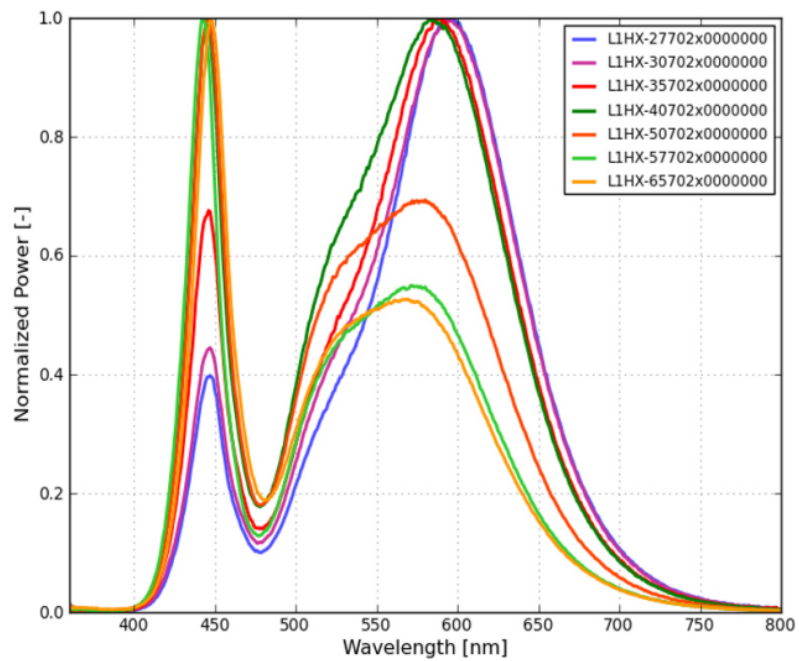


Figura 4.1: Spettro emesso dal dispositivo LED L1HX-577020000000 [5].

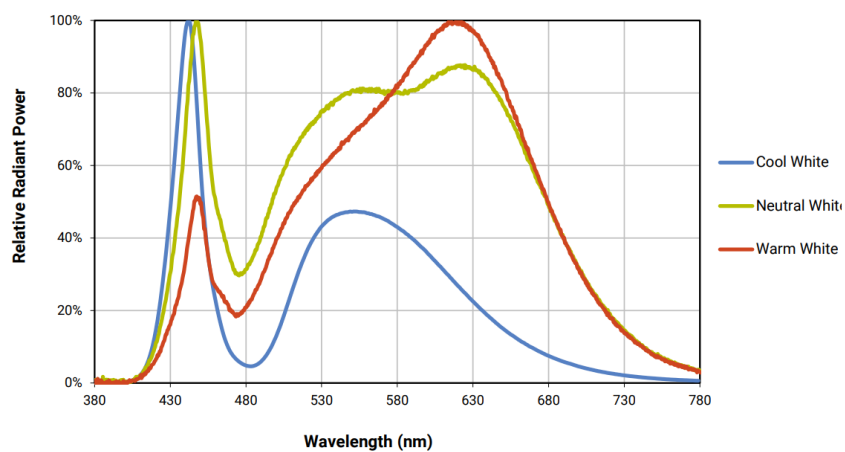


Figura 4.2: Spettro emesso dal dispositivo LED XPPAWT-H0-0000-000BU50CV (Cool White) [6].



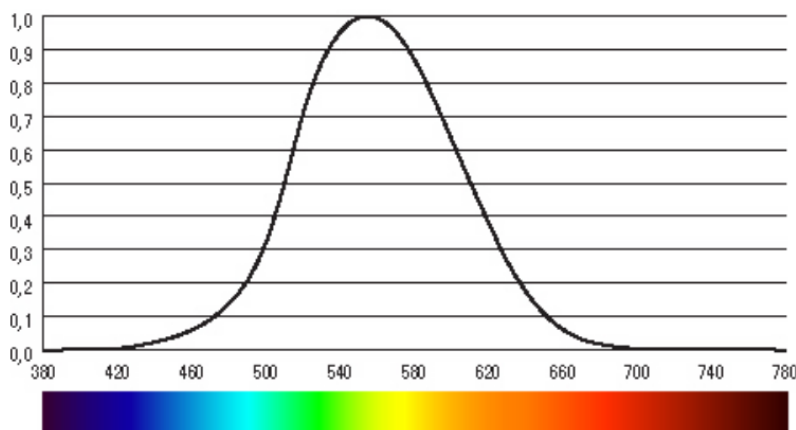


Figura 4.3: Sensibilità fotopica  $V(\lambda)$ .

Dove  $n$  è il numero di dispositivi LEDs componenti la strip.

Quando si effettuano questi calcoli è importante tenere in considerazione che i dispositivi LEDs presentano variazioni nel valore dei loro parametri dovute a non idealità presenti nel processo di fabbricazione. Per questo motivo, nei calcoli deve essere sempre considerato il valore riportato nel datasheet che indica il caso di funzionamento più critico. Questo permette di garantire la soddisfazione delle specifiche imposte dal progetto anche quando nella realizzazione del dispositivo sono usati componenti il cui valore dei parametri è molto distante dalla valore tipico.

A partire dai calcoli svolti, per la realizzazione del progetto ho selezionato due dispositivi prodotti rispettivamente dalla ditta **Lumileds** e dalla ditta **Cree LED** :

CODICE PRODUTTORE	PRODUTTORE	$I_{max}$	Potenza radiattiva emessa $I = 1A$	Numero LED strip	Tensione di alimentazione strip 0.02 sun - 10 sun	Corrente di alimentazione strip 0.02 sun - 10 sun
L1HX-577020000000 [5]	Lumileds	2 A	2.23 - 2.48 W	12	31.2 - 34.8 V	0 - 900 mA
XPPAWT-H0-0000-000BU50CV [6]	Cree LED	3 A	3.02 W	12	30 - 36.6 V	0 - 900 mA

#### 4.0.1 Selezione del dissipatore di calore [8]

Come la maggior parte dei dispositivi elettronici, l'efficienza della strip di LEDs è negativamente impattata dall'aumento della temperatura interna dei dispositivi che la compongono (questa ultima prende il nome di **temperatura di giunzione  $T_J$** ). Per evitare l'aumento incontrollato della temperatura di giunzione è necessario l'impiego di un dissipatore di calore.

Se restringiamo lo studio del trasferimento del calore tra diversi punti del sistema *strip-dissipatore* al caso unidimensionale, i calcoli necessari per la selezione del dissipatore si semplificano notevolmente in quanto è possibile studiare il problema del trasferimento del calore all'ambiente applicando leggi molto simili a quelle usate per lo studio delle reti elettriche.

La strip di LEDs da noi realizzata possiede uno schema simile a quello presentato in fig.4.4, la resistenza termica tra due punti di quest'ultimo è definita come:

$$\frac{dQ}{dt} = \frac{1}{R_{th}} (T_1 - T_2) \quad (4.4)$$

dove  $Q$  è il calore trasferito tra i due punti e  $dQ/dt$  è la velocità di trasferimento di tale calore.

Allo scopo di selezionare il dissipatore è necessario calcolare un limite superiore per la resistenza termica del sistema che garantisca la corretta dissipazione del calore prodotto dalla PCB. Facendo un ipotesi semplificativa, è possibile ricavare tale limite a partire dalla temperatura di giunzione

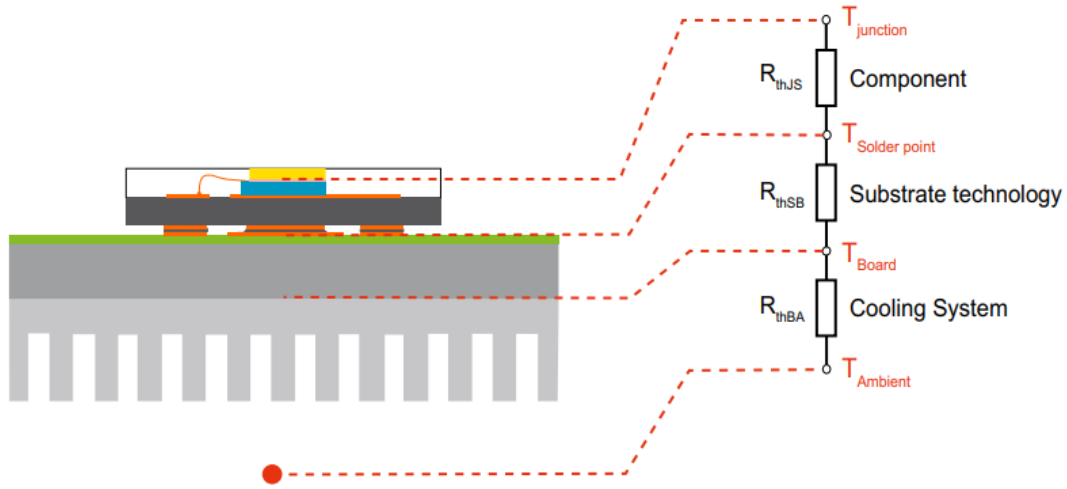


Figura 4.4: Schema riportante le resistenze termiche del sistema *strip-dissipatore* [8]

massima dei dispositivi LEDs sotto alla quale è necessario mantenere quest'ultimi per evitare il loro danneggiamento. In particolare, ipotizzando una conversione totale della potenza entrante nei LEDs in calore da dissipare, risulta che la resistenza termica del sistema *strip-dissipatore-ambiente* deve avere valore inferiore a:

$$R_{th-system} \leq \frac{T_{junctionMax} - T_{Ambient}}{V_{MaxStrip} \cdot I_{MaxStrip}} \quad (4.5)$$

dove per entrambi i modelli LEDs selezionati ho scelto:  $T_{junctionMax} = 105 \text{ }^\circ\text{C}$  in quanto temperature superiori porterebbero ad una ingente diminuzione dell'intensità luminosa emessa dai dispositivi,  $T_{Ambient} = 20 \text{ }^\circ\text{C}$ ,  $V_{MaxStrip} = 37 \text{ V}$  e infine  $I_{MaxStrip} = 1 \text{ A}$ . Questi valori producono un limite superiore per la resistenza termica del sistema dato da:

$$R_{th-system} = R_{thJS} + R_{thSB} + R_{thBA} \leq 2.29 \text{ }^\circ\text{C/W} \quad (4.6)$$

A partire da questo limite possiamo selezionare il dissipatore che collegato alla PCB permette di soddisfare (4.6). Tale dissipatore deve necessariamente avere resistenza termica *dissipatore-ambiente*:  $R_{thBA} \leq 2.29 \text{ }^\circ\text{C/W} - R_{thJS} - R_{thSB}$ .

Allo scopo di semplificare ulteriormente i calcoli ipotizziamo un trasferimento completo del calore prodotto dai pad termici dei LEDs al dissipatore, infatti in questo caso possiamo considerare trascurabile il contributo dato dalla resistenza  $R_{thSB}$  in quanto sotto tale ipotesi vale:

$$\lim_{dQ/dt \rightarrow +\infty} R_{thSB} \rightarrow 0 \quad (4.7)$$

La resistenza termica tra la giunzione p-n e il pad termico dei singoli LED è riportata nei datasheet dei componenti stessi:

$$R_{thJS-L1HX} = 2.4 \text{ }^\circ\text{C/W} \quad (4.8)$$

$$R_{thJS-XPPAWT} = 2.3 \text{ }^\circ\text{C/W} \quad (4.9)$$

A partire da queste ultime possiamo calcolare la resistenza termica complessiva della strip di LEDs  $R_{thJS}$  come un parallelo di resistenze termiche:

$$R_{thJS-stripL1HX} = R_{thJS-stripXPPAWT} \approx 0.2 \text{ }^\circ\text{C/W} \quad (4.10)$$

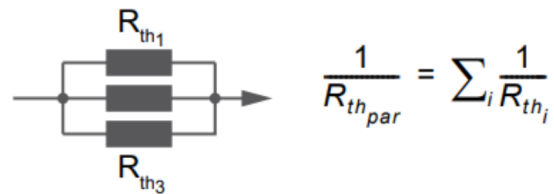


Figura 4.5: Parallelo di resistenze termiche.

Quindi risulta che il dissipatore deve avere resistenza termica:

$$R_{thBA} \leq 2.09^{\circ}C/W \quad (4.11)$$

Il dissipatore che ho selezionato è il modello **HS202DR** [7] della **Crydom** (vedi fig 4.6) . Questo dissipatore possiede una resistenza termica di  $2^{\circ}C/W$ , maggiori dettagli riguardo alle dimensioni di quest'ultimo sono riportati in fig.4.7 (Le dimensioni in millimetri sono inserite all'interno delle parentesi quadre [ ]):

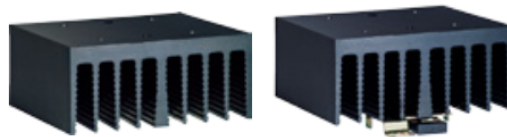


Figura 4.6: Foto del dissipatore di calore HS202DR [7]

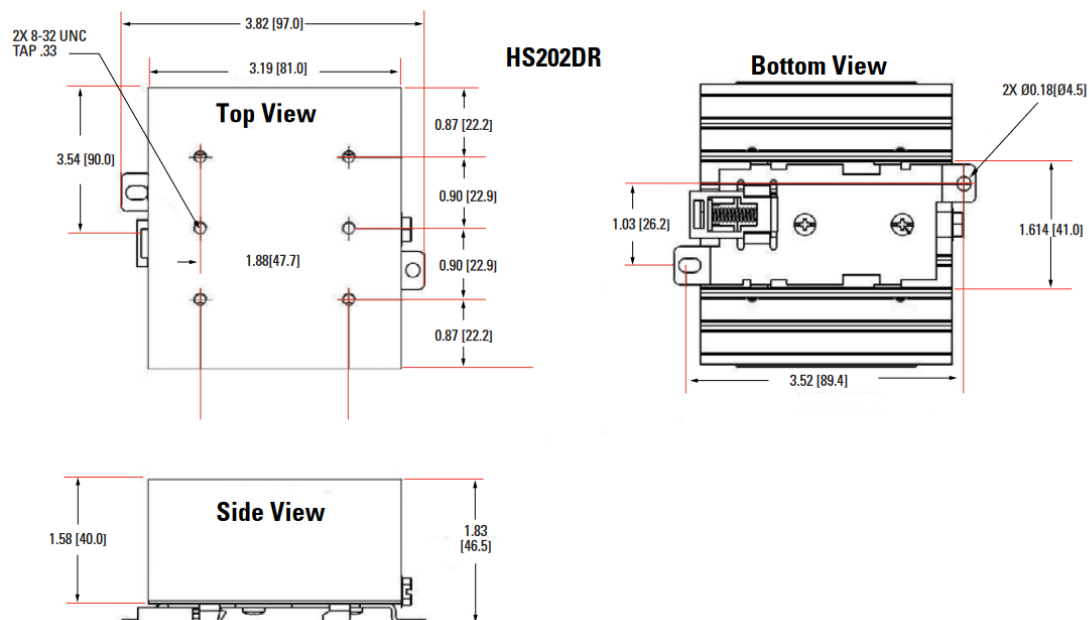


Figura 4.7: Dimensioni del dissipatore HS202DR [7]

Conoscendo la resistenza termica *giunzione LEDs-pad termico* e la resistenza termica *dissipatore-ambiente* possiamo calcolare la resistenza termica del sistema *strip-dissipatore-ambiente*:

$$R_{th-system} = R_{thBA} + R_{thJS} = 2.2 \text{ } ^\circ\text{C/W} \quad (4.12)$$

Considerando che la tensione applicata alla strip di LEDs non dovrebbe superare i  $36.6 \text{ V}$ , che la corrente massima non dovrebbe superare  $900 \text{ mA}$ , che solo  $15 - 25\%$  della potenza entrante nei LEDs è trasformata in calore, si ottiene che i calcoli garantiscono il mantenimento della temperatura di giunzione molto al di sotto delle massime temperature di giunzione riportate nei datasheet dei dispositivi; il nostro sistema andrà ad operare con un margine di sicurezza molto ampio.

Infine è importante fare un'ultima precisazione, la potenza radiativa emessa dai dispositivi LEDs diminuisce con l'aumentare della temperatura di giunzione, la tensione e corrente necessarie al funzionamento delle strips di LEDs riportate in tabella 4 sono state calcolate tenendo conto di questo effetto e quindi supponendo che i dispositivi LEDs funzionino a una temperatura di giunzione di:  $T_J = 105 \text{ } ^\circ\text{C}$  quando irradiano la superficie di test con densità di potenza  $P_d = 10 \text{ sun}$ .

Le PCBs progettate per le strip di LEDs usando il software **Eagle** sono riportate in fig. 5.5 e fig. 4.9.

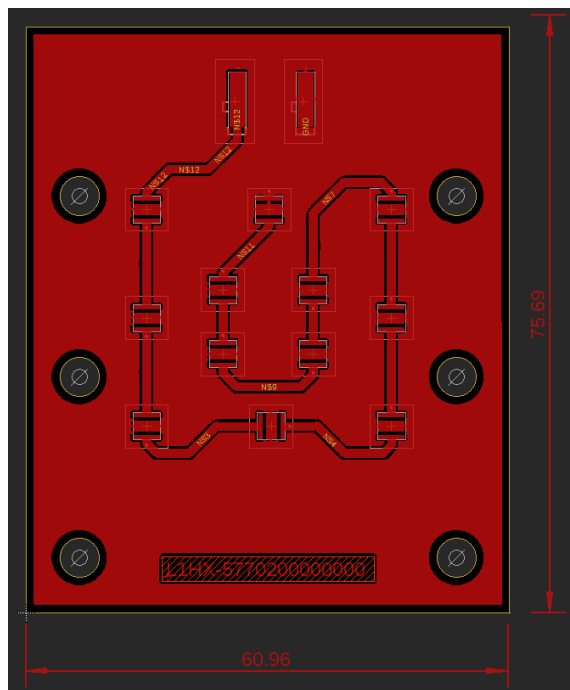


Figura 4.8: PCB sviluppata per la strip di LEDs composta da dispositivi LEDs L1HX-5770200000000 con e senza ratnest.

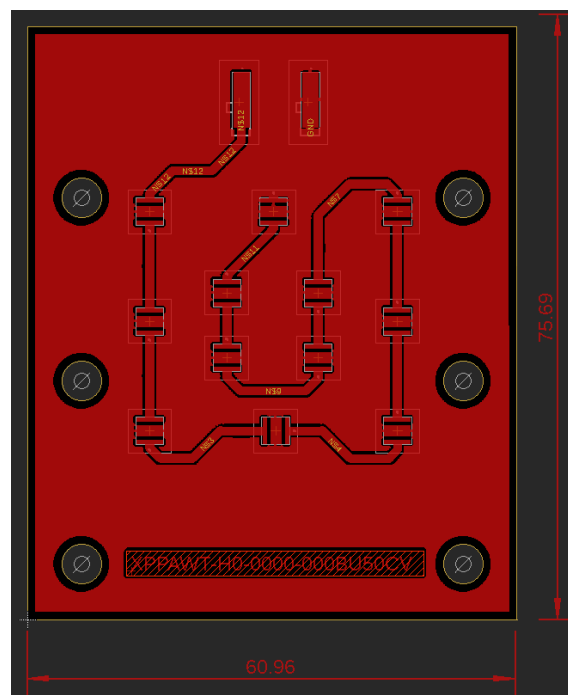


Figura 4.9: PCB sviluppata per la strip di LEDs composta da dispositivi LEDs XPPAWT-H0-0000-000BU50CV con e senza ratnest.



## Capitolo 5

# Progettazione del circuito Buck-converter controllato dal circuito integrato LMR38010-Q1

Il circuito buck-converter che alimenta la strip è controllato dal circuito integrato **LMR38010-Q1** [9] prodotto dall'azienda **Texas Instruments**, nello specifico è stata usata la versione **LMR38010SQ DDARQ1** (vedi sez. 5.3). Questo circuito integrato permette la realizzazione di un circuito buck-converter avente le seguenti caratteristiche:

$$V_{alimentazione} = 4.2 - 80 V$$

$$V_{uscita} = 4.2 - 80 V$$

$$I_{uscita} = 0 - 1000 mA$$

$$Frequenza di switching regolabile tra 200 - 2200 kHz$$

In fig.5.1 ho riportato ancora una volta lo schema elettrico del progetto mentre in fig. 5.2 ho riportato lo schema interno del circuito integrato LMR38010-Q1, come si può vedere si tratta di un regolatore di circuiti buck-converter.

Prima di spiegare le scelte fatte nella progettazione del circuito annesso al regolatore è necessario esporre brevemente la funzione di ciascun pin dell'IC. La disposizione di questi è riportata in fig. 5.3.

