

UNIVERSITÀ DEGLI STUDI DI PADOVA

FACOLTÀ DI INGEGNERIA
Corso di Laurea in Elettronica

TESI DI LAUREA

DESIGN AND CHARACTERIZATION OF A
LED SYSTEM WITH ACTIVE REGULATION
OF THE COLOR TEMPERATURE

Relatore:

Ch.mo Prof. Enrico Zanoni

Laureando:

Luca Durigon
Matricola 1020203

Correlatore:

Ing. Matteo Meneghini

ANNO ACCADEMICO 2013-2014

Alla mia famiglia e alla mia fidanzata

Contents

Abstract	1
Introduction	3
1 Visione umana, fotometria, e colorimetria	7
1.1 L'occhio	7
1.2 La visione	8
1.3 Fotometria	10
1.4 Colorimetria	12
1.4.1 Il sistema Munsell	12
1.4.2 Il sistema CIE	13
1.5 La curva di Planck	15
1.6 Additive color mixing	17
1.7 Indice di resa cromatica	19
1.7.1 Limitazioni e problemi del CIE CRI	21
1.7.2 Color Quality Scale (CQS)	23
1.8 Efficienza di un sistema di illuminazione	25
2 Scelta dei led	29
2.1 Principi di funzionamento	29
2.2 Semiconduttori	30
2.3 Teoria della ricombinazione	32
2.3.1 Ricombinazione radiativa	32

CONTENTS

2.3.2	Ricombinazione non radiativa	34
2.3.2.1	Ricombinazione tramite livelli profondi	35
2.3.2.2	Ricombinazione Auger	37
2.3.2.3	Ricombinazione superficiale	37
2.3.3	Efficienza quantica interna	38
2.4	Proprietà elettriche	38
2.4.1	Strutture di giunzione	39
2.4.1.1	Omogiunzione	39
2.4.1.2	Eterogiunzioni e buche quantiche	41
2.4.2	Caratteristica corrente-tensione	45
2.4.2.1	Dipendenza della caratteristica I-V dalla temperatura .	49
2.5	Proprietà ottiche	51
2.5.1	Parametri di efficienza	51
2.5.2	Caratteristica potenza ottica - corrente	51
2.5.2.1	Dipendenza della potenza ottica dalla temperatura . .	53
2.5.3	Spettro di emissione	54
2.5.4	Caratterizzazione	55
2.5.5	Quantità di led	61
3	PROGETTO	65
3.1	Led driving:PFET Buck Controller for High Power LED Drivers	65
3.1.1	Buck current regulator	66
3.1.2	OFF-TIME(COFT) Architecture	67
3.1.2.1	Controllo corrente di picco	68
3.1.2.2	Controllo dell'OFF-TIME	69
3.1.3	Average LED Current	71
3.1.4	Ripple di corrente nell'induttore	72
3.1.5	Frequenza di commutazione	73
3.1.6	PWM dimming usando il pin EN	74
3.1.7	UNDER-VOLTAGE LOCKOUT (UVLO)	74
3.2	Design Considerations	76
3.2.1	Funzionamento in dropout	76
3.2.2	Ripple della corrente nei led	76
3.2.3	Utilizzo della capacità di uscita	77
3.2.4	Capacità di ingresso	78
3.2.5	Pfet	78

3.2.6	Diodo di ricircolo	79
3.3	Dimensionamento	80
3.3.1	Channel white(13leds)	80
3.3.2	Channel color	84
3.4	Sensore	85
3.4.1	Descrizione dettagliata	86
3.5	Scelta del microcontrollore	88
3.6	Schema elettrico	89
3.7	Firmware	92
Conclusion		101

Abstract

Nel seguente lavoro di tesi è stata realizzata una lampada a stato solido con temperatura di colore e luminosità variabili (con una potenza illuminante di circa 1500 lumen). Questa lampada dovrà essere in grado di mantenere la temperatura di colore e la luminosità impostate nonostante la deriva termica dei LED, e il differente degrado.

Introduction

L'invenzione del 1878 di Thomas Edison, la famosa lampadina a incandescenza, è arrivata praticamente invariata fino ai giorni nostri. Tuttavia, è noto che l'efficienza di conversione della potenza elettrica in ottica è veramente bassa. Proprio l'efficienza energetica è la motivazione principale che ha portato allo sviluppo di nuove tecnologie: una valida alternativa è rappresentata dall'illuminazione a stato solido, i LED. Le lampade a incandescenza e quelle a fluorescenza, infatti, disperdono una considerevole quantità di energia in calore. Ulteriori importanti caratteristiche, che rendono i LED dispositivi ideali per le sorgenti di luce di nuova generazione, sono:

- Lunghi tempi di vita (valori tra le 30000 h e le 100000 h a seconda delle applicazioni, 100 volte maggiori a quelli di una comune lampadina e 10 volte rispetto alla lampade a fluorescenza);
- Minima produzione di calore rispetto alle altre fonti tradizionali;
- Un'ottima resistenza meccanica e piccole dimensioni, due aspetti che ampliano di molto le possibili applicazioni;
- Un'alta robustezza alle scariche elettrostatiche;
- Una luce intrinsecamente monocromatica, con la lunghezza d'onda di emissione che può essere scelta attraverso un accurato controllo delle proprietà dei materiali semiconduttori.

Nella maggior parte dei sistemi di illuminazione a LED la generazione di luce bianca viene fatta grazie ai fosfori : questo metodo comporta il rivestimento del LED di un

certo colore (generalmente LED blu InGaN) con fosfori di diversi colori per formare una luce bianca .