- pin 1 (**GND**): Questo pin rappresenta il potenziale di riferimento zero del convertitore.
- pin 2 (**EN**): questo pin permette di accendere o spegnere selettivamente il circuito. Collegando una tensione maggiore di 1.4 V a questo pin si ha l'accensione del circuito mentre facendo scendere quest'ultima al di sotto di 0.95 V ne si provoca lo spegnimento. È consigliato il collegamento diretto di questo pin al pin cui deve essere collegata la tensione di alimentazione (**VIN**), questo permette l'accensione automatica del circuito integrato quando la tensione di alimentazione raggiunge un valore sufficientemente elevato.
- pin 2 (**VIN**): a questo pin deve essere collegata la tensione di alimentazione.
- pin 4 (**RT/SYNC**): attraverso il collegamento di una resistenza di valore appropriato tra questo pin e il potenziale di riferimento zero è possibile selezionare la frequenza di switching del buck-converter.
- pin 5 (**FB**): normalmente il LMR38010-Q1 è usato nella progettazione di circuiti buck-converter che impongono in uscita una tensione costante e corrente variabile decisa dal carico. In tale configurazione la rete di resistenze che permette il controllo della tensione di uscita del convertitore DC-DC attraverso un microcontrollore ( $R_{IN1}$ ,  $R_{IN2}$ ,  $C_{IN}$ ) non è presente

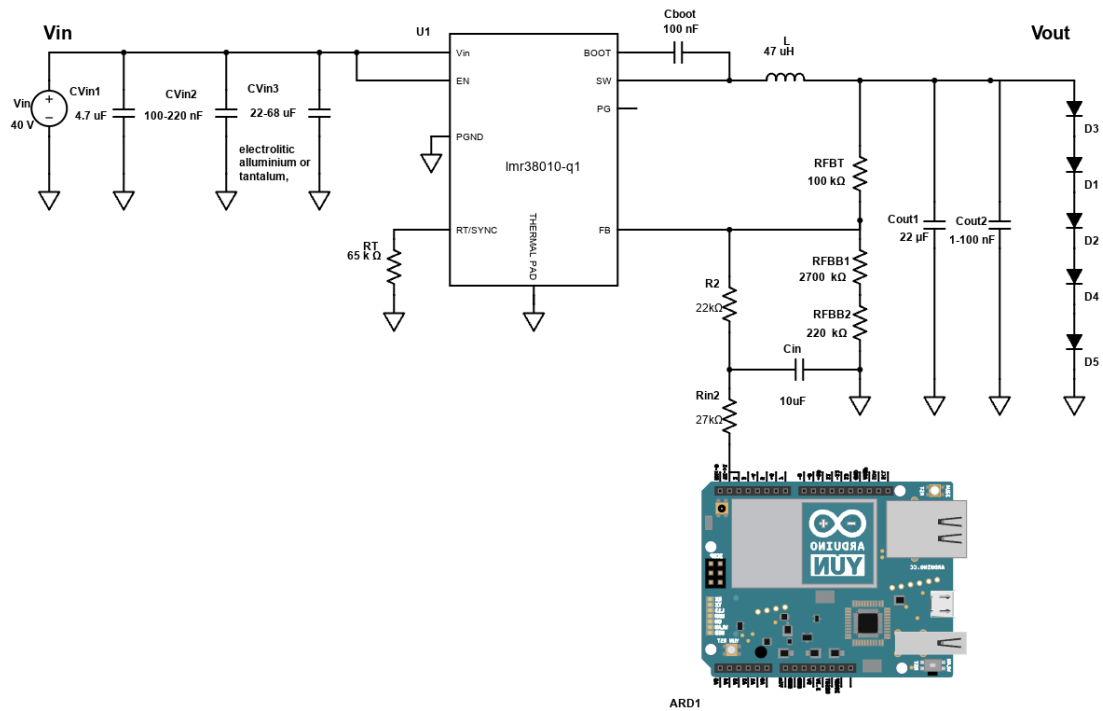


Figura 5.1: Schema elettrico del progetto.

e la tensione sul pin FB assume il valore dettato dal partitore di tensione presente all'uscita del circuito ( $R_{FBT}$ ,  $R_{FBB}$ ). Come si può notare dagli schemi sopra riportati (vedi fig. 5.2, 5.1) tale tensione è immessa in input ad un amplificatore differenziale che ne amplifica l'errore rispetto alla tensione costante prodotta da un circuito la cui sensibilità alle condizioni ambientali è molto bassa ( $V_{REF} = 1 V$ ); a partire dal segnale prodotto dall'amplificatore differenziale la logica interna del circuito integrato regola il duty cycle degli switch in modo da mantenere la condizione:

$$V_{FB} = V_{REF} \Rightarrow V_{OUT} \cdot \frac{R_{FBB}}{R_{FBB} + R_{FBT}} = V_{REF} \quad (5.1)$$

- pin 6 (**PG**): il regolatore impone a questo pin una tensione variabile a seconda del corretto o meno funzionamento della logica di controllo. Se  $V_{FB}$  è maggiore del 12% o minore dell'8% rispetto alla  $V_{REF}$  la tensione del pin 6 è abbassata fino a raggiungere il potenziale di riferimento zero. In caso di corretto funzionamento del circuito invece la tensione del pin si alza fino a raggiungere il livello imposto dal progettista attraverso il collegamento di questo pin, mediante resistore di pull-up, ad un appropriato livello di tensione. Questo pin può essere lasciato scollegato in caso di non utilizzo.
- pin 7 (**BOOT**): Il driver dell' high-side mosfet richiede una tensione maggiore di VIN per il funzionamento durante il periodo in cui il mosfet si trova in stato ON. Questa tensione è fornita da un condensatore collegato tra il pin BOOT e il pin SW.
- pin 8 (**SW**): questo pin permette il collegamento al nodo posizionato tra i due switch del circuito buck converter.



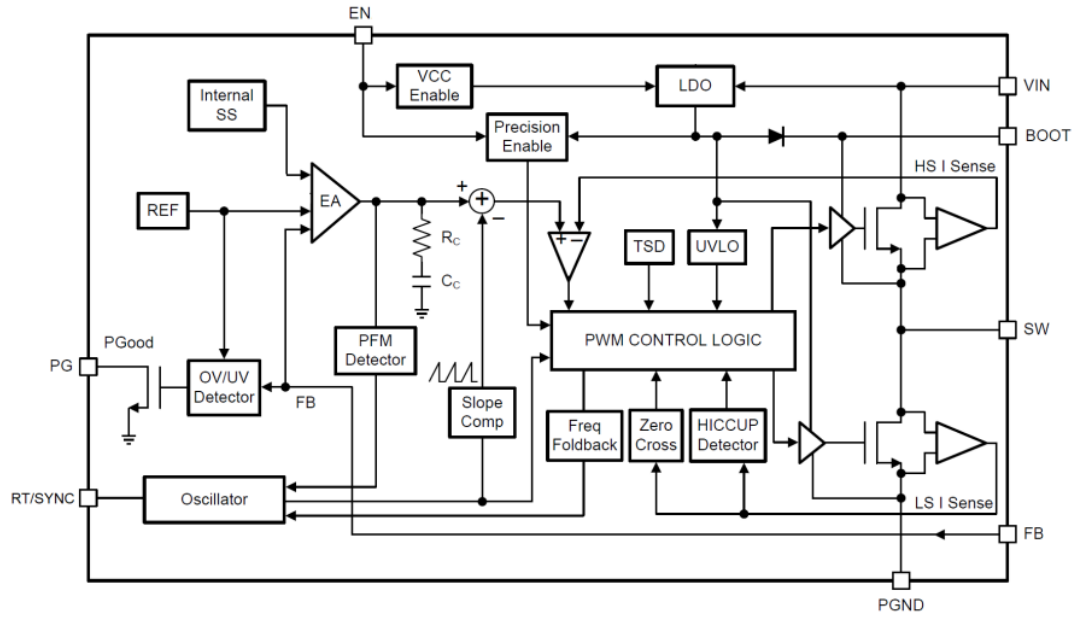


Figura 5.2: Schema elettrico interno del circuito integrato LMR38010-Q1 [9] .

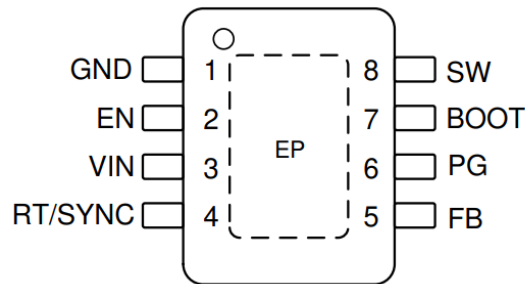


Figura 5.3: Schema riportante la disposizione dei pin del circuito integrato LMR38010-Q1 [9] .

## 5.1 Selezione dei componenti per il circuito Buck converter

### 5.1.1 Selezione della frequenza di switching

La selezione della frequenza di switching del regolatore è limitata dai tempi minimi per cui il high-side switch deve rimanere acceso o spento, la presenza di tali tempi minimi è dettata da diverse non idealità interne al circuito che non possono essere eliminate. Sapendo che questi ultimi hanno durata:

$$t_{ON-MIN} = 80 \text{ nS}$$

$$t_{OFF-MIN} = 190 \text{ nS}$$

$$t_{ON-MAX} = 5 \text{ }\mu\text{S}$$

possiamo calcolare per ogni *switching frequency* un limite superiore e inferiore della tensione di uscita ottenibile dal circuito. Scegliendo arbitrariamente la frequenza di switching  $f_{SW} = 400 \text{ kHz}$  si ottiene:

$$V_{OUT} \geq V_{IN} \cdot D_{MIN} = V_{IN} \cdot (T_{ON-MIN} \cdot f_{SW}) = 1.28 \text{ V} \quad (5.2)$$

chiaramente questo limite è rispettato dal nostro progetto. Per quanto riguarda invece la tensione di uscita massima:

$$V_{OUT} \leq V_{IN} \cdot D_{MAX} = V_{IN} \cdot (1 - (T_{OFF-MIN} \cdot f_{SW})) = 36.96 \text{ V} \quad (5.3)$$

Deve essere considerato che i valori appena riportati dei tempi minimi e massimi degli stati ON/OFF dell'High-side switch sono valori tipici e il valore reale di questi parametri è diverso per ogni dispositivo. In particolare se per il calcolo dell'equazione precedente prendiamo in considerazione il valore massimo di  $T_{OFF-MIN}$  riportato nel datasheet del regolatore, la tensione di uscita massima ottenibile risulta essere:

$$V_{OUT} = 35.2 V \quad (5.4)$$

limite al di sotto di quanto richiesto dal progetto. Nell'eventualità in cui sia richiesta una tensione di uscita superiore ai limiti calcolati da (5.3), (5.4), il regolatore LMR38010-Q1 è in grado di diminuire la frequenza di switching di funzionamento del circuito buck-converter in modo da ampliare il range di variazione di quest'ultima (**frequency Foldback**). Il duty cycle massimo ottenibile grazie alla frequency foldback risulta essere:

$$D_{MAX} = \frac{t_{ON-MAX}}{t_{ON-MAX} + t_{OFF-MIN}} = 0.94\% \Rightarrow V_{OUT} = 37.6 V \quad (5.5)$$

$$f_{SW-MIN} = \frac{1}{t_{ON-MAX} + t_{OFF-MIN}} \approx 190 kHz \quad (5.6)$$

Come già anticipato è possibile selezionare la frequenza di switching del circuito attraverso il collegamento di una resistenza  $R_T$  tra il pin RT/SYNC e il riferimento di ground del sistema, il valore di quest'ultima può essere calcolato da:

$$R_T(k\Omega) = 30970 \cdot (f_{SW-MIN}(kHz))^{1.027} = 65 k\Omega \quad (5.7)$$

### 5.1.2 Condensatore $C_{BOOT}$

Il condensatore collegato tra i pin BOOT e SW ha la funzione alimentare il driver che pilota il high-side switch, il valore raccomandato dal datasheet è  $C_{boot} = 100 nF$ .

### 5.1.3 Selezione delle capacità di uscita $C_{OUT_1}$ , $C_{OUT_2}$

L'anello di retroazione di questo IC è ottimizzato per il funzionamento con **capacità di uscita** di valore variabile all'interno di un range molto ampio, ma è comunque raccomandato di seguire le indicazioni riportate nel datasheet del componente stesso per la selezione del valore di quest'ultima. Alla fine ho scelto:

$$C_{OUT_1} = 22 \mu F \quad (5.8)$$

in quanto questo era il valore consigliato dal datasheet per i seguenti parametri di funzionamento del circuito:

$$V_{IN} = 48 V, \quad V_{OUT} = 24 V, \quad f_{SW} = 500 KHz \quad (5.9)$$

Per aiutare i progettisti elettronici nella scelta delle componenti da usare nella realizzazione di circuiti usanti IC prodotti da Texas instruments, quest'ultima mette a loro disposizione un tool, **WEBENCH-CIRCUIT-DESIGNER**, che permette di visualizzare un esempio di circuito buck-converter progettato a partire dal circuito integrato scelto e da alcuni semplici parametri forniti dal progettista (tensione di alimentazione  $V_{IN}$ , tensione di uscita  $V_{OUT}$ , corrente massima di uscita  $I_{OUT-MAX}$ ); inoltre attraverso tale tool è possibile effettuare interessanti simulazioni sul funzionamento del circuito fornito come esempio. Il tool appena descritto ha validato la scelta fatta per quanto riguarda la capacità di uscita.



Figura 5.4: Logo di WEBENCH-CIRCUIT-DESIGNER [10]

Oltre alla capacità di uscita principale di valore  $C_{OUT_1} = 22 \mu F$ , il funzionamento del circuito beneficia molto della aggiunta di una seconda capacità di uscita  $C_{OUT_2}$  di valore compreso nel range  $1 - 100 nF$ . La presenza di questo secondo condensatore infatti permette di ridurre efficacemente il rumore ad alta frequenza presente sulla tensione di uscita prodotta dal convertitore. Questo rumore deriva per la maggior parte da effetti prodotti da non idealità presenti nel circuito stesso e in particolar modo nell'induttore.

### voltage ripple

Essendo il circuito realizzato un buck converter è possibile calcolare il voltage ripple sulla tensione di uscita usando la seguente formula:

$$\Delta V_{O-MAX_1} = \frac{V_{IN} \cdot (1 - D_{MIN}) \cdot D_{MIN}}{8 \cdot (f_{SW})^2 \cdot L \cdot C} = 6.6 mV \quad (5.10)$$

#### 5.1.4 Selezione delle capacità di input $C_{IN_1}$ , $C_{IN_2}$ , $C_{IN_3}$

Il circuito buck-converter regolato dal circuito integrato LMR38010-Q1 necessita per il corretto funzionamento della presenza di condensatori collegati tra il pin GND e il pin VIN. La capacità di input  $C_{IN_1}$  (vedi fig. 5.1) ha principalmente la funzione di:

- abbassare l'impedenza del generatore che alimenta il circuito.
- isolare il generatore che alimenta il circuito dal rumore creato dallo switching dei transistors interni al circuito integrato.
- fornire il ripple di corrente in entrata necessario al funzionamento del buck-converter.
- mantenere la tensione di alimentazione costante anche nel caso di improvvise variazioni della corrente e tensione di uscita.

Il valore minimo consigliato dal datasheet per quest'ultima è  $C_{IN_1} = 4.7 \mu F$ .

Oltre alla capacità  $C_{IN_1}$  è raccomandato di inserire una capacità di valore minore il più vicino possibile all'IC in modo da provvedere un percorso a bassa impedenza per i segnali di controllo ad alta frequenza provenienti dall'interno di quest'ultimo. Il range consigliato dal datasheet per il valore di quest'ultima è:  $C_{IN_2} = 100 - 220 nF$ .

Infine se il regolatore è collegato al generatore di alimentazione del circuito attraverso cavi o tracce sulla PCB molto lunghe, le resistenze e induttanze parassite di questi ultimi in combinazione con le basse ESR dei condensatori di input possono generare momentanei picchi di tensione sulla tensione di input del regolatore. Per minimizzare la probabilità di formazione di tali transienti è consigliata l'aggiunta di un condensatore elettrolitico in alluminio o tantalio di valore nel range di  $C_{IN_3} = 22 - 68 \mu F$ .

#### 5.1.5 Selezione induttanza

La selezione del valore dell'induttanza da usare per la realizzazione del Buck-converter determina l'ampiezza del ripple di corrente presente sulla corrente che attraversa l'induttanza stessa. Texas instruments consiglia, per massimizzare le prestazioni del circuito, di mantenere l'ampiezza di questo ripple compresa tra il 20% - 40% della corrente massima erogata in uscita ( $I_{OUT_{MAX}} = 1 A$ ) e comunque sempre superiore al 10 % di quest'ultima; usando una induttanza di valore  $L = 47 \mu H$  si ottiene un ripple di corrente che varia tra i valori:

$$\Delta I_L(V_{OUT} = 37 V) = \frac{(V_{IN} - V_{OUT})}{f_{SW} \cdot L} \left( \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \right) = 147 mA \quad (5.11)$$

$$\Delta I_L(V_{OUT} = 27 V) = 460 mA \quad (5.12)$$

Per evitare la formazione di oscillazioni sub-armoniche il datasheet raccomanda di scegliere un valore per l'induttanza superiore a:

$$L_{MIN} \geq M \cdot \frac{V_{OUT_{max}}}{f_{SW}} = 22.5 \mu H \quad (5.13)$$

dove  $M$  è un parametro che per circuiti buck-converters con corrente di uscita  $I_{OUT} = 1A$  ha valore 0.25; il valore dell'induttanza scelto rispetta tale limite.

Infine la scelta dell'induttore deve tenere conto anche del valore della **corrente di saturazione** di quest'ultimo, il datasheet del componente consiglia di usare un induttore la cui corrente di saturazione sia superiore al limite di corrente massimo erogabile dall' High-side switch. Tale scelta garantisce che anche nel caso in cui l'output sia cortocircuitato l'induttore non saturi, condizione che è importante evitare in quanto quando quest'ultimo satura la sua induttanza diminuisce molto causando un picco di corrente che può gravemente danneggiare il regolatore. Anche se come già accennato sono presenti dei sistemi di protezione che limitano la corrente massima erogabile dall' High-side switch, la velocità con cui questa ultima aumenta in caso di saturazione dell'induttore può comunque danneggiare il regolatore; il valore della corrente massima erogabile dall' High-side switch riportata nel datasheet è  $I_{HS-LIMIT} = Min : 1.3 A \quad Typ : 1.6 A \quad Max : 1.9 A$ .

A partire dalle considerazioni fatte finora ho selezionato i seguenti induttori per la realizzazione del progetto:

CODICE PRODUTTORE	PRODUTTORE	induttanza $L$	tolleranza	$I_{rms}$ massima	corrente di saturazione
SRP7050WA-470M [11]	BOURNS	47 $\mu H$	20 %	3.2 A	4.1 A
SRR1050HA-470Y [12]	BOURNS	47 $\mu H$	30 %	2 A	2 A
LCRNJ12575GL470MN [13]	TAIYO YUDEN	47 $\mu H$	20 %	2.95 A	-

### 5.1.6 Protezione da sovracorrente

Come già accennato la corrente passante attraverso il High-side switch è limitata dalla circuiteria interna al valore:

$$I_{HS-LIMIT} = Min : 1.3 A \quad Typ : 1.6 A \quad Max : 1.9 A \quad (5.14)$$

Come si può constatare dai calcoli fatti in (5.1.5) la corrente attraversante l'induttore rimane con sufficiente margine al di sotto di questo limite.

Per evitare che troppa corrente attraversi il low-side switch, la logica interna del convertitore permette a quest'ultimo di rimanere nello stato ON anche successivamente alla conclusione del periodo di switching (inibendo quindi l'High-side switch) fino a quando questa non è scesa sotto il valore:

$$I_{LS-LIMIT} = ( Min : 0.9 A \quad Typ : 1.2 A \quad Max : 1.5 A ) \quad (5.15)$$

Tale meccanismo di protezione pone un ulteriore limite alla corrente di uscita massima erogabile:

$$I_{OUT_{max}} = I_{LS} + \left( \frac{V_{IN} - V_{OUT}}{L \cdot 2 \cdot f_{SW}} \right) \left( \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \right) = 0.97 \quad (5.16)$$

dove  $I_{LS} = 0.9 A$  è il valore minimo riportato nel datasheet e  $V_{OUT} = 37 V$ , quindi il nostro sistema funziona anche nel caso peggiore.

## 5.2 Protezione sovrariscaldamento

Il regolatore durante il funzionamento dissipa parte della potenza entrante in calore, questo provoca l'innalzamento della temperatura di giunzione  $T_J$  del dispositivo. Quest'ultima durante il funzionamento dell'IC deve mantenersi all'interno del range  $-40...150\text{ }^\circ\text{C}$  e questo limita la corrente massima che il regolatore può erogare. Il datasheet fornisce la formula per il calcolo del valore di tale limite:

$$I_{OUT_{max}} = \left( \frac{T_J - T_A}{R_{JA}} \right) \cdot \left( \frac{\eta}{1 - \eta} \right) \cdot \left( \frac{1}{V_{OUT}} \right) \quad (5.17)$$

Dove  $T_A = 20\text{ }^\circ\text{C}$  è la temperatura dell'ambiente,  $T_J = 150; 120; 100\text{ }^\circ\text{C}$  per mantenere un appropriato margine di sicurezza,  $\eta = 0.974$  è l'efficienza del regolatore per  $I_{OUT_{max}} = 1\text{ A}$  (ricavata dalle simulazioni effettuabili attraverso WEBENCH-CIRCUIT-DESIGNER),  $V_{OUT_{max}} = 37\text{ V}$  e infine  $R_{JA}$  è la resistenza termica del dispositivo.  $R_{JA}$  purtroppo non è un parametro facilmente stimabile in quanto dipende da diversi fattori:

- Potenza dissipata dal circuito integrato.
- Movimento dell'aria attorno alle componenti del circuito.
- Area totale della PCB.
- Area della PCB adibita alla dissipazione del calore prodotto dal circuito integrato.
- Eventuali dissipatori di calore collegati alla PCB.
- Disposizione e numero di componenti del circuito.
- Presenza di via sotto al pad termico per permettere una più efficiente trasmissione del calore prodotto al dissipatore.

Il datasheet del componente contiene delle stime di questo parametro, tali valori purtroppo però sono stati ottenuti in condizioni che difficilmente si riesce ad ottenere al di fuori di un laboratorio di analisi e quindi questi ultimi sono usati solo al fine di ottenere una stima iniziale del trasferimento del calore prodotto dall'IC all'ambiente. In particolare, Texas instruments riporta nel datasheet del regolatore il valore della cosiddetta **resistenza termica effettiva** misurata. Quest'ultima è stata ricavata a partire da una PCB di test prodotta dalla azienda stessa, secondo le analisi la resistenza termica effettiva misurata in tali condizioni è:  $R_{JA_{eff}} = 29\text{ }^\circ\text{C/W}$ . I valori scelti ci permettono di calcolare la corrente massima erogabile:

$$I_{OUT_{max}} = 3\text{ A} \quad (5.18)$$

la quale è quindi molto al di sopra di quanto richiesto dal progetto.

Conoscendo la resistenza efficace della PCB e l'efficienza del circuito buck-converter per  $V_{OUT_{max}} = 37\text{ V}$ ,  $I_{OUT_{max}} \approx I_{IN_{max}} = 1\text{ A}$  è possibile ottenere una stima della temperatura di giunzione raggiunta dal nostro dispositivo nel caso di massima di dissipazione di calore:

$$T_J = P_D \cdot R_{JA_{eff}} + T_A = (V_{IN_{max}} \cdot I_{IN_{max}}) \cdot (1 - \eta) + T_A = 50\text{ }^\circ\text{C} \quad (5.19)$$

### 5.3 Modalità light load (PFM)

Come già accennato il convertitore selezionato ha due modalità di funzionamento: Continuous Conduction Mode (CCM) se la corrente erogata in uscita è sufficientemente elevata, **Power Frequency Modulation (PFM)** qualora invece quest'ultima sia molto bassa (questa modalità di funzionamento è anche detta modalità **light load**). Durante il funzionamento in PFM il convertitore alterna periodi di inattività in cui la capacità di uscita è scaricata dalla corrente erogata al carico e periodi di attività in cui il convertitore attraverso un impulso di corrente ricarica quest'ultima ripristinando così la tensione di uscita. L'ampiezza e la durata dell'impulso di corrente sono regolati in modo tale da permettere alla tensione di uscita di raggiungere un valore compreso tra il valore che nominalmente dovrebbe avere per il corretto funzionamento e 0.8 % sopra ad esso.

Questa funzionalità è implementata nella maggior parte dei convertitori DC-DC prodotti dalla Texas instruments in quanto permette di massimizzare l'efficienza del circuito buck-converter per basse correnti di uscita in cambio di un leggero incremento del ripple presente sulla tensione di uscita; è disponibile anche una versione del regolatore LMR38010-Q1 in cui la modalità PFM non è presente, per questo è importante specificare che il nome completo del circuito integrato che abbiamo usato per il progetto è LMR38010SQDDARQ1.

Infine è importante anche precisare che a causa della particolare implementazione del meccanismo che provoca la transizione tra le due modalità sopracitate non è possibile definire un confine netto per cui avviene la suddetta transizione.

In fig. 5.5a e fig. 5.5b ho riportato degli esempi di funzionamento in PFM e CCM direttamente ottenuti dal datasheet del regolatore LMR38010-Q1:

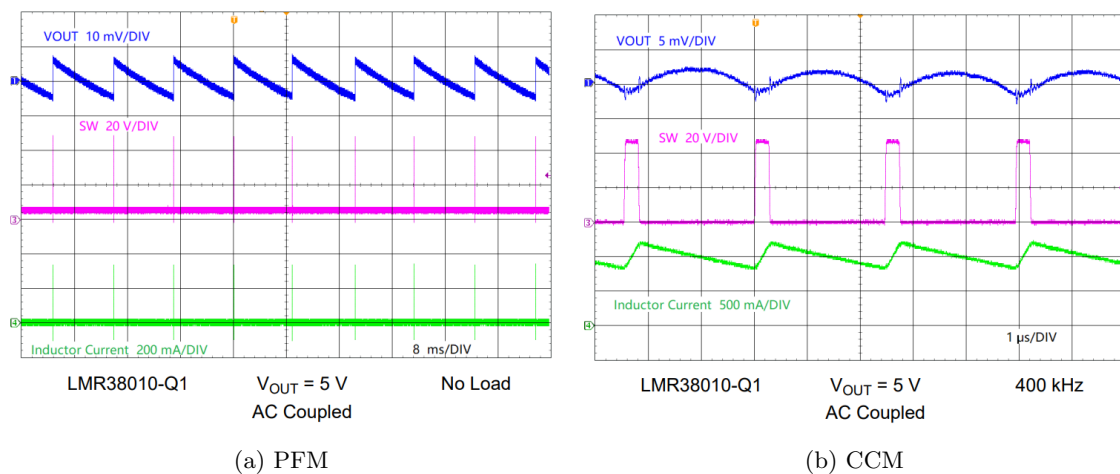


Figura 5.5: Modalità di funzionamento del regolatore LMR38010SQDDARQ1: fig.5.5a PFM [9], fig.5.5b CCM [9]

## 5.4 Controllo del regolatore [14]

Riporto in fig.5.6 lo schema della rete di controllo del circuito buck-converter, la relazione tra la tensione di uscita  $V_{OUT}$ , la tensione del pin FB e la tensione prodotta dal filtraggio del segnale PWM prodotto dal microcontrollore. Essa è calcolabile a partire da tale schema considerando che la circuiteria interna del regolatore modifica il duty-cycle del circuito buck-converter in modo da mantenere la condizione:

$$V_{FB} = V_{REF} \quad (5.20)$$

dove  $V_{REF} = 1 V$  è la tensione costante prodotta da un circuito progettato appositamente in modo che il suo funzionamento sia poco influenzato dalle condizioni ambientali. La relazione in questione risulta essere:

$$V_{OUT} = -\frac{R_{FBT}}{R_{IN1} + R_{IN2}} \cdot V_{MCU} + \left(1 + \frac{R_{FBT}}{R_{FBB}} + \frac{R_{FBT}}{R_{IN1} + R_{IN2}}\right) \cdot V_{REF} \quad (5.21)$$

Dove  $V_{MCU}$  è la tensione prodotta dal pin di arduino opportunamente filtrata.

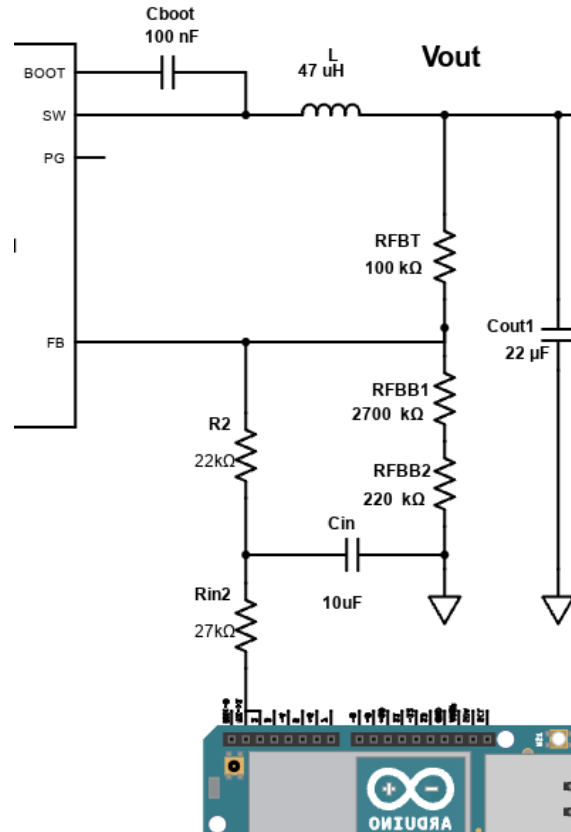


Figura 5.6: Schema della rete di controllo del regolatore LMR38010-Q1

Per quanto riguarda i valori delle resistenze da usare per la rete di controllo Texas instruments consiglia di usare una resistenza di valore compreso tra  $10 k\Omega - 100 k\Omega$  per  $R_{FBT}$  (io ho scelto  $R_{FBT} = 100 k\Omega$ , il datasheet riporta che scegliere valori più alti per questa resistenza possono rendere il sistema eccessivamente sensibile al rumore esterno) e di seguire le formule (5.22), (5.23) per quanto riguarda i valori di  $R_{FBB}$  e  $R_{IN}$ :

$$R_{FBB} = -V_{REF} \cdot R_{FBT} \cdot \frac{V_{MCU_{LOW}} - V_{MCU_{HIGH}}}{H} = 2940 k\Omega \quad (5.22)$$

$$H = (V_{OUT_{LOW}} - V_{OUT_{HIGH}} + V_{MCU_{LOW}} - V_{MCU_{HIGH}}) \cdot V_{REF} - V_{MCU_{LOW}} \cdot V_{OUT_{LOW}} + \dots \quad (5.23)$$

$$\dots V_{MCU_{HIGH}} \cdot V_{OUT_{HIGH}}$$

$$R_{IN_1} + R_{IN_2} = R_{FBT} \cdot R_{FBT} \cdot \frac{V_{MCU_{HIGH}} - V_{REF}}{R_{FBB} \cdot V_{REF} + R_{FBB} \cdot V_{REF} - R_{FBB} \cdot V_{OUT_{LOW}}} = 50 \text{ k}\Omega \quad (5.24)$$

dove  $V_{MCU}$  è esprimibile come:

$$V_{MCU} = D \cdot V_{arduino-High} + (1 - D) \cdot V_{arduino-Low} \quad (5.25)$$

$$V_{MCU} = D \cdot 5 \text{ V} + (1 - D) \cdot 0 \text{ V} \quad (5.26)$$

In 5.4.1 spiegherò più nel dettaglio (5.25) e (5.26).

### 5.4.1 Filtro RC

Il microcontrollore usato per il controllo del circuito buck-converter (Arduino-Uno in questo caso) non è in grado di produrre una tensione di valore variabile, usando però i pin analogici e la funzione `analogWrite(PIN, VALUE)` di quest'ultimo è possibile produrre in output un'onda quadra di frequenza 490 Hz e duty cycle variabile. Tale segnale, se opportunamente filtrato per estrarne la componente DC, può essere usato come segnale di controllo del circuito buck-converter; per estrarre la componente DC del segnale è sufficiente aggiungere un filtro RC tra la rete di controllo e il microcontrollore.

Sfruttando Matlab è possibile simulare il funzionamento del filtro RC e questo permette di dimensionarne efficacemente le componenti.

Partendo dalla trasformata di Fourier di un'onda quadra con duty cycle variabile:

$$PWM(j\omega) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} D \cdot \text{sinc}(k \cdot D) \cdot \delta(j(\omega - \omega_k)) \quad (5.27)$$

e la trasformata di Fourier della **funzione di trasferimento** di un filtro RC:

$$H_{RC}(j\omega) = \frac{1}{1 + j \cdot \omega \cdot RC} \quad (5.28)$$

si può ricavare la formula che descrive la PWM filtrata prodotta da Arduino-Uno:

$$PWM_{filtered}(t) = V_{High} \cdot \left( D + \sum_{k=2}^{+\infty} 2 D \cdot \text{sinc}(k \cdot D) \cdot |H(jk\omega_k)| \cdot \cos(k \cdot \omega_k \cdot t + \phi(H(jk\omega_k))) \right) \quad (5.29)$$

Considerando che la frequenza della PWM prodotta da Arduino-Uno è  $F_{PWM} = 490 \text{ Hz} \Rightarrow w_{PWM} = 3000 \text{ rad/s}$ , ho scelto come valori dei componenti della rete di feedback:

$$R_{IN_1} = 27 \text{ k}\Omega, \quad R_{IN_2} = 27 \text{ k}\Omega, \quad C_{IN} = 10 \text{ }\mu\text{F}, \quad (5.30)$$

tali valori producono un filtro con frequenza di taglio di:  $\omega_{RC} = 3.8 \text{ rad/s}$ .

In fig. 5.7, 5.8, 5.9, 5.10, ho riportato i risultati ottenuti dalle simulazioni effettuate usando Matlab.



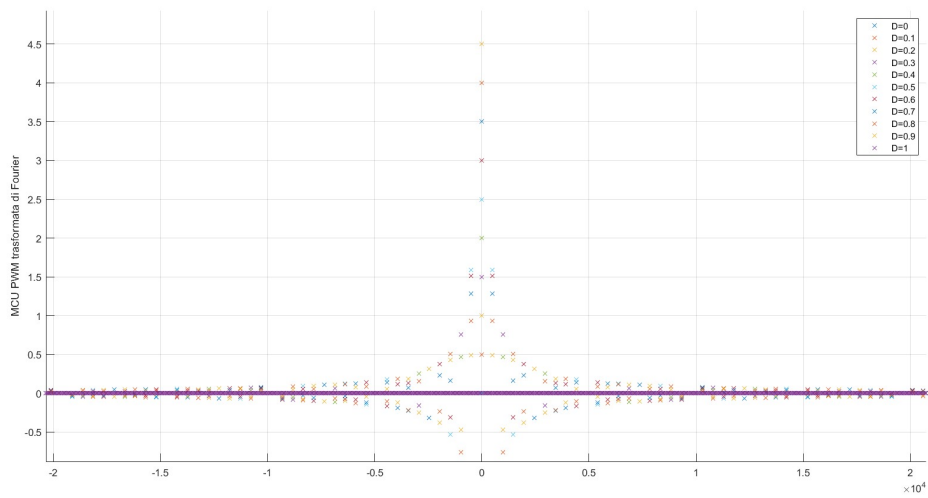


Figura 5.7: Trasformata di Fourier della PWM prodotta dal microcontrollore.

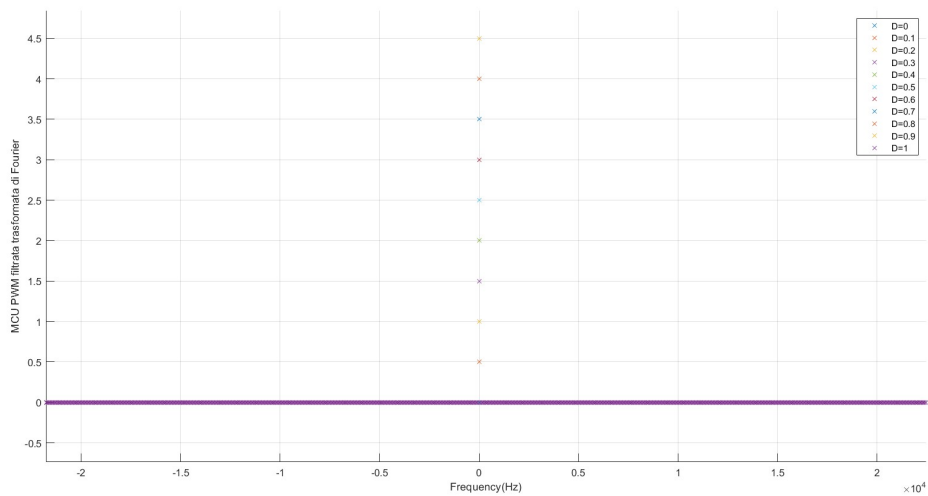


Figura 5.8: Trasformata di Fourier della PWM prodotta dal microcontrollore filtrata.

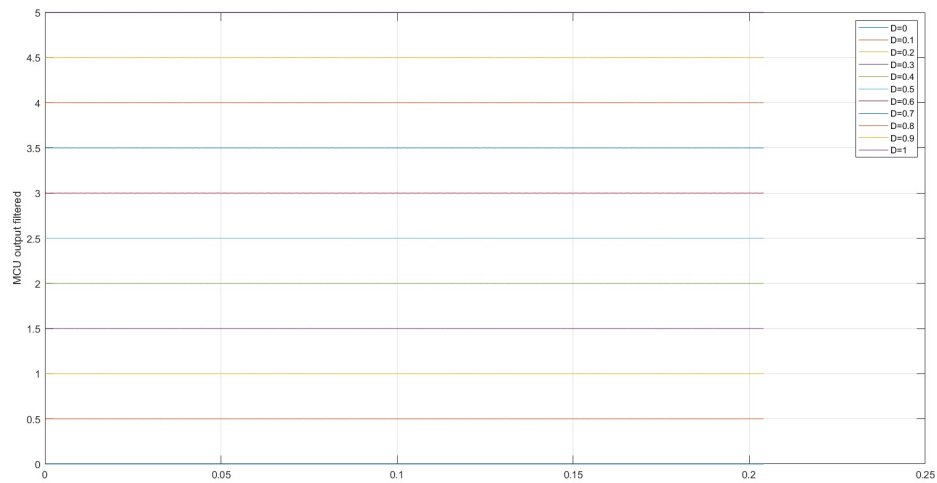


Figura 5.9: PWM prodotta dal microcontrollore filtrata nel dominio del tempo.

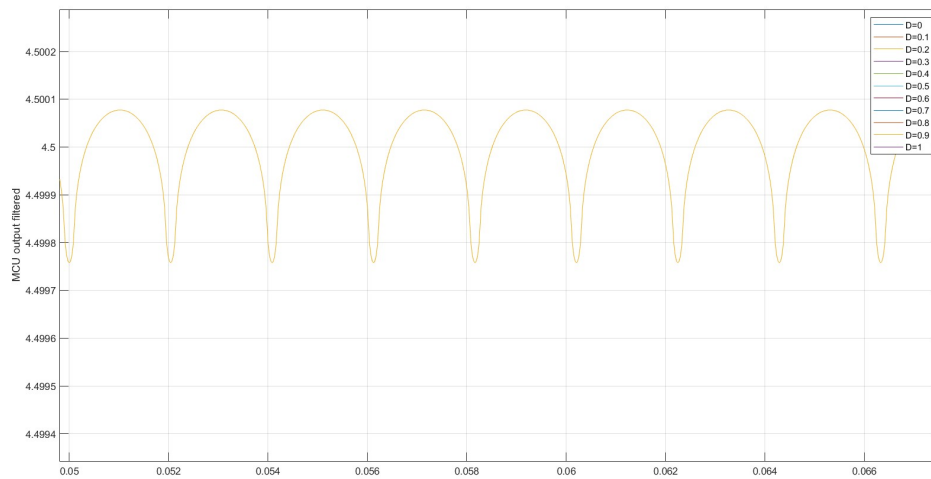


Figura 5.10: Ingrandimento del grafico della PWM prodotta dal microcontrollore filtrata nel dominio del tempo.

## 5.5 Progettazione PCB con software Eagle

La progettazione della PCB da usare per la realizzazione del circuito Buck-converter è stata effettuata usando il software Eagle. La disposizione dei componenti è molto importante al fine di ottenere un design che resista alle **interferenze elettromagnetiche (EMI)** esterne e a quelle prodotte dagli altri componenti del circuito. A tal riguardo il datasheet riporta le seguenti indicazioni:

- Posizionare i condensatori di input il più possibile vicino ai pin VIN e GND, tali pin sono adiacenti nel circuito integrato proprio allo scopo di facilitare questa operazione.
- Usare piste il più ampie possibili per collegare il condensatore  $C_{BOOT}$  ai pin SW e BOOT e posizionare quest'ultimo più vicino possibile a questi pin.
- Il pad termico del regolatore deve essere collegato al piano di ground della PCB, quest'ultimo deve essere ampio abbastanza da permettere la dissipazione del calore prodotto dall' IC.
- Usare piste il più ampie possibili per i collegamenti con la tensione di output, la tensione di input e il ground. Usare piste ampie riduce le cadute di tensione dovute alla resistenze di queste ultime.
- Mantenere il più possibile corta e ampia la traccia che collega il pin SW all'induttore e in generale ridurre il più possibile l'area coperta da questo nodo del circuito; questo riduce l'emissione di interferenze elettromagnetiche da parte di tale nodo il quale risulta essere il più rumoroso tra quelli che formano il circuito buck-converter.