Tutte le caratteristiche appena descritte rendono la tecnologia LED una soluzione ideale per un numero sempre maggiore di applicazioni. I settori principali in cui vengono attualmente utilizzati sono l'illuminazione a stato solido, il campo automotive e il backlighting nei display. Queste applicazioni richiedono, fondamentalmente, alti valori di efficienza e affidabilità che sono determinati da diversi fattori: i contatti elettrici e la resistività del semiconduttore; l'efficienza quantica interna (il rapporto fra elettroni iniettati e fotoni emessi nell'area attiva del semiconduttore, cioè nella zona dove avviene la generazione di luce per elettroluminescenza); l'efficienza di estrazione (l'efficienza nell'estrazione dei fotoni dal dispositivo inserito in un package); l'efficienza di scattering nei LED bianchi (l'efficienza inerente alla conversione della luce assorbita dai fosfori nei sistemi non RGB).

Un grosso limite di questa tecnologia è costituita dalle prestazioni in resa cromatica , che con difficoltà arrivano ai livelli delle lampade ad incandescenza .

Il metodo standard di caratterizzare la qualità della luce è quello di utilizzare l'indice di resa cromatica (CRI) , che specifica come una fonte di luce può illuminare , o rendere , il vero colore di un oggetto . Nel caso delle lampade a incandescenza (e per tutti i cosiddetti radiatori a spettro continuo) questo indice è 100; con LED bianchi a fosfori , il CRI difficilmente raggiunge valori superiori a 95, in quanto la luce bianca è ottenuta dall'unione di due soli componenti cromatiche . Per sopperire a questo problema è necessaria la miscelazione dei colori, che combinando LED colorati con LED bianchi vengono migliorate le caratteristiche di colore della luce bianca generata .

Nel mercato dell'illuminazione sono già presenti sorgenti luminose a LED che sfruttando il color-mixing vantano un CRI di circa 98 . Questa tecnica permette non solo di ottenere ottime prestazioni cromatiche , ma anche di realizzare sorgenti che variano la loro temperatura di colore a seconda delle esigenze .

In questo lavoro di tesi viene realizzata una lampada a LED con temperatura di colore variabile (2700K-5200K) , e un CRI superiore ai 90 punti.

Tuttavia , dal punto di vista dell'affidabilità , l'uso di diversi LED di colore potrebbe risultare problematico , in quanto i vari materiali con cui sono prodotti possono comportare una differente cinetica di degradazione durante la loro vita . A tal proposito viene implementato un algoritmo, che grazie al feedback , permette di ridurre l'influenza della temperatura e dell'invecchiamento sulla luce emessa.

Il lavoro di tesi nel quale viene descritto il progetto si articola in 4 capitoli.

1. Nel primo viene sinteticamente descritta la visione umana, le grandezze fotometriche e colorimetria nella quantità necessaria per capire come i colori vengono miscelati per produrre il bianco;
2. Nel secondo capitolo descriveremo la caratterizzazione dei LED utilizzati, e quante ne serviranno per soddisfare le nostre specifiche;
3. Il terzo capitolo espone le fasi di progetto, hardware e software, che hanno portato alla realizzazione di questa lampada. Vengono inoltre riportate le misure fotometriche nonché analizzati i risultati ottenuti;
4. L'ultimo capitolo riporta conclusioni e possibili miglioramenti.

CAPITOLO 1

Visione umana, fotometria, e colorimetria

1.1 L'occhio

L'occhio è l'organo periferico della visione, che ha la duplice funzione di ricevitore del messaggio luminoso e di processore dello stesso per la sua trasmissione al cervello. Nella Figura 1.1 è schematizzata la sezione dell'occhio umano. La tunica fibrosa esterna prende il nome di cornea nella parte anteriore e di sclera nella restante parte. Il corpo ciliare è fondamentale per l'accomodamento del cristallino e produce inoltre un umore acqueo che riempie la camera esterna dell'occhio e che rifrange e filtra i raggi luminosi. L'iride regola la quantità di luce che entra e aiuta a incrementare la messa a fuoco del cristallino, vera e propria lente.

La parte interna dell'occhio è divisa in due parti: pars optica(retina) e pars cieca, ed è innervata, attraverso il nervo ottico, direttamente da quella parte di cervello chiamato encefalo. L'area dove il nervo ottico lascia la retina non contiene celle visive ed è quindi "cieca". La retina presenta terminali di fibre nervose distinti in coni e bastoncelli, che sono delicati sensori luminosi.

I bastoncelli (da 75 a 150 milioni circa), formati da una pigmentazione e posti ai bordi della retina, servono soprattutto per la visione a bassa luminosità (visione scotopica o notturna) e sono insensibili al discernimento del colore. I coni invece (da 4 a 7 milioni circa), posti nella piccola regione centrale detta fovea, reagiscono a stimoli

di una certa intensità e quindi sono responsabili della visione fotopica o diurna. In realtà esistono tre tipi di coni sensibili a tre colori dello spettro e precisamente al rosso R (564 nm), al verde V (533 nm) e al blu B (437 nm). Dalla eccitazione in diverse proporzioni di questi recettori deriva la percezione di tutta la gamma cromatica.