Il datasheet fornisce un esempio di disposizione dei componenti che permette di ottenere una implementazione del circuito buck-converter con buone prestazioni e resistenza alle interferenze elettromagnetiche, ho riportato quest'ultimo in fig. 5.11.

A partire dalle indicazioni precedenti e dall'esempio fornito ho progettato la basetta per il circuito integrato LMR38010-Q1, lo schema della PCB è riportato in fig.5.12,5.13.

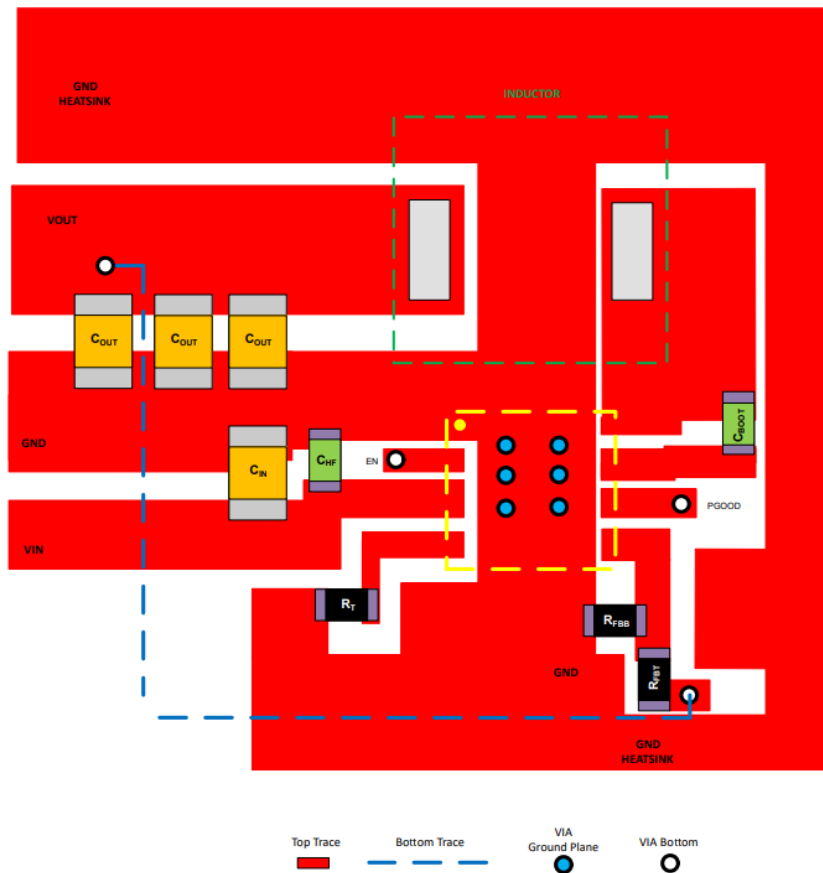


Figure 8-16. Example Layout for HSOIC (DDA) Package

Figura 5.11: Esempio di una PCB progettata per il LMR38010-Q1 fornito dal datasheet del componente stesso [9].

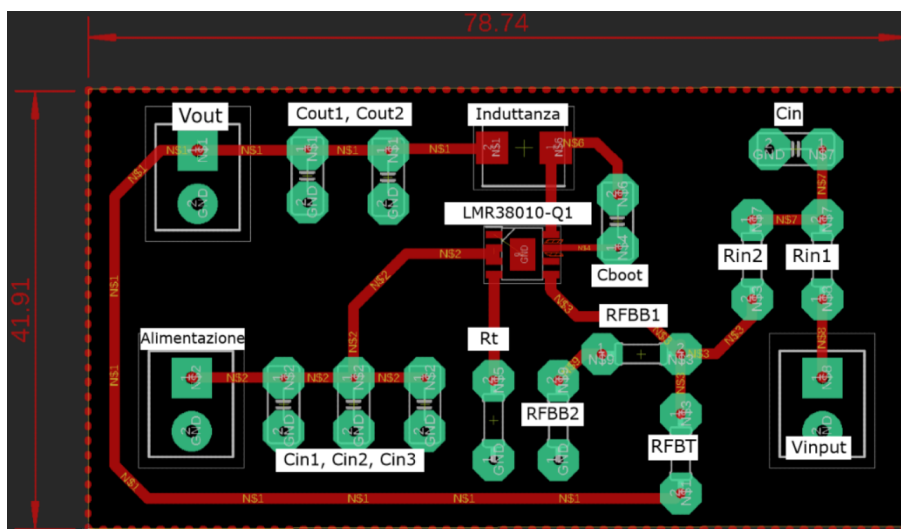


Figura 5.12: PCB progettata per il regolatore LMR38010-Q1 senza ratnest.

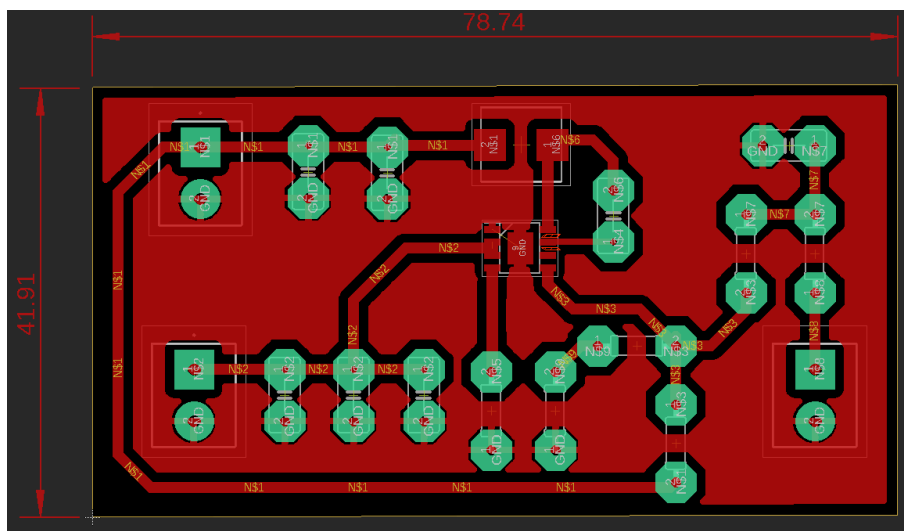


Figura 5.13: PCB progettata per il regolatore LMR38010-Q1 con ratnest.

## 5.6 Simulazioni PSPICE-FOR-TI

Texas instruments mette a disposizione dei progettisti elettronici due programmi per la simulazione dei suoi circuiti integrati: “**PSPICE-FOR-TI**” e **TINA-TI**, queste sono le versioni libere rispettivamente di **Pspice** e **Toolkit for Interactive Network Analysis** sviluppate appositamente per testare i circuiti integrati prodotti dell’azienda stessa.

Di questi due programmi di simulazione circuitale solo per PSPICE-FOR-TI é presente un modello software per la simulazione del regolatore buck-converter LMR38010SQDDARQ1, invece per quanto riguarda i dispositivi LEDs i produttori non forniscono alcun modello software. Allo scopo di simulare i punti di lavoro del sistema ho quindi sostituito i dispositivi LEDs con un set di resistenze di valore opportuno, considerando che tutte le strip di LEDs selezionate operano in un range  $27 - 37V$  e  $0 (\approx 0.5 mA) - 1 A$  ho scelto di usare per i test resistenze di valore:

- $(27 - 0.5 mA) (R_1 = 50 k\Omega)$
- $(29 - 200 mA) (R_2 = 145 \Omega)$
- $(31 - 400 mA) (R_3 = 77 \Omega)$ .
- $(33 - 600 mA) (R_4 = 53 \Omega)$
- $(35 - 800 mA) (R_5 = 42 \Omega)$
- $(37 - 1 A) (R_6 = 36 \Omega)$

Durante la simulazione del funzionamento dell’IC e del circuito ad esso connesso è importante tenere conto del cosiddetto **soft-start time**, il soft start-time è un periodo di tempo che inizia immediatamente dopo l’accensione del circuito buck-converter durante il quale la circuiteria interna del regolatore aumenta gradualmente la tensione di uscita mantenendone il valore sempre, istante per istante, inferiore al valore di un segnale rampa generato internamente al circuito integrato stesso. Tale meccanismo serve per evitare la formazione di picchi di tensione o corrente sull’output del circuito, nel caso del LMR38020 il soft-start time ha una durata di  $t = 4 ms$ .

Il circuito Buck-converter simulato funziona come da progetto, i risultati delle simulazioni sono riportati in 5.6.1, 5.6.2.

### 5.6.1 Funzionamento in modalità CCM: $V_{out} = 37 V$ , $I_{out} = 1 mA$ , $R_{out} = 36 \Omega$ ,

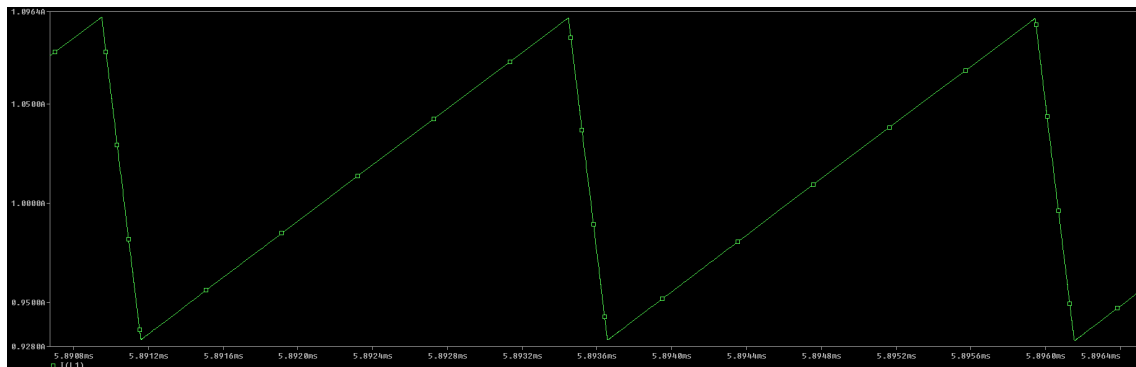


Figura 5.14: Evoluzione nel tempo della corrente attraversante l’induttore per  $V_{out} = 37 V$ ,  $I_{out} = 1 A$ ,  $R_{out} = 36 \Omega$ , modalità di funzionamento CCM.

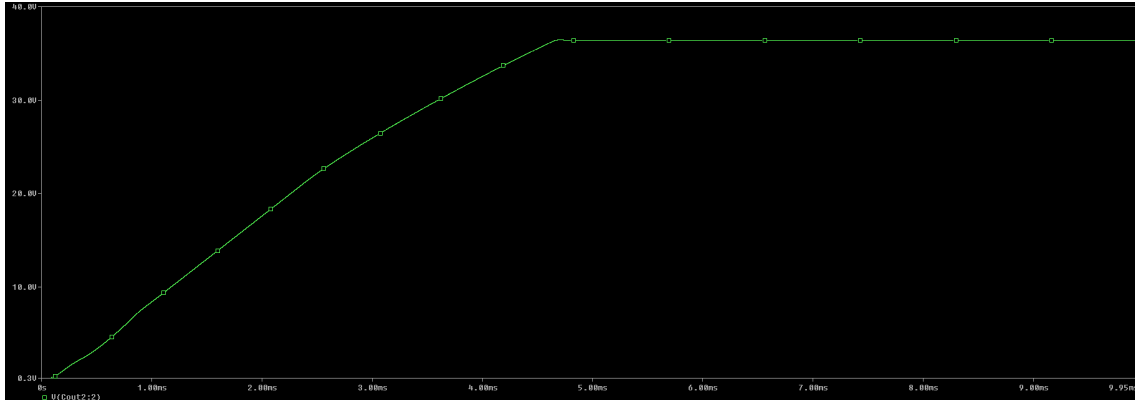


Figura 5.15: Evoluzione nel tempo della tensione di uscita del circuito per  $V_{out} = 37 V$  (valore finale),  $I_{out} = 1 A$ ,  $R_{out} = 36 \Omega$ , modalità di funzionamento CCM.

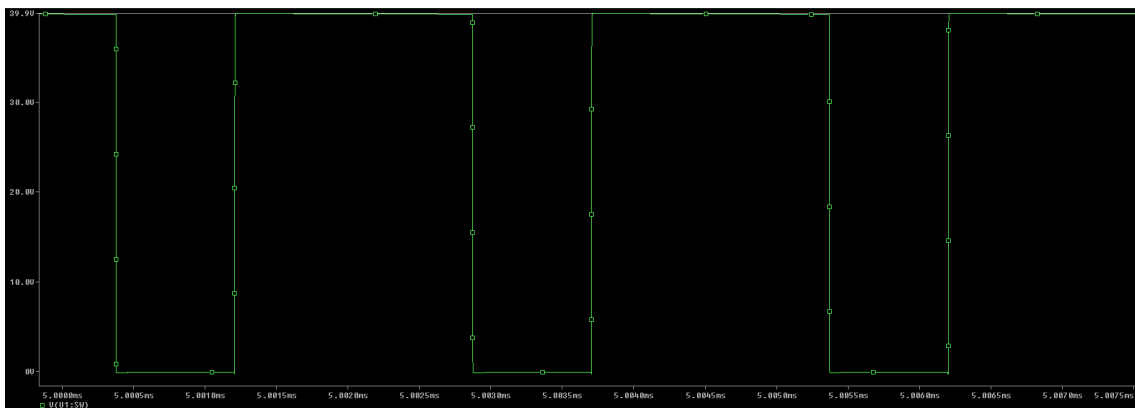


Figura 5.16: Tensione del nodo di switching per  $V_{out} = 37 V$  (valore finale),  $I_{out} = 1 A$ ,  $R_{out} = 36 \Omega$ , modalità di funzionamento CCM.

### 5.6.2 Funzionamento in modalità PFM: $V_{out} = 27 V$ , $I_{out} = 50 mA$ , $R_{out} = 50 k\Omega$ ,



Figura 5.17: Evoluzione nel tempo della tensione di uscita del circuito per  $V_{out} = 27 V$  (valore finale),  $I_{out} = 0.5 mA$ ,  $R_{out} = 50 k\Omega$ , modalità di funzionamento PFM.

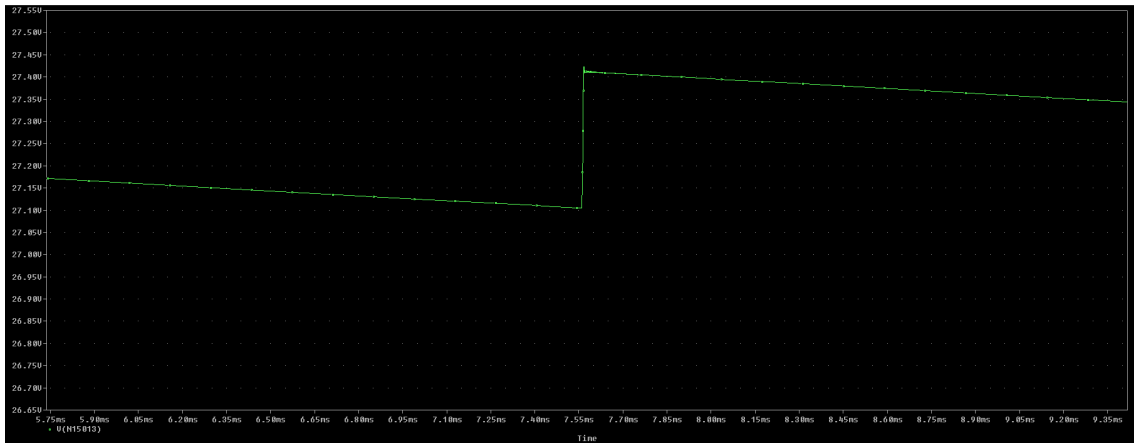


Figura 5.18: Ingrandimento evoluzione nel tempo della tensione di uscita del circuito per  $V_{out} = 27\text{ V}$  (valore finale),  $I_{out} = 0.5\text{ mA}$ ,  $R_{out} = 50\text{ k}\Omega$ , modalità di funzionamento PFM.



## 5.7 Fabbricazione prototipi del circuito buck-converter

### 5.7.1 Prototipo realizzato usando una basetta millefori

Allo scopo di testare il funzionamento del circuito buck-converter prima della realizzazione della versione finale, ho creato due prototipi di quest'ultimo. Il primo prototipo è stato realizzato usando una basetta millefori (vedi fig.5.19).

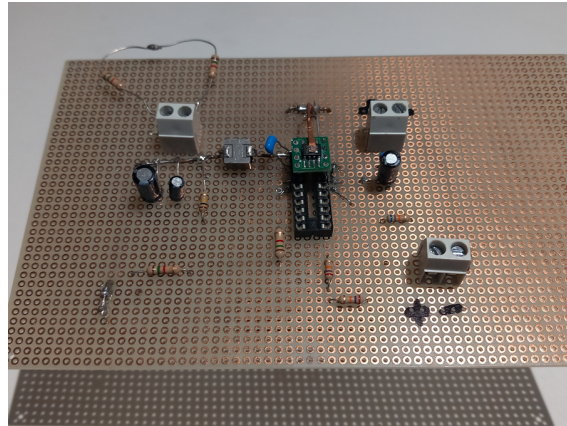


Figura 5.19: Prototipo realizzato usando una basetta millefori

Il test di questo prototipo è avvenuto collegando un generatore che eroga una tensione di 40 V al morsetto di alimentazione, un generatore che impone una tensione variabile tra 0 – 5 V al morsetto usato per la tensione di controllo del circuito e come carico del circuito una resistenza di 3 k $\Omega$ .

È stato scelto di testare il circuito con una resistenza di carico di valore elevato per limitare la potenza entrante nel circuito integrato e così evitare l'eccessivo innalzamento della temperatura di giunzione del componente, infatti come è possibile osservare in fig. 5.19 la realizzazione del circuito buck-converter usando una basetta millefori non permette di il collegamento di un efficiente sistema di dissipazione del calore.

I test con il multimetro digitale e l'oscilloscopio hanno verificato l'effettiva capacità del circuito di variare la tensione di uscita al variare della tensione di controllo nel modo previsto dal progetto.



# Capitolo 6

## Test sul dispositivo finale

### 6.1 Fotodiode

#### 6.1.1 Fotoconduttività nei materiali semiconduttori

Prima di descrivere il funzionamento del fotodiode, è necessario approfondire i fenomeni che portano alla formazione di una corrente elettrica in un semiconduttore illuminato da un fascio di fotoni incidente e sottoposto ad un campo elettrico esterno.

Se prendiamo in considerazione un pezzo di materiale semiconduttore di tipo p su cui incide un fascio di fotoni, se questi hanno energia superiore all'ampiezza della banda proibita  $E_G$ , essi possono generare delle coppie elettrone-lacuna. Questa generazione di coppie elettrone-lacuna aumenta la concentrazione dei portatori nel materiale semiconduttore le quali diventano:

$$n = n_0 + \Delta n, \quad p = p_0 + \Delta p \quad (6.1)$$

dove  $n_0$  e  $p_0$  sono le concentrazioni di portatori all'equilibrio, e  $\Delta n = \Delta p$  sono le concentrazioni di portatori fotogenerate.

Ipotizzando che il fascio di fotoni incidenti produca un basso tasso di generazione di portatori, il tasso di ricombinazione di questi ultimi risulterà essere:

$$R_n = \frac{\Delta n}{\tau_n} \quad (6.2)$$

Se il semiconduttore è uniforme e sottoposto ad un campo elettrico, la corrente che lo attraversa è data solo dalla corrente di deriva dei portatori, quindi:

$$J = J_n + J_p = q \cdot (\mu_n(n_0 + \Delta n) + \mu_p(p_0 + \Delta p)) = (\sigma + \Delta\sigma) \cdot E \quad (6.3)$$

dove  $\Delta\sigma$  è l'incremento di conduttività dovuta alla fotogenerazione di portatori, mentre  $\sigma$  è la conduttività del semiconduttore non illuminato.

Se  $G_0$  è costante nel tempo allora in steady-state avremo che  $G_0 = R_n$ , e quindi:

$$\Delta n = G_0 \tau_n \quad (6.4)$$

Da quanto esposto, il semiconduttore risulta attraversato da una corrente dovuta alla fotogenerazione di portatori:

$$I_{ph} = \frac{\Delta\sigma \cdot A \cdot V}{l} = \frac{q(\mu_n + \mu_p)\Delta n \cdot A \cdot V}{l} \approx \frac{q \cdot \mu_n \cdot G_0 \cdot \tau_n \cdot A \cdot V}{l} \quad (6.5)$$

dove abbiamo semplificato l'espressione ipotizzando  $\mu_n \gg \mu_p$ , e inoltre  $E = \frac{V}{l}$  è il campo elettrico nel semiconduttore.

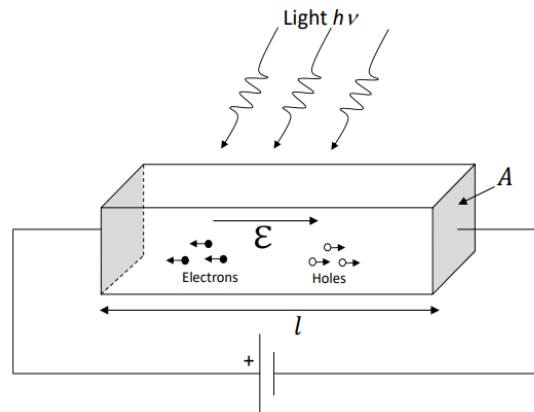


Figura 6.1: Semiconduttore sottoposto ad un campo elettrico e illuminato da un fascio di fotoni.

### 6.1.2 Fotodiode formato da una singola giunzione p-n

Per la misura della densità di potenza irradiata dalla strip di LEDs è stato usato un fotodiode. Quest'ultimo funziona in maniera molto simile alle celle solari descritte nella sezione 2.3.

Il fotodiode, nella sua versione più semplice, è dato da una giunzione  $p^+n$  dove il semiconduttore di tipo p presenta una concentrazione di atomi accettori  $N_A$  molto superiore alla concentrazione di atomi donatori  $N_D$  presenti nel semiconduttore di tipo n. L'alta concentrazione di atomi accettori presenti in  $p^+$  è ottenuta partendo da un semiconduttore di tipo n e aggiungendovi atomi accettori fino ad ottenere la densità di lacune voluta, questo tipo di giunzione p-n risulta in una regione svuotata di portatori che si estende principalmente nel semiconduttore di tipo n. La struttura di uno di questi dispositivi è riportata in fig.6.2.

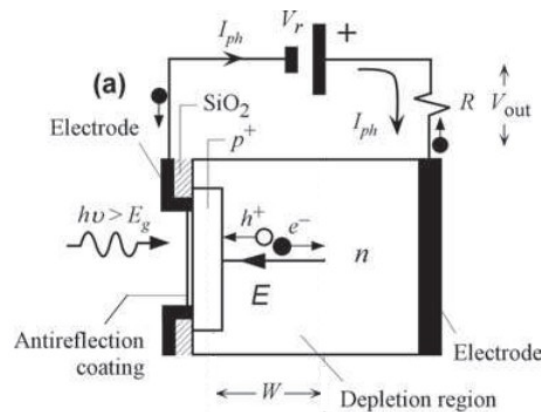


Figura 6.2: Struttura di un fotodiode formato da una singola giunzione  $p^+n$  [3].

Come nel caso delle celle solari, i fotoni incidenti sul dispositivo creano delle coppie elettrone-lacuna nei due materiali semiconduttore che formano la giunzione  $p^+n$ . Se queste sono generate all'interno della:

- Regione svuotata di portatori
- Regione neutra del semiconduttore di tipo n ad una distanza inferiore alla distanza di diffusione delle lacune  $L_h$  dalla regione svuotata di portatori

- Regione neutra del semiconduttore di tipo p ad una distanza inferiore alla distanza di diffusione degli elettroni  $L_n$  dalla regione svuotata di portatori

queste coppie di portatori hanno un'alta probabilità di essere separate e le lacune generate nel semiconduttore di tipo n, accelerate verso il semiconduttore di tipo p, e gli elettroni generati nel semiconduttore di tipo p, accelerati verso il semiconduttore di tipo n. Gli elettroni normalmente hanno una **distanza di diffusione** maggiore delle lacune, questa è la motivazione dietro l'impiego di una regione svuotata di portatori che si estende principalmente nel semiconduttore di tipo n.

Come nelle celle solari, questo spostamento di cariche, se il dispositivo è collegato ad un circuito esterno, crea una corrente  $I_{ph}$  proporzionale al numero di fotoni incidenti. Quest'ultima rappresenta un segnale che permette di misurare l'intensità della radiazione incidente.

Da quanto finora esposto, è possibile ricavare la corrente uscente dal fotodiode, questa è data dalla somma di due termini, uno costante proporzionale all'intensità della radiazione incidente  $I_{ph}$ , e uno dipendente dalla tensione ai capi del dispositivo dovuto alla presenza della giunzione p-n. La corrente uscente dal fotodiode è quindi:

$$I_{phdiode} = I_0 \cdot \left[ e^{\frac{qV}{\eta kT}} - 1 \right] - I_{ph} \quad (6.6)$$

La caratteristica  $I - V$  del dispositivo è riportata in fig.6.3, essa è la stessa della cella solare.

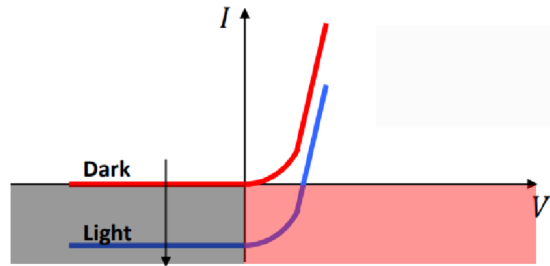


Figura 6.3: Caratteristica  $I - V$  del fotodiode.

Diversamente dalle celle solari, i fotodiodi, durante il funzionamento, tipicamente sono polarizzati inversamente e quindi operano nella regione contrassegnata in colore grigio in fig.6.3, cioè con tensioni e correnti negative. Esiste comunque una minoranza di fotodiodi che funzionano in polarizzazione diretta all'interno della regione contrassegnata dal colore rosso, quindi per tensioni positive e correnti negative.

Possiamo a questo punto definire l'efficienza quantica esterna del fotodiode:

$$\eta_{eqe} = \frac{\text{numero elettroni collezionati dagli elettrodi}}{\text{numero fotoni incidenti}} \quad (6.7)$$

Come per gli altri dispositivi fotoelettronici, questa efficienza considera tutti i fotoni incidenti compresi quelli riflessi o non assorbiti e tutti gli elettroni che raggiungono gli elettrodi, per tenere conto di questa discrepanza possiamo calcolare l'efficienza quantica interna del fotodiode:

$$\eta_{iqe} = \frac{\text{numero di elettroni fotogenerati}}{\text{numero fotoni assorbiti}} \quad (6.8)$$

A partire dall'efficienza quantica esterna è possibile esprimere la corrente del fotodiode come:

$$I_{ph} = q \cdot \eta_{eqe} \cdot \frac{P_\lambda}{\frac{hc}{\lambda}} \quad (6.9)$$

dove  $P_\lambda$  è la potenza della radiazione incidente e  $\lambda$  è la lunghezza d'onda di quest'ultima. Infine possiamo ora calcolare la cosiddetta **respositività** del fotodiode:

$$R_\lambda = \frac{I_{ph}}{P_\lambda} = \frac{q \cdot \eta_{eqe} \cdot \lambda}{hc} \quad (6.10)$$

la quale quantifica la risposta del fotodiiodo alla radiazione incidente.

### 6.1.3 Dimensioni del fotodiiodo e potenza massima misurabile

Il fotodiiodo usato per i test è il modello Thorlabs S120VC ha un'area di  $0.706 \text{ cm}^2$  e può assorbire al massimo, prima della saturazione, una potenza di  $50 \text{ mW}$  o  $0.7 \text{ sun}$ . In quanto le nostre misure hanno costantemente superato tale valore di densità di potenza, è stato necessario usare un filtro davanti al dispositivo il quale diminuisce la potenza della radiazione incidente di un fattore  $K = 10$ . Quindi per ottenere la densità di potenza incidente sul fotodiiodo misurata in sun:

$$P_d[\text{sun}] = \frac{P_{mis}}{1000} \cdot \frac{K}{A} = \frac{P_{mis}}{100 \cdot 0.706} \quad (6.11)$$

dove  $P_{mis}$  è la potenza misurata dal fotodiiodo espressa in  $\text{mW}$ .

## 6.2 Stima dei parametri della funzione che lega il valore passato alla funzione analogWrite alla tensione di uscita del buck-converter

Per controllare la tensione di uscita del buck converter appropriatamente è necessario stimare i parametri della funzione:

$$V_{OUT} = f_V(AW) \quad (6.12)$$

dove  $V_{OUT}$  è la tensione di uscita del buck-converter e  $AW$  è il valore che Arduino-Uno usa come input della funzione `analogWrite(PIN, VALUE)`. Inizialmente a partire dagli schemi del progetto e dai valori teorici dei componenti usati, i parametri di quest'ultima erano stati stimati essere:

$$V_{OUT} = -0.04 \cdot AW + 37.286 \quad (6.13)$$

dove il valore di  $AW$  è approssimato all'intero più vicino e nel caso quest'ultimo sia:

- $AW > 255 \Rightarrow AW = 255$
- $AW < 0 \Rightarrow AW = 0$

Infatti la funzione `analogWrite` accetta in input solo valori interi compresi tra 0 e 255.

Questa prima stima dei parametri della relazione *analogWrite – Tensione di uscita del Buck – converter* è stata ricavata a partire dallo schema della rete di controllo del Buck-converter stesso; in particolare per i calcoli ho usato i valori teorici delle resistenze che la compongono e ho seguito quanto riportato nel datasheet del circuito integrato per modellare il comportamento di quest'ultimo.

Nella sez.5.4 è stata ricavata la formula (5.21), la quale lega la tensione di controllo del buck-converter prodotta dal pin di analogico di arduino, opportunamente filtrata, e la tensione di uscita del buck-converter stesso:

$$V_{OUT} = -\frac{R_{FBT}}{R_{IN1} + R_{IN2}} \cdot V_{MCU} + \left(1 + \frac{R_{FBT}}{R_{FBB}} + \frac{R_{FBT}}{R_{IN1} + R_{IN2}}\right) \cdot V_{REF} \quad (6.14)$$

Inserendo

$$V_{MCU} = AW \cdot \frac{5}{255} \quad (6.15)$$

in (6.14) si ottiene la formula usata per ricavare (6.13).

Questa prima relazione *analogWrite – Tensione di uscita del Buck – converter* ricavata presenta diverse discrepanze riguardo la corrispondenza tra  $AW$  e i valori della tensione di uscita  $V_{OUT}$  effettivamente misurati; probabilmente questo è dovuto principalmente alle tolleranze sui valori dei

componenti stessi (per esempio le resistenze usate presentano una tolleranza del 5%), i quali nel caso di una rete molto sensibile come quella di controllo possono aver cambiato la relazione tra la tensione di controllo e la tensione di uscita. Infine è probabile che essendo la relazione iniziale stata ricavata puramente attraverso formule teoriche, non abbia tenuto conto di non idealità presenti nel funzionamento del circuito come per esempio il surriscaldamento dei componenti.

Per ottenere una migliore corrispondenza tra valore inserito e il valore della tensione di uscita misurato ho deciso di misurare la tensione di uscita in corrispondenza di 9 valori di AW e interpolare linearmente questi ultimi usando la funzione di matlab polyfit. I valori usati per il calcolo sono:

Valore analogWrite	Tensione di uscita misurata
230	28.51 V
207	29.39 V
184	30.28 V
161	31.16 V
138	31.98 V
115	32.55 V
92	33.42 V
69	34.32 V
46	35.2 V

Così facendo la nuova relazione è risultata essere:

$$V_{OUT} = -0.036 \cdot AW + 36.86 \quad (6.16)$$

Il grafico della funzione fittata  $V_{OUT} = f(AW)$  è riportato in fig.6.4.

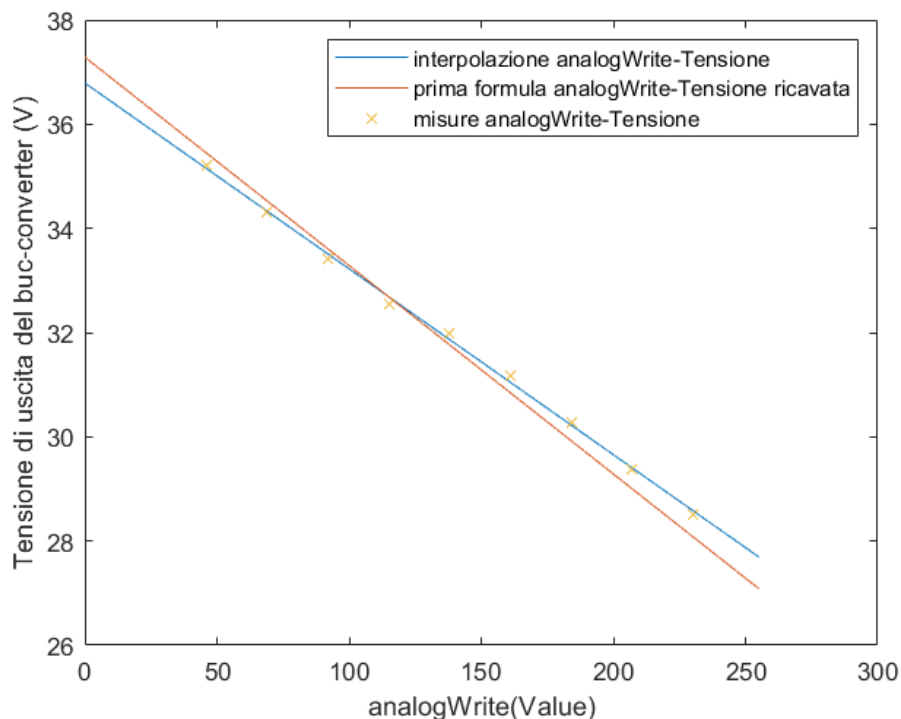


Figura 6.4: Grafico della funzione fittata  $V_{OUT} = f(AW)$ .

### 6.3 Risultati delle misure effettuate sul dispositivo finale

Il modello LED usato per i test è il L1HX-5770200000000 prodotto da Lumileds. Purtroppo a causa di un errore di progettazione, i LEDs nelle rispettive basette sono risultati più distanti l'uno dall'altro di quanto previsto inizialmente. Questo ha portato ad una maggiore dispersione della radiazione prodotta dalle strips e quindi non è stato possibile soddisfare le specifiche di progetto. In particolare la densità di potenza massima è risultata inferiore a 10 *sun*.

#### 6.3.1 Misura della variazione della potenza emessa dalla strip di LEDs in funzione della variazione della tensione di alimentazione

In questo test abbiamo misurato la potenza ottica emessa dalla strip ponendo il fotodiodo ad una distanza fissa di 6.5 cm dalla strip di LEDs stessa e variando la tensione di alimentazione di quest'ultima:

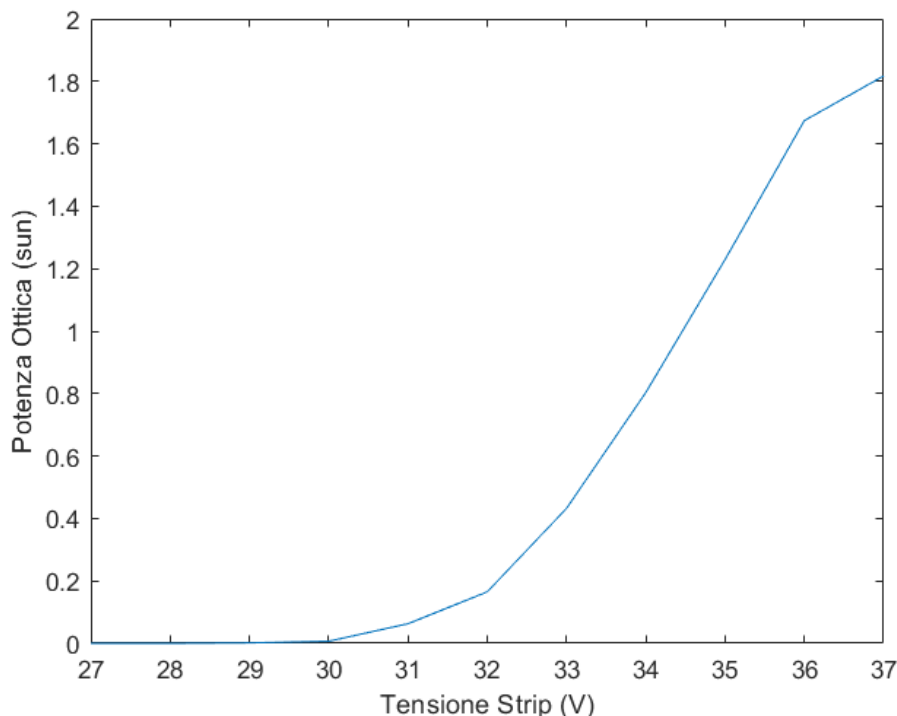


Figura 6.5: Variazione della potenza ottica emessa dalla strip di LEDs misurata ad una distanza di 6.5 cm in funzione della variazione della tensione di alimentazione di quest'ultima.

Questo test ha lo scopo di verificare il corretto funzionamento della strip di LEDs, come si può vedere la potenza emessa segue la caratteristica esponenziale tipica di tali dispositivi, questo indica il buon funzionamento della strip. Inoltre si può notare che per alte tensioni l'emissione satura, questo è dovuto al raggiungimento del limite delle prestazioni del buck-converter il quale può erogare un massimo di 1 A e imporre una tensione di uscita di 37.6 V.



Tabella 6.1: Valori presentati nel grafico in fig.6.5.

Tensione strip (V)	Potenza ottica (sun)
27	0
28	0
29	0.0016
30	0.0068
31	0.063
32	0.165
33	0.43
34	0.8
35	1.23
36	1.67
37	1.82

### 6.3.2 Misura della potenza massima emessa dalla strip di LEDs ad una distanza variabile dal fotodiode

In questo test abbiamo misurato la potenza emessa dalla strip alla massima tensione di alimentazione con il fotodiode posto nel punto di massima potenza emessa dalla strip. Abbiamo ripetuto tale misura per diverse distanze tra la strip e il fotodiode:

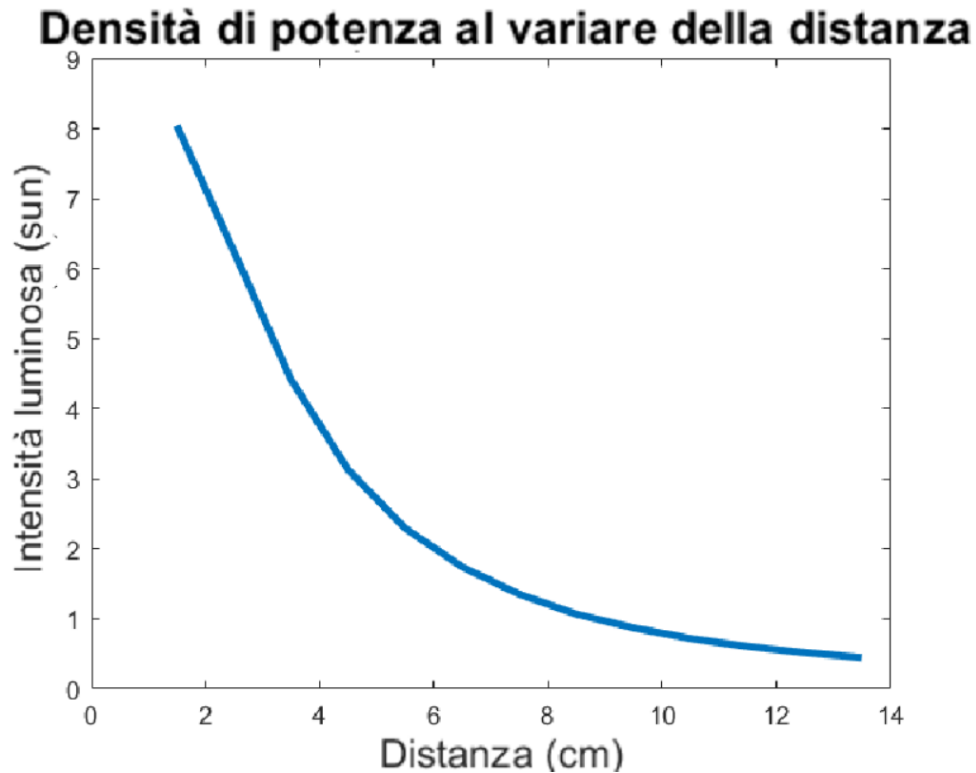


Figura 6.6: Variazione della potenza ottica massima emessa dalla strip misurata dal fotodiode in funzione della variazione della distanza tra la strip e il fotodiode.

7.2.

Tabella 6.2: Valori presentati nel grafico in fig.6.6.

Distanza (cm)	OP (sun)
1.5	8.045
2.5	6.246
3.5	4.42
4.5	3.13
5.5	2.295
6.5	1.742
7.5	1.353
8.5	1.068
9.5	0.873
10.5	0.72
11.5	0.606
12.5	0.518
13.5	0.448

La potenza emessa dalla strip, alla distanza di 1.5 cm dal fotodiode, ha comunque raggiunto un illuminazione di 8 sun, il quale è un valore molto vicino alle specifiche iniziali per il progetto.