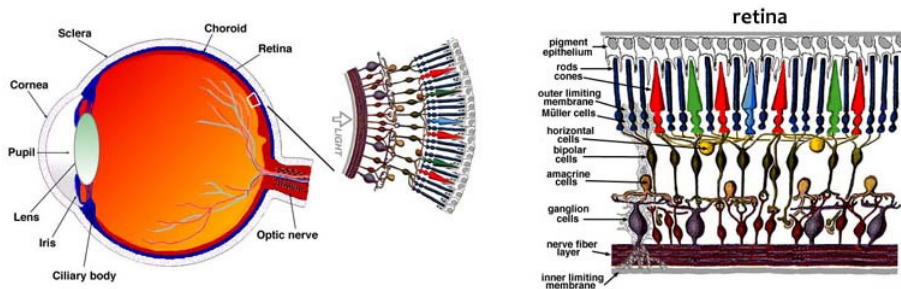


Figura 1.1: (a) Sezione equatoriale del bulbo oculare umano

1.2 La visione

La visione presenta, come si è detto, aspetti differenti e assai complessi, funzioni, tra l'altro, della lunghezza d'onda della radiazione luminosa incidente.

Un corpo eccitato emette radiazione elettromagnetica secondo quantità discrete di energia; la quantità di energia emessa nel campo del visibile, cioè nell'intervallo di lunghezza d'onda compreso tra 380 nm (colore violetto cupo) e 780 nm (colore rosso), viene chiamata energia visibile.

Nel campo intermedio è possibile individuare tutta la gamma di lunghezze d'onda, di valore definito, alle quali corrispondono le percezioni di colori elementari. Dalla miscela di questi colori elementari, con differente luminanza per ciascun color elementare, nasce tutta la gamma dei colori possibili.

Se occorre eseguire un confronto fra due grandezze monocromatiche di uguale lunghezza d'onda, non occorre tenerne conto della corrispondenza esistente fra la grandezza luminosa e quella energetica che la prodotta. Basta affidare a l'occhio o a strumenti appropriati il giudizio comparativo delle due grandezze, con l'ausilio delle leggi e dei procedimenti in seguito descritti. Analogamente si procede per eseguire la misura di una grandezza monocromatica, riferendola ad una grandezza monocromatica a campione.

Se invece le due grandezze monocromatiche sono di diverse lunghezze d'onda, occorre tener presente la diversa sensibilità dell'occhio a radiazioni di uguale intensità energetica, ma di diversa frequenza e si rende, dunque, necessario definire quantita-

tivamente tale sensibilità, al fine di stabilire dei criteri comparativi validi nel campo eterocromatico.

L'occhio percepisce meglio la gamma dei colori intermedi; e così, per esempio, per ottenere la stessa impressione visiva, occorre convogliare su di esso molta più energia nell'unità di tempo con luce violetta o rossa che con luce gialla.

La determinazione di una misura relativa delle diverse sensazioni visive che due grandezze energeticamente uguali, ma di diversa frequenza, producono sull'occhio, risulta per altro ostacolata dalle spiccate caratteristiche di accomodamento che questo presenta al variare degli stimoli a cui è sottoposto e dalla soggettività delle osservazioni fatte. A ciò si è cercato di ovviare adottando un occhio medio internazionale in grado di rispecchiare le caratteristiche medie, statisticamente definite, dell'occhio umano.

Per mezzo di un adeguato numero di misure soggettive fondamentali, si è inoltre pervenuti alla definizione di una funzione che rappresenta la sensibilità media dell'occhio umano a radiazioni differenti, ma di eguale energia. Tale funzione è il *fattore di visibilità* $K(\lambda)$ e non è altro che la quantificazione numerica della sensibilità visiva dell'occhio umano medio.

Il fattore di visibilità $K(\lambda)$ è definito in modo che sia soddisfatta la seguente relazione: $K(\lambda_1)P(\lambda_1) = K(\lambda_2)P(\lambda_2)$

dove le due potenze raggianti relative a luci monocromatiche di diversa lunghezza d'onda, sono state regolate in modo da generare sensazioni di visibilità equivalenti per intensità luminosa.

Il fattore $K(\lambda)$ risulta definito a meno di una costante che può essere scelta convenzionalmente. Il valore di tale costante viene indirettamente fissato attraverso la definizione dell'unità di misura di un'altra grandezza fotometrica: l'intensità luminosa.

Il massimo di sensazione di visibilità, cioè $K(\lambda) = K_{max}$, si ha per una radiazione monocromatica avente $\lambda = 555$ nm e tale valore massimo è dato da $K_{max} = 683$ lumen/watt, dove il lumen sono l'unità di misura del flusso luminoso (energia luminosa che attraversa l'unità di superficie nell'unità di tempo). Per comodità si definisce un coefficiente di visibilità $V(\lambda)$, chiamato anche coefficiente spettrale di visibilità, definito tramite la relazione: $V(\lambda) = K(\lambda) / K_{max}$.

Nella figura è riportato l'andamento del coefficiente di visibilità in funzione della lunghezza d'onda λ della radiazione monocromatica. Da tale curva, si vede che, come già detto, la sensibilità dell'occhio umano è massima per una lunghezza d'onda 555 nm (colore gialloverdastro), posta al centro del campo di visibilità e tende ad annullarsi agli estremi (400-700 nm). Come si vede le lunghezze d'onda utili ai fini della visione

coprono un campo molto limitato dello spettro di emissione termica di un corpo nero, quale può essere considerata, per esempio, una lampada a incandescenza.

La figura 1.2 mostra anche come si modifica la curva quando l'intensità della radiazione diventa particolarmente debole (visione scotopica); in questo caso il massimo della sensibilità dell'occhio si ha per una sorgente monocromatica di colore azzurro-verdastro e ciò spiega perchè le guide ottiche impiegate per motivi di sicurezza negli ospedali e aeroporti, sono realizzate con lampade di tale colore.

Il confronto fra due luci monocromatiche è alla base del procedimento per la determinazione della curva di visibilità.

$V(\lambda)$: coefficiente di visibilità

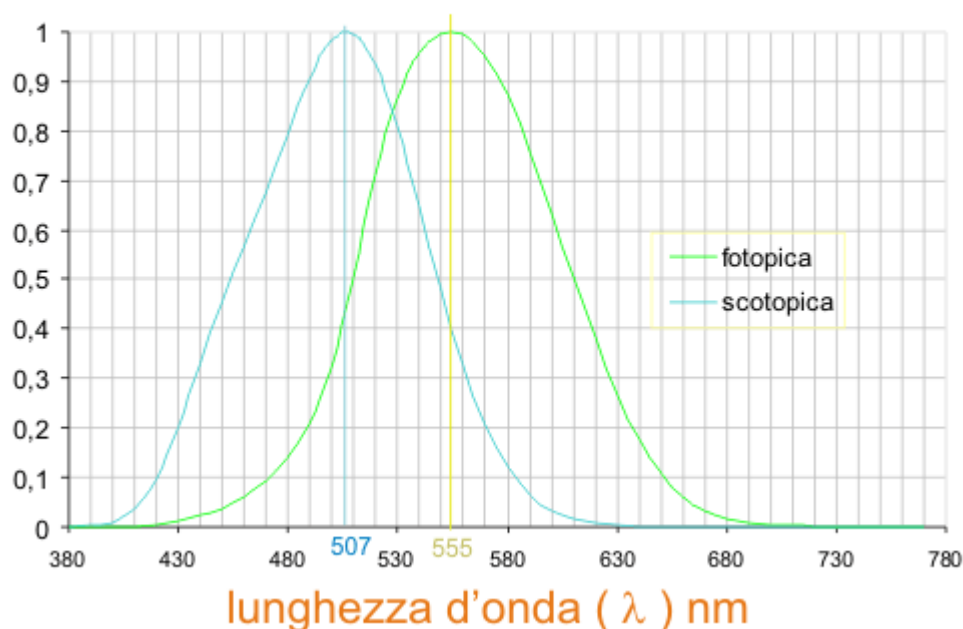


Figura 1.2: coefficiente di visibilità in funzione della lunghezza d'onda λ della radiazione monocromatica.

1.3 Fotometria

Le proprietà fisiche della radiazione elettromagnetica sono caratterizzate dalle grandezze fotometriche. Le grandezze fotometriche principali sono: il flusso luminoso, l'intensità luminosa, l'illuminamento, la luminanza e la radianza.

Il *flusso luminoso* (Φ , unità di misura: lumen [lm]) è la grandezza fotometrica che misura l'intensità della sensazione luminosa legandola alla potenza dello stimolo. Per radiazioni monocromatiche si può scrivere, per quanto detto : $\Phi = K(\lambda)P(\lambda)$.

Il flusso luminoso policromatico è legato all'energia raggiante emessa nel campo del visibile. Ammettendo la sommabilità dei flussi monocromatici parziali si ha:

$$\Phi_{\lambda} = K_{max} \int_{380nm}^{780nm} \frac{dP(\lambda)}{d\lambda} V(\lambda) d\lambda. \quad (1.1)$$

dove $\frac{dP(\lambda)}{d\lambda}$ è la potenza energetica emessa per lunghezza d'onda e $K_{max} = 683 \text{ lm/W}$ come visto nel capitolo precedente.

L'intensità luminosa (I, unità di misura: candela [cd]) indica la quantità di flusso luminoso emesso da una sorgente all'interno dell'angolo solido elementare in una direzione data. Una sorgente luminosa puntiforme emette radiazioni della stessa intensità in tutte le direzioni, quindi il suo flusso luminoso si propaga uniformemente come generato dal centro di una sfera. Le sorgenti luminose artificiali invece, non emettono luce in modo uniforme in tutte le direzioni dello spazio, quindi a seconda della direzione considerata si può avere una intensità diversa. Un sistema pratico per visualizzare la distribuzione della luce emessa da una sorgente nello spazio consiste nel rappresentare le intensità luminose come vettori applicati nel medesimo punto, come raggi uscenti dal centro di una sfera. I cataloghi degli apparecchi di illuminazione riportano spesso le curve fotometriche ossia le sezioni del solido fotometrico sui due piani principali, ortogonali tra loro, intersecati per l'asse di simmetria e rotazione. La conoscenza della curva fotometrica è molto importante in quanto in base ad essa è possibile verificare che l'apparecchio di illuminazione scelto distribuisca la luce nel modo richiesto.

L'illuminamento (E, unità di misura: lux [lx = lm / m²]) è il rapporto tra il flusso luminoso ricevuto da una superficie e l'area della superficie stessa. In altre parole indica la quantità di luce che colpisce un'unità di superficie.