### 6.3.3 Misura dell'uniformità della radiazione emessa dalla strip

In questa serie di test abbiamo misurato l'uniformità della radiazione prodotta dalla strip di LEDs. La misura è stata effettuata ponendo il sensore a una distanza di 6.5 cm dalla strip e spostandone la posizione in direzione parallela al piano della PCB dei LEDs. Così facendo è stata misurata la densità di potenza incidente in 30 punti distribuiti su una griglia. Abbiamo ripetuto questa misura per tre valori di illuminazione differenti corrispondenti alle tensioni di alimentazione: 35 V, 36 V, 37 V.

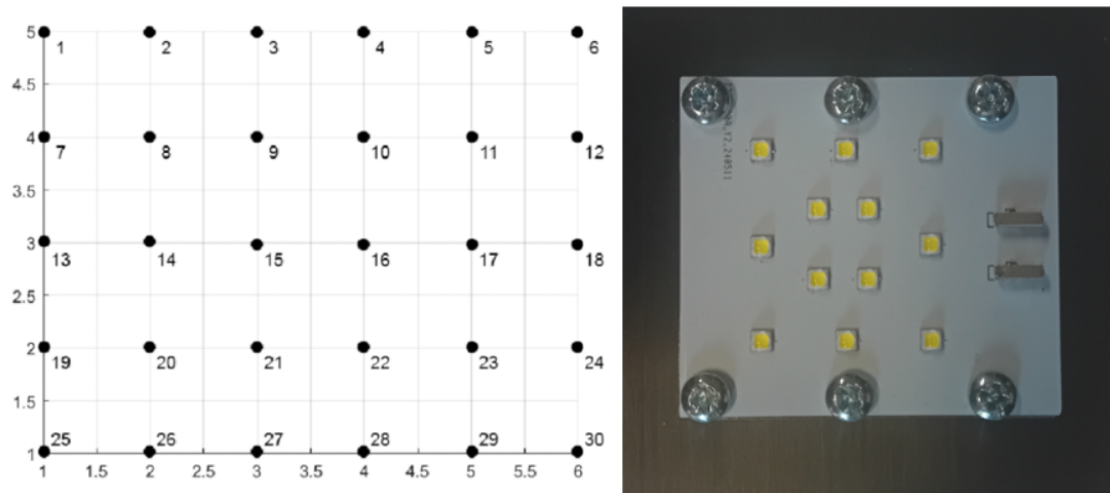


Figura 6.7: A sinistra griglia usata per la misurazione dell'intensità della potenza incidente, ogni punto nero indica la posizione in cui è stata effettuata la misura; a destra la bassetta dei LEDs L1HX-577020000 0000 usati per i test.

#### Misura effettuata con tensione di alimentazione 37 V

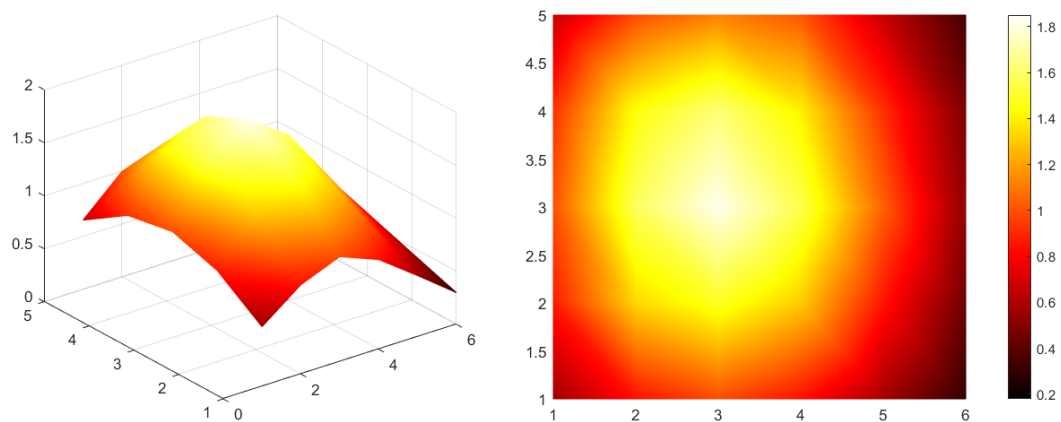


Figura 6.8: Uniformità della densità di potenza emessa dalla strip alimentata da una tensione di 37 V a 6.5 cm di distanza.

Tabella 6.3: Valori riportati in fig.6.8.

Distribuzione potenza ottica (sun)					
0.56	0.84	0.99	0.85	0.58	0.3
0.86	1.33	1.49	1.31	0.85	0.45
1.00	1.58	1.82	1.56	1.04	0.53
0.92	1.44	1.63	1.4	0.92	0.48
0.65	0.99	1.12	1.02	0.67	0.34

Misura effettuata con tensione di alimentazione 36 V

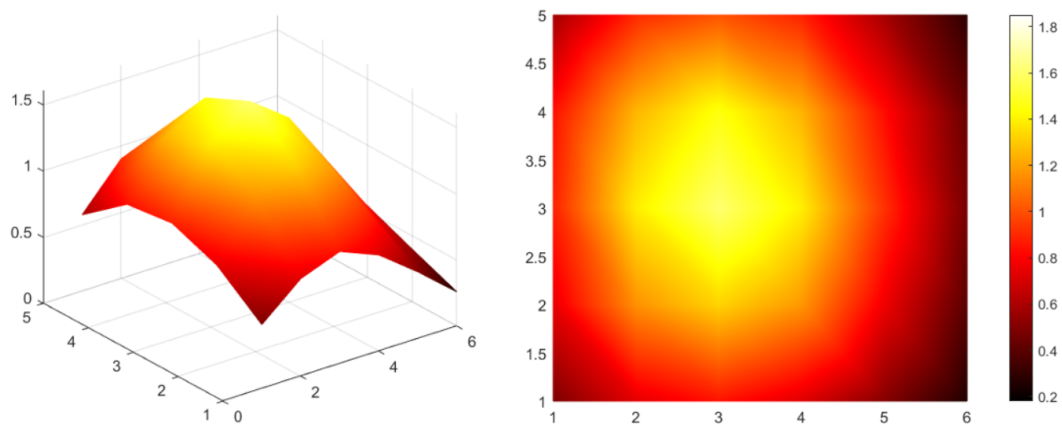


Figura 6.9: Uniformità della densità di potenza emessa dalla strip alimentata da una tensione di 36 V a 6.5 cm di distanza.

Tabella 6.4: Valori riportati in fig.6.9.

Distribuzione potenza ottica (sun)					
0.48	0.73	0.84	0.72	0.5	0.26
0.75	1.16	1.32	1.18	0.77	0.4
0.62	0.96	1.1	0.94	0.66	0.33
0.88	1.39	1.61	1.39	0.92	0.47
0.58	0.9	1.01	0.89	0.58	0.29

## Misura effettuata con tensione di alimentazione 35 V

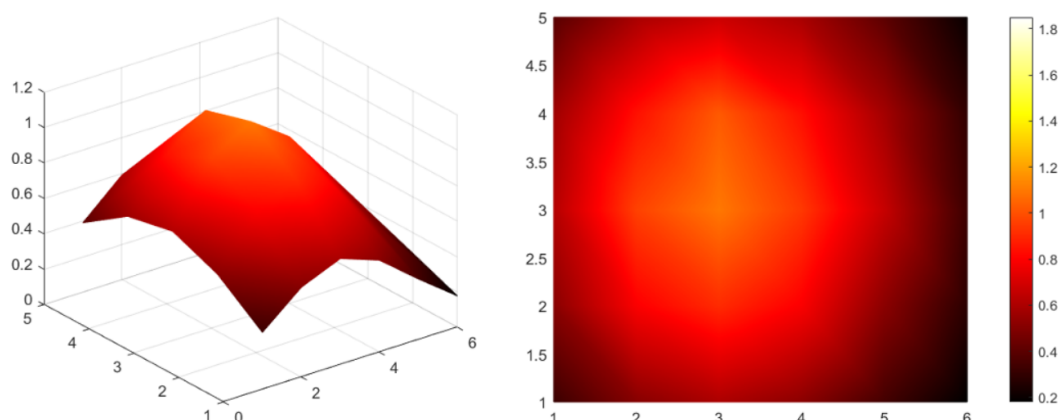


Figura 6.10: Uniformità della densità di potenza emessa dalla strip alimentata da una tensione di 35 V a 6.5 cm di distanza.

Tabella 6.5: Valori riportati in fig.6.10.

Distribuzione potenza ottica (sun)					
0,48	0,73	0,84	0,72	0,5	0,26
0,75	1,16	1,32	1,18	0,77	0,4
0,62	0,96	1,1	0,94	0,66	0,33
0,88	1,39	1,61	1,39	0,92	0,47
0,58	0,9	1,01	0,89	0,58	0,29

Come si può vedere dai dati riportati nelle tabelle 6.7, 6.4, 6.3, l'intensità del fascio sull'area sotto test varia notevolmente da punto a punto. Il valore del fascio misurato è particolarmente uniforme nei punti di misura numero 8,9,10,14,15,16,20,21, e 22 (vedi fig.6.7), in particolare all'interno di questi è anche presente il picco di emissione della strip di LEDs, quindi la posizione migliore dove inserire un eventuale cella solare da testare è all'interno del rettangolo formato da questi ultimi. Ho calcolato il valore medio dell'illuminazione nei punti centrali appena citati e poi ho calcolato la deviazione di ciascuno di essi dal valore medio appena calcolato. Ho ottenuto:

Tabella 6.6: Uniformità del fascio emesso dalla PCB dei LEDs nei punti 8,9,10,14,15,16,20,21,22.

punti di misura 8,9,10,14,15,16,20,21,22			
Tensione alimentazione (V)	Valore medio	Deviazione media dal valore medio	Deviazione media dal valore medio %
37	1.55	0,13	8
36	1.33	0,11	8.5
35	0.91	0,08	9.2

In particolare se paragoniamo la deviazione dei punti centrali dal loro valore medio alla deviazione di tutti i punti dell'area illuminata dal valore medio comune possiamo notare una forte differenza:

Tabella 6.7: Uniformità del fascio emesso dalla PCB dei LEDs per tutti i punti di misura.

Tensione alimentazione (V)	Valore medio	Deviazione media dal valore medio	Deviazione media dal valore medio %
37	0.97	0,38	39
36	0.87	0,28	33
35	0.59	0,2	34

### 6.3.4 Misura della variazione del ripple sulla tensione di uscita in funzione della variazione della tensione di uscita stessa

In questo test abbiamo misurato il ripple presente sulla tensione di uscita del buck-converter per diversi valori della tensione di uscita:

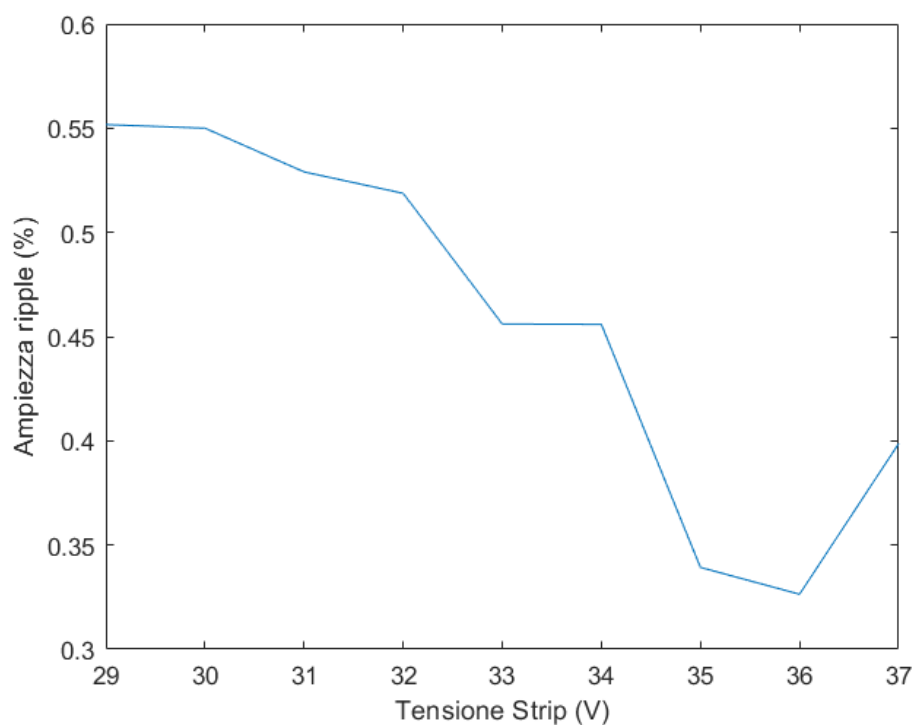


Figura 6.11: Variazione dell'ampiezza del ripple sulla tensione di uscita per diversi valori della tensione di uscita stessa. Quest'ultimo è riportato come percentuale rispetto al valore della tensione di uscita.

Tabella 6.8: Valori presentati nel grafico in fig.6.11.

Tensione strip (V)	Ripple(V)
29	0.16
30	0.165
31	0.164
32	0.166
33	0.1505
34	0.155
35	0.119
36	0.118
37	0.148

Considerando il ripple di tensione nel caso peggiore, quindi per una tensione di alimentazione di 30 V, possiamo calcolare la variazione massima della densità di potenza emessa dalla strip. I datasheets dei LEDs forniscono i grafici riportati in fig.6.12, 6.13, questi permettono di calcolare la variazione della potenza emessa dai LEDs in funzione della variazione della tensione applicata ad essi.

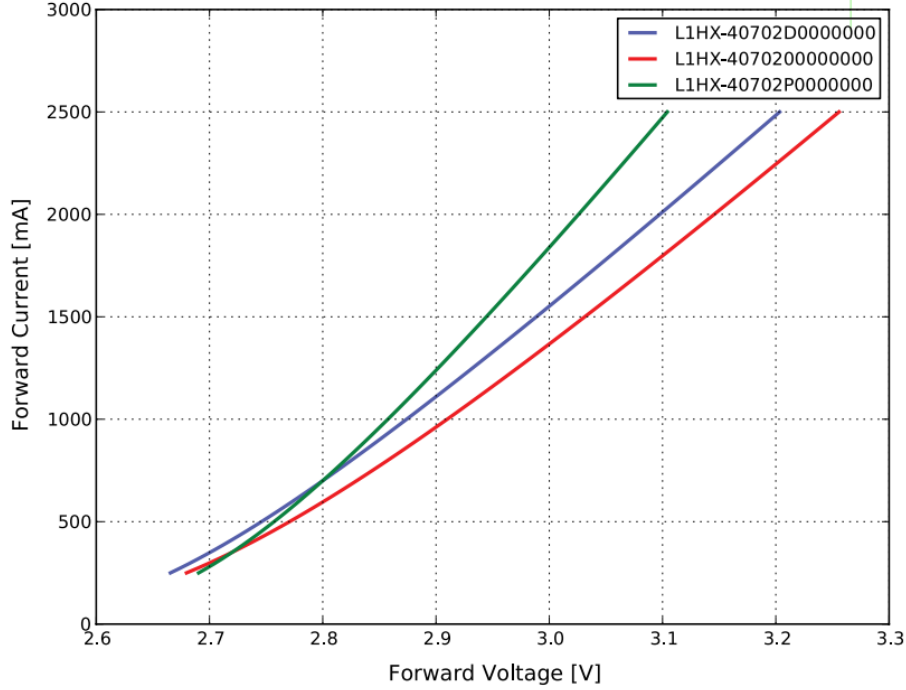


Figura 6.12: Caratteristica I-V dal modello LED L1HX-57702000000000.

La variazione della corrente attraversante i LEDs in funzione della variazione della tensione ai capi dei dispositivi risulta essere:

$$m_1 = \frac{dI}{dV} \approx \frac{2.5 - 0.25 \text{ A}}{3.1 - 2.7 \text{ V}} = 5.6 \frac{[A]}{[V]} \quad (6.17)$$

quindi possiamo stimare la variazione della corrente attraversante i LEDs:

$$\Delta I = m_1 \cdot \frac{\Delta V}{N_{LEDs}} = 0.08 \text{ A} \quad (6.18)$$

Dove  $N_{LEDs} = 12$  è il numero di LEDs componenti la strip. Sempre usando i grafici forniti dai datasheets, possiamo ora calcolare la variazione della potenza emessa dal singolo LED in funzione della variazione della corrente che lo attraversa:

$$m_2 = \frac{dP}{dI} \approx \cdot P_n \cdot \frac{3 - 0.5}{3 - 0.25 \text{ A}} = 1.78 \cdot \frac{[W]}{[A]} \quad (6.19)$$

Dove  $P_n = 1.98 \text{ W}$  è la potenza nominale dei LEDs, i grafici in fig.6.12, 6.13 riportano la potenza emessa dal dispositivo normalizzata e quindi è necessario moltiplicare le misure riportate per  $P_n$ . Quindi la variazione della potenza incidente sull'area di test risulta essere:

$$\Delta P_d = N_{LEDs} \cdot \frac{m_2 \cdot \Delta I}{A_{test}} = 70 \frac{mW}{cm^2} = 0.7 [sun] = \pm 0.35 [sun] \quad (6.20)$$



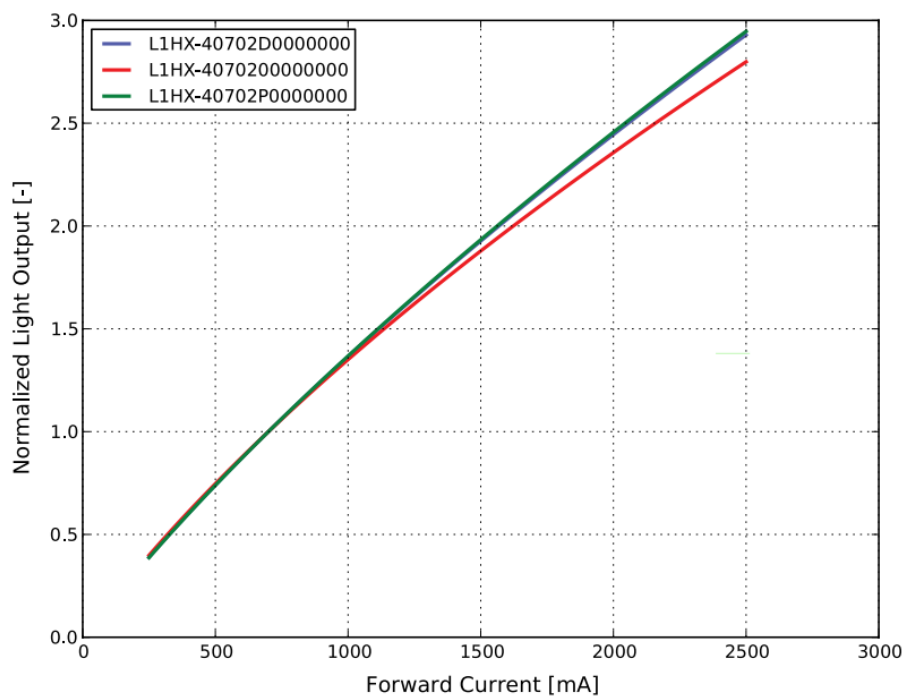


Figura 6.13: Potenza emessa dal modello LED L1HX-57702000000000 normalizzata, in funzione della corrente entrante.

### 6.3.5 Misura della caratteristica I-V di una cella solare illuminata dal Tester

Nel seguente test è stata misurata la caratteristica I-V di una cella solare illuminata dalla radiazione prodotta dalla strip di LEDs. La cella è stata posta nel punto in cui la potenza emessa dalla strip misurata è massima ed ad una distanza da quest'ultima di 1.5 cm.

In fig.6.14 è riportata la caratteristica I-V della cella solare non illuminata, in fig.6.15 è riportato il grafico della caratteristica I-V della cella solare illuminata (la caratteristica ad 8 e 9 sun sono risultate molto vicine probabilmente per un errore di misura), e infine in fig. fig.6.16 è riportato il grafico della relazione  $\log(|I|)/V$  di quest'ultima.