La *luminanza* (L, unità di misura: nit [cd / m²]) è il rapporto tra l'intensità luminosa emessa da una superficie in una data direzione e l'area apparente di tale superficie. L'area apparente e la proiezione della superficie su un piano normale alla direzione considerata. L'area apparente viene valutata proiettando la superficie su un piano perpendicolare alla direzione considerata. L'espressione della luminanza di un'area dA nella generica direzione inclinata dell'angolo α rispetto la verticale, risulta:

$$L = \frac{dI}{dA_{APPARENTE}} = \frac{dI}{dA \cdot \cos\alpha} = \frac{d\left(\frac{d\Phi}{d\Omega}\right)}{dA \cdot \cos\alpha} = \frac{d^2\Phi}{d\Omega \cdot dA \cdot \cos\alpha} = \frac{d\left(\frac{d\Phi}{dA}\right)}{d\Omega \cdot \cos\alpha} = \frac{dE}{d\Omega \cdot \cos\alpha} \quad (1.2)$$

In pratica indica la sensazione di luminosità che si riceve da una sorgente luminosa

primaria o secondaria.

1.4 Colorimetria

Il colore è un aspetto della sensazione visiva caratterizzato essenzialmente da tre qualità:

- **tono o tinta:** è legato alla lunghezza d'onda dominante e individua il colore con cui viene visto per esempio un oggetto (rosso, giallo, ecc.);
- **purezza o saturazione:** è la vivacità del colore che quindi si differenzia dalla visione del grigio (solo una lunghezza d'onda monocromatica può fornire un colore puro; lo stesso colore può essere ottenuto con luci diverse, ma la sua “saturazione” diviene sempre più modesta);
- **luminanza o luminosità:** esprime l'intensità luminosa nella direzione della visione.

La valutazione oggettiva di un colore è stata sempre un grosso problema non ancora completamente risolto. Infatti se ancora una decina di anni fa era ammissibile ricorrere all'associazione del colore con un oggetto (per esempio, verde bottiglia) oggi il progresso e la tecnologia, soprattutto nel campo della riproduzione dell'immagine, richiede un livello di definizione quasi assoluto. I sistemi oggi più comunemente utilizzati a riguardo sono il sistema CIE e il sistema Munsell.

1.4.1 Il sistema Munsell

Il sistema Munsell serve per la individuazione dei colori nelle condizioni di illuminazione diurna e si basa sul concetto che ogni colore può essere definito da tre parametri: tono o tinta, saturazione o purezza, luminanza o luminosità. Per ognuno di questi fattori è fornita una scala di valori. Il sistema è costituito da un insieme di piastrelle colorate, che formano un libro di carte di colori, in ciascuna delle quali una delle tre variabili è mantenuta costante. La scala dei toni contiene cinque tinte principali: rosso (R), giallo (Y), verde (G), blu (B), porpora (P) e cinque tinte intermedie: YR, GY, BG, PB e RP. La luminanza della tinta è indicata mediante una scala dei grigi che va da 1 (nero) a 9 (bianco). La saturazione del colore o vivacità è indicata con una scala che va da 0 a 14 gradazioni per ogni livello di luminanza. Pertanto nel sistema qualsiasi colore può essere specificato per mezzo di tre o quattro parametri. Nella figura è riportata a titolo di esempio la rappresentazione spaziale del libro dei colori di Munsell.

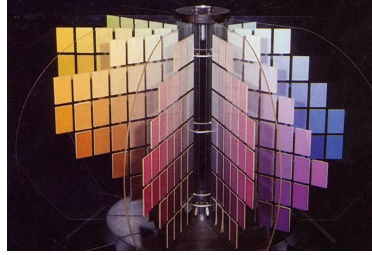


Figura 1.3: Libro dei colori di Munsell 1.4.1

Si possono notare le piastrine con le notazioni simboliche che specificano le varie gradazioni di luminanza (in ordinate) crescenti dal basso verso l'alto e di saturazione crescenti da sinistra verso destra. I tipi sono ordinati in successioni tali da mantenere costante la differenza di percezione visiva (sia in senso orizzontale sia verticale) tra un tipo e uno adiacente. La prima colonna rappresenta quindi la colonna dei grigi in cui la sensazione è nulla e si può distinguere soltanto una variazione di luminanza dal basso verso l'alto. Al diminuire della luminanza aumenta la difficoltà di distinguere sfumature di colore o addirittura il colore stesso, cioè si passa gradatamente da una visione a colori a una visione in bianco e nero, ciò spiega la forma triangolare della tabella

1.4.2 Il sistema CIE

Il sistema CIE, adottato a partire dal 1931, è quello più utilizzato per la possibilità che offre di individuare in modo matematico, attraverso due coordinate cromatiche, una radiazione luminosa dal punto di vista del colore. Alla base del sistema c'è la constatazione sperimentale che dalla opportuna combinazione di tre luci colorate è sempre possibile ottenere un fascio luminoso che dia la stessa sensazione di colore di una luce qualsiasi. Per questo motivo, la CIE ha sviluppato un set di tre funzioni colorimetriche (CMFs) $\bar{x}(\lambda)$, $\bar{y}(\lambda)$, $\bar{z}(\lambda)$, rappresentata nella Figura 1.3. Queste funzioni approssimano le curve di sensibilità relative dei tre tipi di coni; $\bar{y}(\lambda)$ corrisponde alla funzione di sensibilità dell'occhio $V(\lambda)$. Le tre funzioni colorimetriche vengono utilizzate per calcolare i valori di tristimolo X, Y e Z che rappresentano il relativo stimolo di ciascun tipo di cono:

$$X = \int_{\lambda} \bar{x}(\lambda) P(\lambda) d\lambda; \quad (1.3)$$

$$Y = \int_{\lambda} \bar{y}(\lambda) P(\lambda) d\lambda; \quad (1.4)$$

$$Z = \int_{\lambda} \bar{z}(\lambda) P(\lambda) d\lambda. \quad (1.5)$$

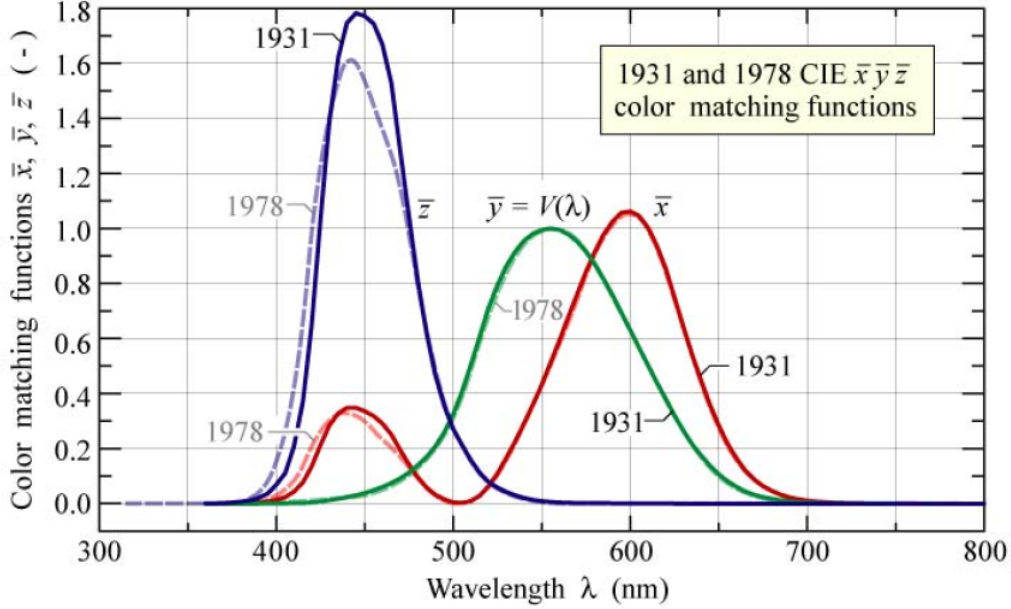


Figura 1.4: CIE 1931 and CIE 1978 $\bar{x}(\lambda)$, $\bar{y}(\lambda)$, and $\bar{z}(\lambda)$ CMFs. La CIE 1931 CMF è la norma ufficiale standard attualmente in vigore

Le componenti trocromatiche X, Y e Z possono essere definite con delle coordinate x, y, z , detti coordinate tricromatiche:

$$x = \frac{X}{X + Y + Z}, \quad (1.6)$$

$$y = \frac{Y}{X + Y + Z}. \quad (1.7)$$

$$z = \frac{Z}{X + Y + Z} = 1 - x - y. \quad (1.8)$$

dove si vede dall'ultima equazione che la “ z ” è una combinazione lineare delle prime due, quindi il colore potrà sempre essere individuato con due sole coordinate, normalmente x e y . Sulla base di tali considerazioni è stato possibile dare una rappresentazione piana di uno stimolo di colore, costruendo (nelle coordinate x, y) il diagramma colorimetrico CIE, riportato in figura 1.5 dove per comodità sono state grossolanamente indicate le aree dei tre colori fondamentali (rosso, verde, blu) e dei tre complementari (giallo, magenta, ciano).

In realtà, ciò che il diagramma dice è solo che colori con identiche coordinate appaiono equivalenti da un punto di vista cromatico e che i colori rossi ricadono in una certa zona, i verdi in un'altra e così via; la curva a campana è ottenuta congiungendo i punti rappresentativi delle radiazioni monocromatiche da 380 a 780 nm.

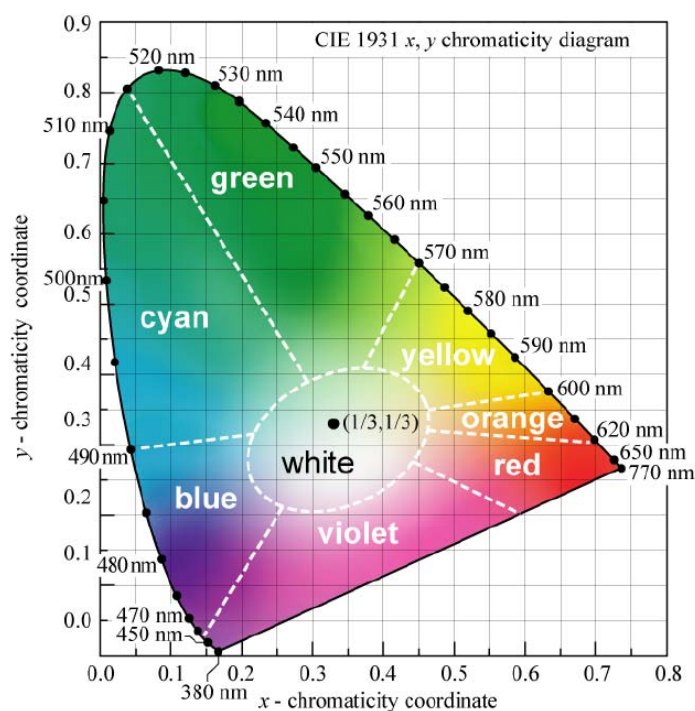


Figura 1.5: 1931 CIE diagramma colorimetrico

1.5 La curva di Planck

Ci sono un numero molto elevato di spettri ottici che può essere utilizzato per generare la luce bianca. Tra questi spettri, lo spettro di radiazione del corpo nero costituisce uno standard unico e molto utilizzato perché permette di descrivere lo spettro con un solo parametro, vale a dire la temperatura di colore, che è uguale alla temperatura del corpo. Inoltre, la luce naturale è simile spettro planckiano.