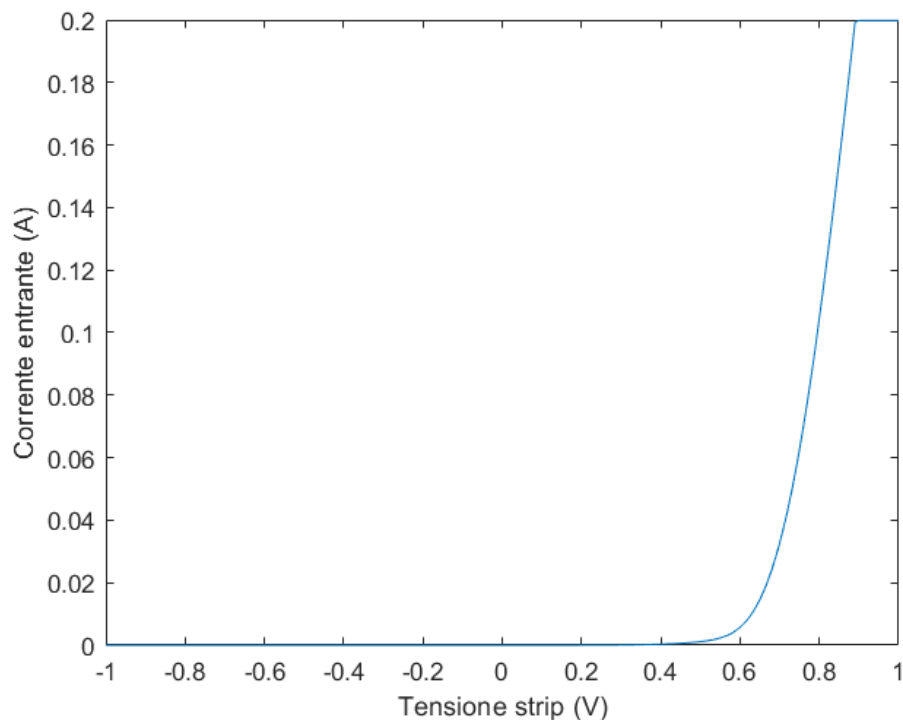


Figura 6.14: Caratteristica I-V della cella solare non illuminata.

#### Misura della corrente di cortocircuito $I_{SC}$ e tensione di circuito aperto $V_{OC}$

A partire dalle misure appena effettuate è stato possibile ricavare la variazione della corrente di cortocircuito  $I_{SC}$  e della tensione di circuito aperto  $V_{OC}$  della cella solare in funzione della densità di potenza incidente. L'andamento di quest'ultime è riportato in fig.6.17 e in fig.6.18, i valori presentati nei grafici sono riportati in tabella 6.9.

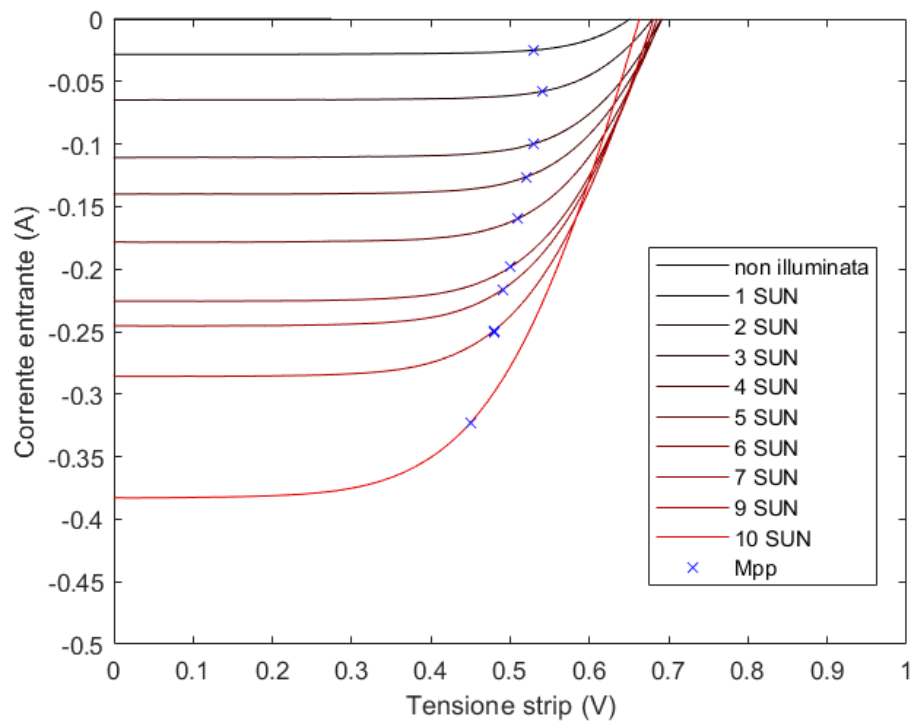


Figura 6.15: Caratteristica I-V della cella solare illuminata.

Tabella 6.9: Valori presentati nei grafici in fig.6.17 e fig.6.18.

-	Corrente cortocircuito $I_{SC}$ (A)	Tensione cortocircuito $V_{OC}$ (V)
3 sun	0.11	0.69
4 sun	0.14	0.69
5 sun	0.18	0.69
6 sun	0.23	0.68
7 sun	0.24	0.68
8 sun	0.286	0.68
9 sun	0.29	0.67
10 sun	0.38	0.66

### Punto di massima potenza erogata e Fill Factor

Infine dai dati raccolti è possibile ricavare il punto di massima potenza erogata e il Fill Factor della cella solare al variare della densità di potenza della radiazione incidente.

I grafici ricavati in questa sezione seguono bene il comportamento di una cella solare illuminata da una densità di potenza costante, questo indica che il sistema funziona come da progetto. In particolare con l'aumento della intensità della radiazione la corrente di cortocircuito aumenta e la tensione di circuito aperto diminuisce. Assieme alla tensione di cortocircuito anche il Fill Factor diminuisce, questo deve essere dovuto all'aumentare della temperatura della cella solare che diminuisce l'efficienza della cella stessa nonostante la potenza erogata aumenti.

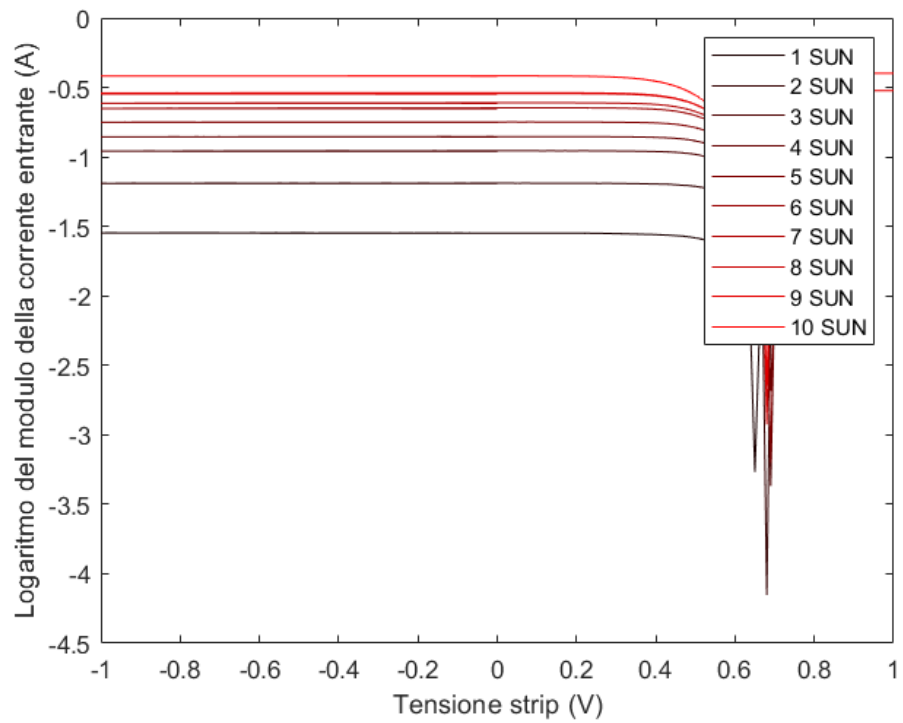


Figura 6.16: Caratteristica  $\log(|I|)/V$  della cella solare illuminata.

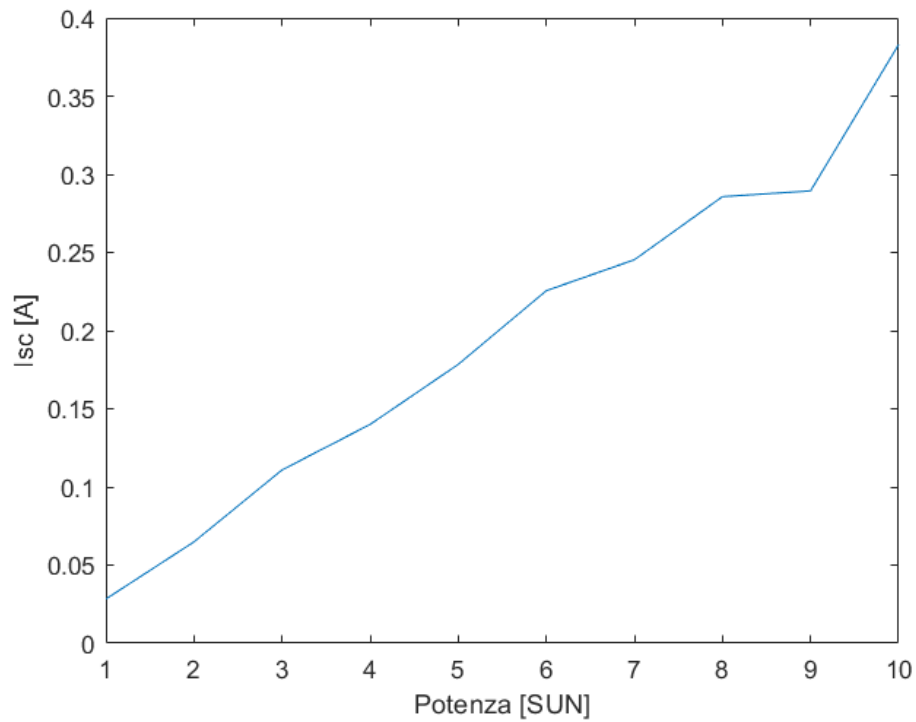


Figura 6.17: Variazione della corrente di cortocircuito  $I_{SC}$  della cella solare con il variare della densità di potenza della radiazione incidente.

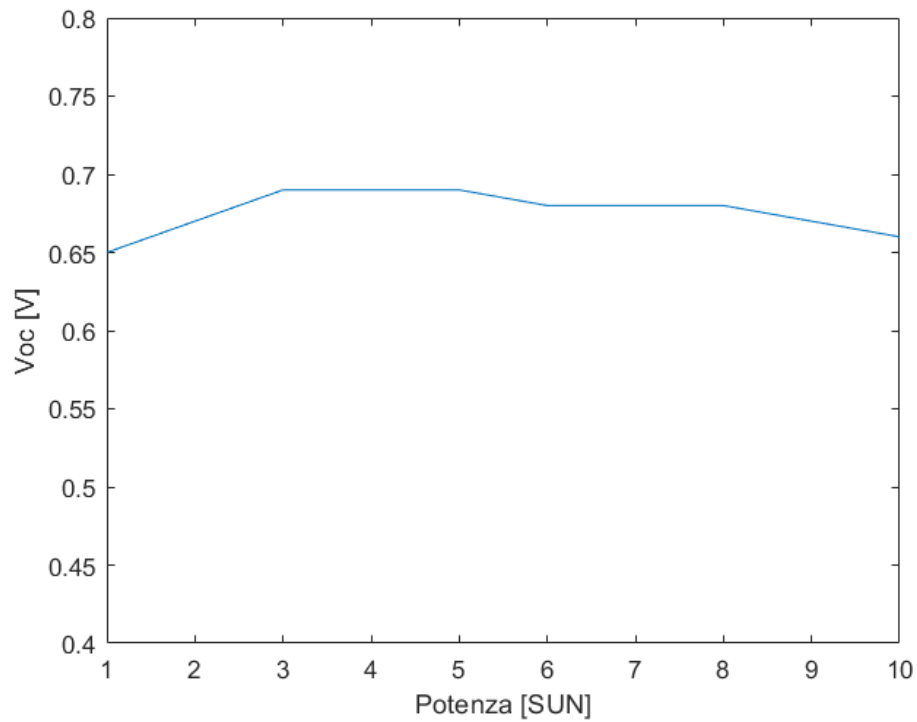


Figura 6.18: Variazione della tensione di circuito aperto  $V_{OC}$  della cella solare con il variare della densità di potenza della radiazione incidente.

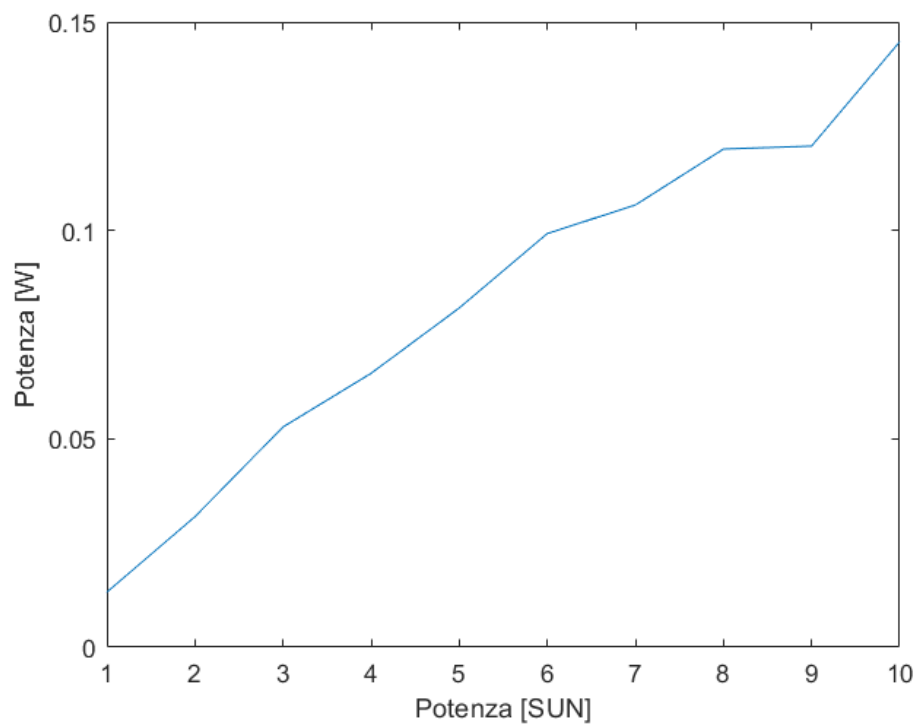


Figura 6.19: Variazione della potenza massima erogata dalla cella solare al variare della potenza della radiazione incidente.

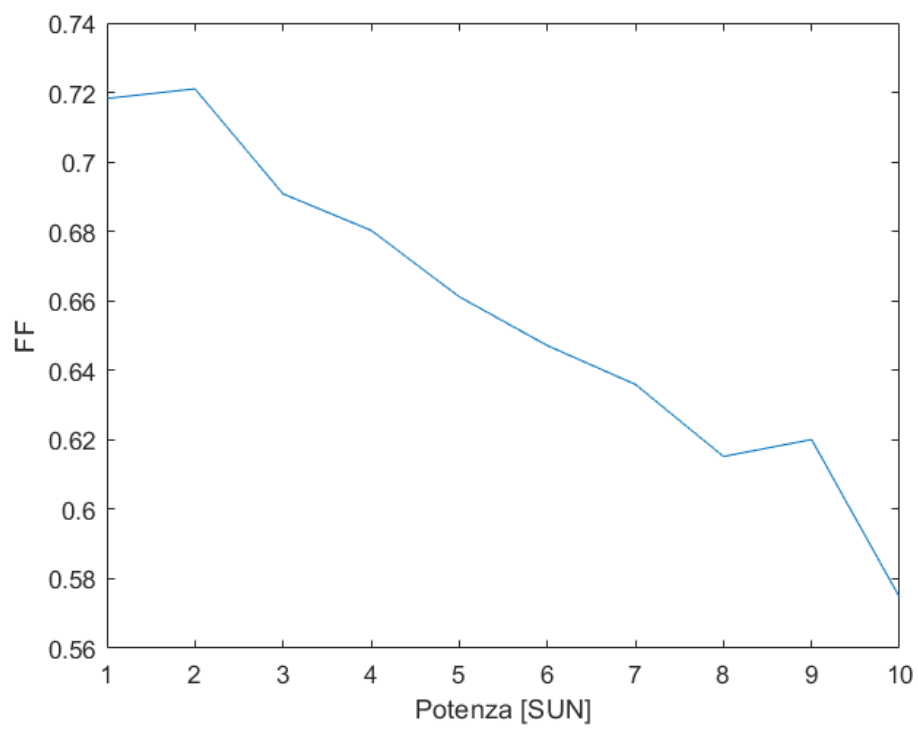


Figura 6.20: Variazione del Fill Factor della cella solare al variare della potenza incidente.

## Capitolo 7

# Programmazione microcontrollore

Per il controllo del tester è stato scelto di usare un microcontrollore della serie Arduino Uno. Il programma scritto per quest'ultimo riceve in input il valore di due parametri:

- Tensione di uscita o potenza emessa dalla strip di LEDs.
- Distanza della strip dall'area dove è posta la cella sotto test.

A seconda della modalità di controllo scelta, il programma permette di variare la tensione di alimentazione o la potenza emessa dalla strip di LEDs, inoltre è anche possibile impostare la distanza dell'area di test dalla strip rendendo così il dispositivo utilizzabile in diverse condizioni operative.

Lo schema completo del programma è riportato in fig.7.1.

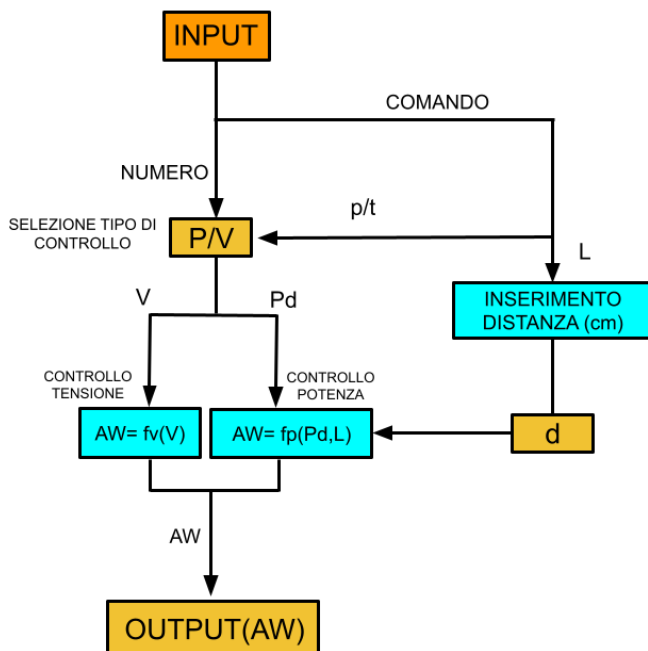


Figura 7.1: Schema del programma realizzato per il controllo del tester.

```

-----INIZIO PROGRAMMA-----

Controllo potenza emessa (SUN): premi 'p' (default 0 SUN)
Controllo distanza (cm): premi 'd' (default 6.5 cm)
Controllo tensione alimentazione strip (V): premi 't' (default 0 V)

```

Figura 7.2: Programma realizzato per il controllo del tester.

## 7.1 Stima dei parametri della funzione che lega il valore passato alla funzione analogWrite alla potenza emessa dalla strip di LEDs

Per poter stimare i parametri della funzione  $AW = f_P(P_d)$ , è necessario ricavare la caratteristica *corrente – potenza ottica emessa dal LED*. Quest'ultima può essere ricavata a partire dall'equazione di continuità applicata alle regioni attive dei dispositivi LED. Volendo modellare il comportamento dei dispositivi LEDs in condizioni di funzionamento normali, possiamo assumere che tali regioni attive si trovino in steady-state e alta iniezione di portatori:

$$\frac{dn}{dt} = \frac{J}{qd} - (Bnp + An) = 0 \quad (7.1)$$

dove  $J$  è la densità di corrente entrante nella regione attiva del LED,  $d$  è lo spessore della regione attiva,  $B$  è il tasso di ricombinazione bimolecolare,  $A$  è il coefficiente di ricombinazione non radiativa (data solo dalla ricombinazione SRH), e infine  $n$  e  $p$  sono le concentrazioni degli elettroni e lacune nella regione attiva in questione.

In quanto ci troviamo nel caso di alta iniezione di portatori:

$$n \approx p \gg N_a, N_d \Rightarrow Bn^2 + An - \frac{J}{qd} = 0 \quad (7.2)$$

Inoltre se la ricombinazione radiativa domina sulla ricombinazione non radiativa:

$$An \ll Bn^2 \Rightarrow Bn^2 \approx \frac{J}{qd} \quad (7.3)$$

I LED bianchi usati per i test sono formati da un LED blu la cui radiazione emessa eccita dei fosfori. Al fine di calcolare la potenza totale irradiata dal LED blu possiamo approssimare lo spettro emesso da quest'ultimo come formato da un'unica lunghezza d'onda  $\lambda_B$  situata nella parte blu dello spettro visibile.

In quanto la potenza della radiazione quasi monocromatica è convertita con efficienza vicina al 100% in una radiazione composta da un ampio spettro di lunghezze d'onda (luce bianca), per calcolare la potenza totale emessa dal dispositivo è sufficiente calcolare la potenza della radiazione monocromatica emessa dal LED blu. Supponendo che il LED blu sia costituito da molteplici regioni attive, la densità di potenza emessa da questo in funzione della corrente lo attraversa può essere calcolata da:

$$P_d[sun] = \frac{P}{A_{test}} = Bn^2 \cdot \frac{A_{ele}}{A_{test}} \cdot \frac{hc}{\lambda_B} = \frac{A_{ele}}{A_{test}} \cdot \sum_i \frac{1}{d_i} \cdot \frac{hc}{\lambda_B} \cdot \frac{I_{LED}}{q} \quad (7.4)$$

dove  $A_{ele}$  è l'area degli elettrodi del diodo,  $A_{test}$  è l'area usata per la misura della densità di potenza,  $d_i$  è lo spessore di ciascuna regione attiva e  $I_{LED}$  è la corrente entrante nel dispositivo.

I LED formati da eterostrutture hanno tipicamente una caratteristica  $I - V$  simile a quella di un diodo, quest'ultima nel caso di polarizzazione diretta può essere semplificata in:

$$I = I_S \cdot \exp\left(\frac{q \cdot V}{\eta_{ideal} \cdot k \cdot T}\right) \quad (7.5)$$



## 7.2. RELAZIONE TRA DISTANZA E DENSITÀ DI POTENZA IRRADIATA DALLA STRIP91

quindi la caratteristica *tensione di alimentazione – potenza emessa* della strip di LEDs risulta essere:

$$P_d[sun] = N_{LEDs} \cdot \frac{A_{ele}}{A_{test}} \cdot \sum_i \frac{1}{d_i} \frac{hc}{\lambda_B} \cdot \frac{I_S}{q} \cdot \exp\left(\frac{qV}{\eta_{ideal}kT}\right) \quad (7.6)$$

dove  $N_{LEDs}$  è il numero di LEDs componenti la strip.

Siccome la maggior parte dei parametri della formula non sono forniti dai datasheet dei LEDs, ho deciso di usare l'interpolazione su dati reali per stimare il valore di questi ultimi; in particolare la densità di potenza emessa da una strip di LEDs è esprimibile come:

$$P_d[sun] = W_1 \cdot \exp(W_2 \cdot V) \quad (7.7)$$

Ora sostituendo la tensione di alimentazione del Buck-converter con la sua funzione ricavata per interpolazione otteniamo:

$$P_d[sun] = W_1 \cdot e^{36.86} \cdot e^{-0.036 \cdot W_2 \cdot AW} = K_1 \cdot \exp(K_1 \cdot AW) \quad (7.8)$$

dove ho deciso di stimare il valore dei parametri  $K_1$ ,  $K_2$  usando l'interpolazione esponenziale delle misure effettuate sul sistema.

In particolare per tale operazione ho usato la funzione di matlab  $fit(x, y, 'exp1')$ ; questa mi ha permesso di calcolare una stima dei parametri  $a$ ,  $b$  che meglio interpola i dati misurati (vedi la tabella 7.1) a partire dalla funzione:

$$P_d[sun] = a \cdot e^{bx} \quad (7.9)$$

L'equazione ottenuta per la conversione dei valori passati alla funzione di arduino  $analogWrite()$  nella potenza emessa dal LED è:

$$P_d[sun] = 3.229 \cdot e^{-0.01887 \cdot AW} \quad (7.10)$$

La quale invertita ci permette di calcolare il valore di AW da passare alla funzione  $analogWrite()$ :

$$AW = -52.99 \cdot \log\left(\frac{P_d}{3.229}\right) \quad (7.11)$$

Tabella 7.1: Valori usati per l'interpolazione della funzione  $P_d[sun] = f_P^{-1}(AW)$ .

analogWrite	Potenza Ottica [sun]
255	0.69
232	0.69
207	0.69
182	0.68
157	0.68
132	0.68
107	0.67
82	0.66
57	1.23
32	1.67

## 7.2 Stima dei parametri della funzione che lega la distanza della strip di LEDs dal fotodiodo e la potenza emessa dalla strip misurata da quest'ultimo

Per poter controllare il tester, è necessario ricavare la variazione della funzione:

$$AW = f_P(P_d) \quad (7.12)$$

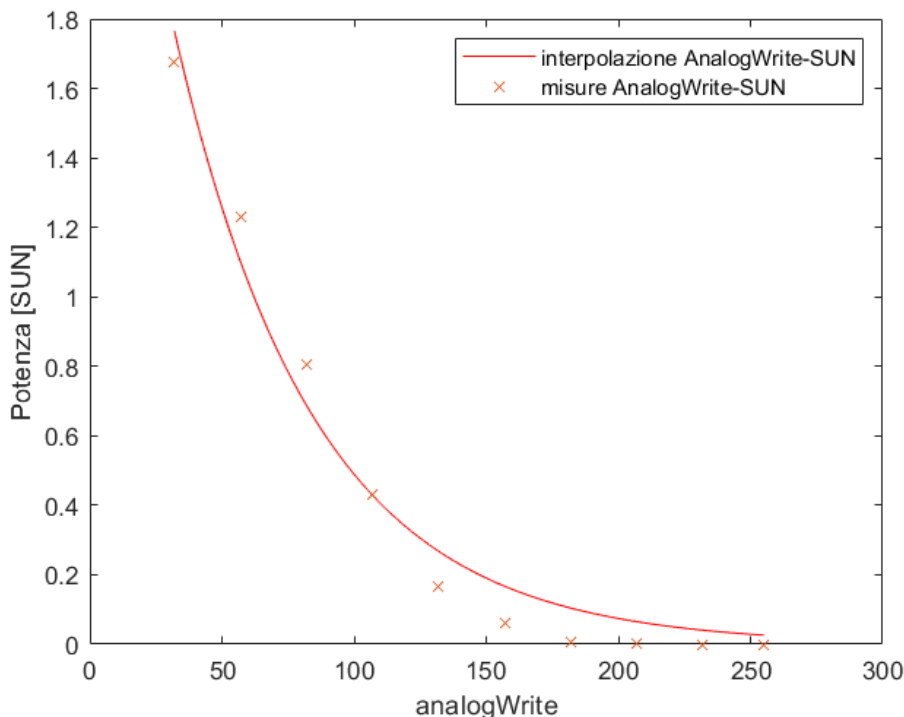


Figura 7.3: Interpolazione della funzione  $P_d[sun] = f_p^{-1}(AW)$ .

in funzione della distanza tra la strip e il fotodiode.

Se una sorgente di radiazioni è puntiforme e la radiazione emessa ha intensità costante in tutte le direzioni, la densità di potenza prodotta da quest'ultima su una superficie piana perpendicolare alle direzioni dei raggi uscenti, è inversamente proporzionale alla distanza di questa dalla sorgente stessa:

$$P_d = \frac{d\Phi}{dA} = \frac{d\Phi}{d\Omega \cdot r^2} = \frac{I}{r^2} \tag{7.13}$$

dove  $\Phi$  è il flusso totale uscente dalla sorgente,  $\Omega = dA/r^2$  l'angolo solido corrispondente all'area illuminata e  $r$  è la distanza tra la sorgente e l'area illuminata. Questa formula ci permette di

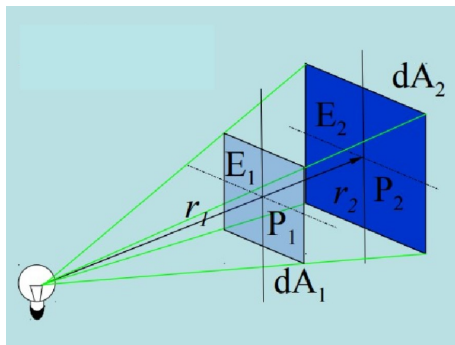


Figura 7.4: Variazione della densità di potenza su una superficie in funzione della distanza dalla sorgente.

calcolare la densità di potenza sulla superficie considerata come:

$$P_d = \frac{I_0}{r_0^2} \Rightarrow P_d(r) = P_{d0} \cdot \frac{r_0^2}{r^2} \tag{7.14}$$

## 7.2. RELAZIONE TRA DISTANZA E DENSITÀ DI POTENZA IRRADIATA DALLA STRIP93

Dove  $P_{d0}$  è la densità di potenza misurata ad una distanza  $r_0$  dalla sorgente.

Usando i dati riportati nella sez.6.3.2 è possibile verificare se (7.14) è applicabile al nostro sistema.

Tabella 7.2: Dati presentati nella sez.6.3.2.

Distanza (cm)	OP (sun)
1.5	8.045
2.5	6.246
3.5	4.42
4.5	3.13
5.5	2.295
6.5	1.742
7.5	1.353
8.5	1.068
9.5	0.873
10.5	0.72
11.5	0.606
12.5	0.518
13.5	0.448

In tabella 7.2 sono riportati i valori misurati della potenza massima emessa dalla strip a distanza variabile dalla strip stessa. Se essi sono confrontati con i valori calcolati a partire da (7.14) otteniamo quanto esposto in fig.7.5.

Come si può vedere in fig.7.5, la formula (7.14) costituisce un buon modello per distanze superiori a 5 cm, mentre per distanze inferiori l'errore è molto accentuato. Questo è probabilmente dovuto al fatto che la basetta dei LEDs è una sorgente estesa (e quindi non puntiforme), e più vicina quest'ultima si trova al fotodiodo, più le dimensioni della PCB diventano non trascurabili nei calcoli. Quindi, per correggere tale errore, ho deciso di usare per il controllo della densità di potenza irradiata a distanze inferiori ai 5 cm, una funzione quadratica ottenuta dall'interpolazione dei valori della densità di potenza misurati per distanze inferiori ai 5 cm (vedi fig.7.6). L'equazione ottenuta è risultata essere:

$$P_d(L) = 0.1760 \cdot L^2 - 2.7 \cdot L + 11.7 \quad (7.15)$$

quindi le potenze alle diverse distanze sono ottenibili a partire da un unico valore noto  $P_{d0}$ , nel nostro caso dato dalla densità di potenza prodotta a 6.5 cm di distanza, attraverso la formula:

- $L < 5 \text{ cm} \Rightarrow P_d(L) = \frac{0.1760 \cdot L^2 - 2.7 \cdot L + 11.7}{0.1760 \cdot L_0^2 - 2.7 \cdot L_0 + 11.7} \cdot P_{d0} = K(L) \cdot P_{d0}$
- $L \geq 5 \text{ cm} \Rightarrow P_d(L) = P_{d0} \cdot \frac{L_0^2}{L^2} = K(L) \cdot P_{d0}$

quindi la funzione completa per il controllo della potenza emessa dalla strip diventa:

$$AW = -52.99 \cdot \log \left( \frac{P_d}{K(L) \cdot 3.229} \right) \quad (7.16)$$

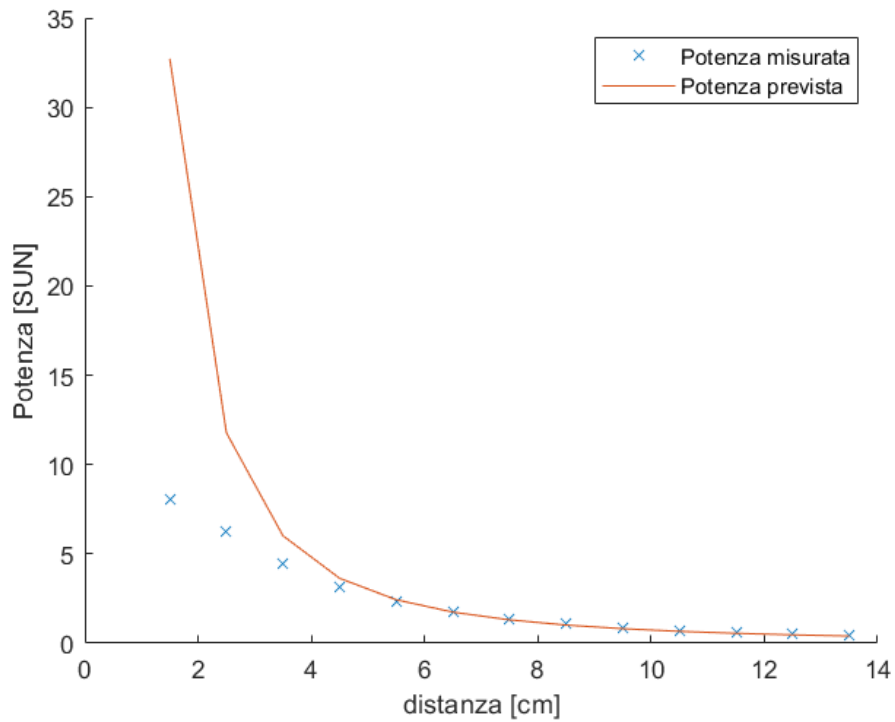


Figura 7.5: Confronto tra la potenza emessa dalla strip misurata a distanza variabile e la potenza calcolata usando (7.13).

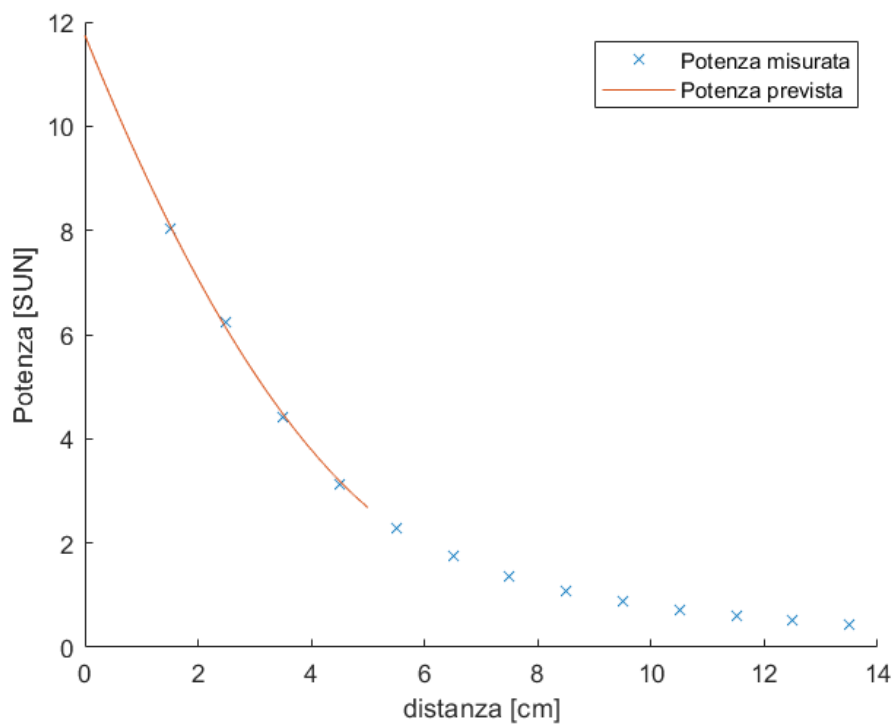


Figura 7.6: Confronto tra la potenza emessa dalla strip misurata a distanza variabile e la potenza calcolata dal programma per distanze inferiori a 5 cm.

## Capitolo 8

# Conclusioni

La tesi ha avuto come obiettivo principale lo sviluppo di un illuminatore per celle solari ad alta emissione di potenza.

La progettazione di questo è iniziata con la selezione di due modelli LEDs, il modello L1HX-57702 e il modello XPPAWT-H0-0000-000BU50CV. Questi sono stati scelti in quanto presentano uno spettro con temperatura correlata di calore molto vicina a quella del sole ed inoltre sono in grado di emettere alti livelli di potenza ottica. I LEDs in questione, oltre a emettere molta potenza ottica, producono anche molto calore; quindi per evitarne il surriscaldamento, è stato selezionato un opportuno dissipatore; la scelta è ricaduta sul modello HS202DR prodotto dall Crydom. La selezione è avvenuta calcolando il limite superiore alla resistenza termica per il funzionamento del sistema e quindi selezionando un dissipatore la cui resistenza termica in serie alle resistenze termiche dei LEDs dia una resistenza complessiva del sistema inferiore al suddetto limite.

Il circuito buck-converter di alimentazione della strip è stato realizzato a partire dal circuito integrato LMR38010-Q1 prodotto da texas instruments. In particolare questo è stato selezionato perché performante per basse correnti di uscita come quelle richieste dal progetto. A partire dai requisiti di quest'ultimo sono poi stati selezionati gli altri componenti del circuito buck-converter come i condensatori di uscita ed entrata, gli induttori ed infine le resistenze che compongono la rete di Feedback.

Per il circuito buck-converter e i LEDs sono state sviluppate delle basette usando il programma Eagle, in particolare le basette progettate per i LEDs sono risultate più ampie del previsto e quindi hanno portato ad una maggiore dispersione del fascio prodotto. Un possibile sviluppo del progetto sarebbe la realizzazione di una basetta per i LEDs dalle dimensioni inferiori, in tal caso è bene che si studi attentamente meccanismi di dispersione del calore del circuito in modo che i dispositivi LEDs non siano danneggiati da quest'ultimo.

Una volta realizzati il circuito buck-converter e le basette per i LEDs si è passati alla fase di testing del sistema. In particolare si è potuto constatare l'effettivo funzionamento del sistema il quale è stato in grado di raggiungere 8 sun di illuminazione nonostante la maggiore dispersione del fascio. Un altro fatto inaspettato è stato il valore del ripple di tensione il quale avrebbe dovuto essere molto inferiore, probabilmente quest'ultimo è risultato maggiore di quanto previsto a causa della resistenza serie del condensatore di uscita di cui non è stato tenuto conto durante lo svolgimento dei calcoli per il progetto. Inoltre per tensioni di alimentazione della strip superiori a 36.5 V la potenza emessa dal tester satura, questo è dovuto probabilmente al raggiungimento della corrente massima erogabile dal circuito integrato, 1 A.

Il fascio è risultato molto uniforme, particolarmente all'interno dell'area centrale all'area di test di forma quadrata con lato  $l = 3 \text{ cm}$ . All'interno di questa il valore della deviazione media dal valore medio è dell' 8%.

Infine il dispositivo è stato testato usando una cella solare, la caratteristica IV ricavata da questa è risultata molto simile alla tipica caratteristica I-V di una cella solare per diverse condizioni di illuminamento; questo indica che il sistema funziona come previsto dal progetto. Per potenze incidenti crescenti il Fill Factor è risultato calare nonostante la cella solare eroghi maggiore potenza; questo è dovuto probabilmente alla crescita della temperatura interna della cella che quindi ha portato ad un calo dell'efficienza della stessa.

Infine per il controllo del tester è stato sviluppato un programma; in particolare quest'ultimo ha dovuto tenere conto, per distanze tra il fotodiode e la strip inferiori a 5 cm, dell'influenza delle dimensioni reali della PCB dei LEDs nel calcolo della densità di potenza da questi prodotto.

# Bibliografia

- [1] Schubert E.F., Light-Emitting Diodes, Cambridge University Press,2006,
- [2] R. W. Erickson, D. Maksimovic, Fundamentals of Power Electronics, Kluwer Academic Publishers,2004,
- [3] S.O. Kasap, Optoelectronics and Photonics: Principles and Practises, pearson, 2013.
- [4] <https://www.mouser.it/ProductDetail/Lumileds/L1HX-5770200000000?qs=GedFDFLaBXHhaovHxEds0A>
- [5] <https://www.mouser.it/ProductDetail/Lumileds/L1HX-5770200000000?qs=GedFDFLaBXHhaovHxEds0A%3D%3D>
- [6] <https://www.mouser.it/ProductDetail/Cree-LED/XPPAWT-H0-0000-000BU50CV?qs=T%252BzbugeAwji5kHW8kmq%2Fpg%3D%3D>
- [7] [https://www.mouser.it/datasheet/2/657/sensata\\_hs202dr\\_heatsink\\_accessories\\_datasheet-3179413.pdf](https://www.mouser.it/datasheet/2/657/sensata_hs202dr_heatsink_accessories_datasheet-3179413.pdf)
- [8] <file:///C:/Users/PcAdesso.it/Downloads/Thermal%20Management%20of%20Light%20Sources%20Based%20on%20SMD%20LEDs.pdf>
- [9] <https://www.mouser.it/ProductDetail/Texas-Instruments/LMR38010SQDDARQ1?qs=ulEaXIWI0c%252Bo2s0a0nHa%252Bw%3D%3D>
- [10] <https://www.ti.com/tool/WEBENCH-CIRCUIT-DESIGNER>
- [11] <https://www.mouser.it/ProductDetail/Bourns/SRP7050WA-470M?qs=9v0qF1d9vZUvo0lkithBNA%3D%3D>
- [12] <https://www.mouser.it/ProductDetail/Bourns/SRR1050HA-470Y?qs=T%252BzbugeAwjhBu7kYH%2F4Lpw%3D%3D>
- [13] <https://www.mouser.it/c/?q=LCRNJ12575GL470MN>
- [14] [https://www.ti.com/lit/an/slyt777/slyt777.pdf?ts=1719375950185&ref\\_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F](https://www.ti.com/lit/an/slyt777/slyt777.pdf?ts=1719375950185&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F)