A bassa temperatura del corpo nero, per esempio 2000 K, l'irraggiamento avviene principalmente nell'infrarosso. Mentre all'aumentare della temperatura, il massimo della radiazione si muove nella gamma di lunghezza d'onda visibile.

Il percorso della radiazione del corpo nero del diagramma di cromaticità (chiamato locus planckiano) è mostrato in figura 1.6. All'aumentare della temperatura del corpo

nero, la posizione di cromaticità si muove dall'intervallo di lunghezza d'onda del rosso verso il centro del diagramma.

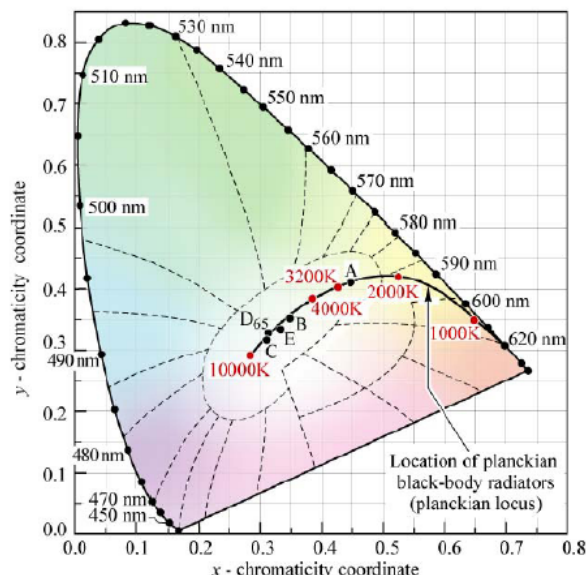


Figura 1.6: Diagramma di cromaticità mostra il locus planckiano , gli illuminanti standard A, B, C, D65 ed E e le relative temperature di colore.

La *temperatura di colore* (CT) , espressa in Kelvin, è definita come la temperatura di un radiatore Planckiano che emette luce avente lo stesso colore (stessa posizione nel diagramma di cromaticità) della luce emessa dalla sorgente di luce bianca considerata. A tale riguardo all'interno del diagramma CIE riportato in figura 1.7 può essere inserita la curva di Planck, (curva delle coordinate tricromatiche caratteristiche della radiazione emessa da un corpo nero a diverse temperature) che è intersecata da segmenti(rette isoprossimali del colore) in modo tale che ogni punto di essi abbia la stessa temperatura di colore. Infatti questo parametro dà informazioni precise sulla distribuzione spettrale dell'energia luminosa solo per radiatori termici (e.g. lampade a incandescenza), mentre per le lampade fluorescenti può solo servire come orientamento.

Se il colore di una sorgente di luce bianca non cade nel locus planckiano, viene usata la *temperatura di colore correlata* (CCT). La temperatura di colore correlata, espressa sempre in Kelvin, viene definita come la temperatura di un radiatore Planckiano, il cui colore più si avvicina a quello della sorgente osservata. CCT bassa (meno di 3000 K) è caratteristico del bianco caldo, mentre CCT alta (superiore a 5000 K) rappresenta la luce bianca fredda, bluastra.

Nel (x, y) diagramma di cromaticità, la temperatura di colore correlata non può essere determinata utilizzando la distanza più breve dal locus planckiano a causa della

non uniformità del (x, y) diagramma di cromaticità.

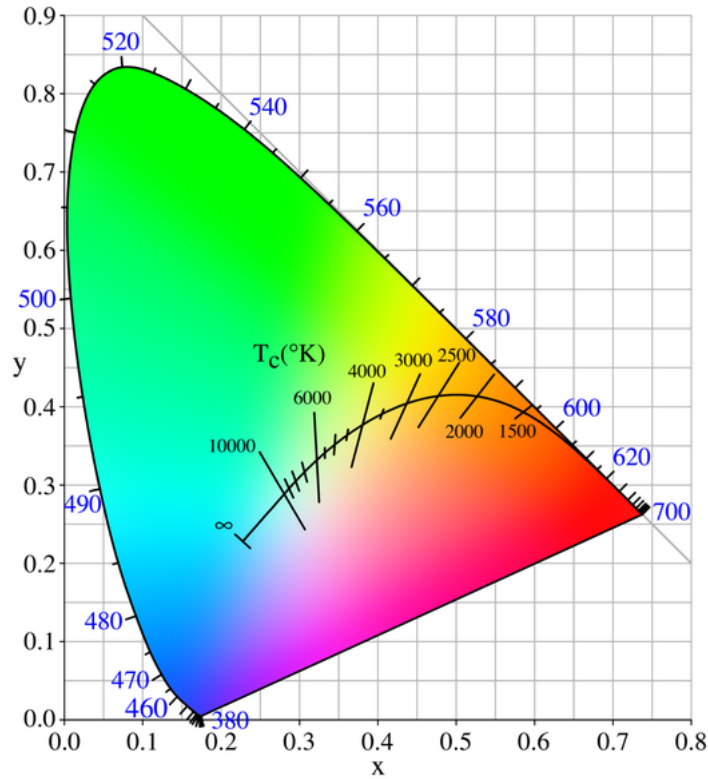


Figura 1.7: Linee di temperatura di colore correlata costante nel diagramma di cromaticità (x, y) .

1.6 Additive color mixing

La combinazione di due o più sorgenti luminose è impiegato in un numero elevato di applicazioni. Nei display a LED, vengono usati tre diversi tipi di LED, solitamente che emettono nel rosso, verde e blu. I tre colori sono mescolati in modo che l'osservatore può sperimentare una vasta gamma di colori. Un'altra utile applicazione di miscelazione del colore è la generazione di luce bianca dovuta a due, tre o più colori complementari. Uno schema di miscelazione di colori e un corrispondente esperimento sono riportate in figura 1.8.

Consideriamo tre sorgenti con densità spettrale di potenza $P_1(\lambda)$, $P_2(\lambda)$, $P_3(\lambda)$ e picco alla lunghezza d'onda λ_1 , λ_2 , λ_3 . Assumiamo che ogni banda di emissione sia molto più stretta rispetto a ognuna delle funzioni colorimetriche corrispondenti. Assumiamo inoltre che le tre sorgenti di luce abbiano coordinate di cromaticità (x_1, y_1) , (x_2, y_2) , and (x_3, y_3) . Sfruttando il fatto che la larghezza di riga spettrale delle tre fonti

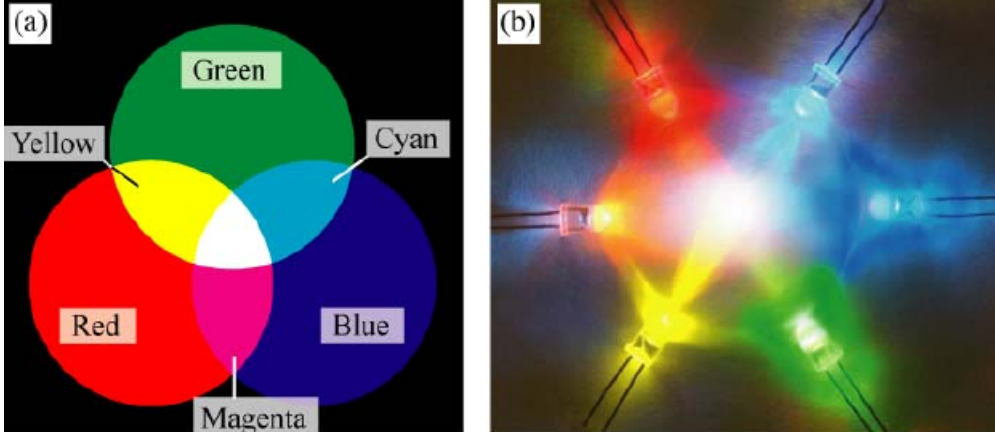


Figura 1.8: (a) Schematizzazione della miscelazione di tre colori primari (b) Miscelazione di colori usando i LED.

sia più stretta delle funzioni colorimetriche, possiamo riscrivere le Eqs. 1.3, 1.4, 1.5 come

$$X = \int_{\lambda} \bar{x}(\lambda)P_1(\lambda)d\lambda + \int_{\lambda} \bar{x}(\lambda)P_2(\lambda)d\lambda + \int_{\lambda} \bar{x}(\lambda)P_3(\lambda)d\lambda \approx \bar{x}(\lambda_1)P_1 + \bar{x}(\lambda_2)P_2 + \bar{x}(\lambda_3)P_3 \quad (1.9)$$

$$Y = \int_{\lambda} \bar{y}(\lambda)P_1(\lambda)d\lambda + \int_{\lambda} \bar{y}(\lambda)P_2(\lambda)d\lambda + \int_{\lambda} \bar{y}(\lambda)P_3(\lambda)d\lambda \approx \bar{y}(\lambda_1)P_1 + \bar{y}(\lambda_2)P_2 + \bar{y}(\lambda_3)P_3; \quad (1.10)$$

$$Z = \int_{\lambda} \bar{z}(\lambda)P_1(\lambda)d\lambda + \int_{\lambda} \bar{z}(\lambda)P_2(\lambda)d\lambda + \int_{\lambda} \bar{z}(\lambda)P_3(\lambda)d\lambda \approx \bar{z}(\lambda_1)P_1 + \bar{z}(\lambda_2)P_2 + \bar{z}(\lambda_3)P_3 \quad (1.11)$$

dove P_1, P_2, P_3 , sono le potenze ottiche emesse da ognuna delle tre sorgenti. Usando un'abbreviazione

$$L_1 = \bar{x}(\lambda_1)P_1 + \bar{y}(\lambda_1)P_1 + \bar{z}(\lambda_1)P_1 \quad (1.12)$$

$$L_2 = \bar{x}(\lambda_2)P_2 + \bar{y}(\lambda_2)P_2 + \bar{z}(\lambda_2)P_2 \quad (1.13)$$

$$L_3 = \bar{x}(\lambda_3)P_3 + \bar{y}(\lambda_3)P_3 + \bar{z}(\lambda_3)P_3 \quad (1.14)$$

le coordinate cromatiche della luce miscelata, possono essere calcolate dai valori di

tristimolo per produrre

$$x = \frac{x_1 L_1 + x_2 L_2 + x_3 L_3}{L_1 + L_2 + L_3} \quad (1.15)$$

$$y = \frac{y_1 L_1 + y_2 L_2 + y_3 L_3}{L_1 + L_2 + L_3}. \quad (1.16)$$

Così, le coordinate di cromaticità della luce multi-componente è una combinazione lineare delle singole coordinate di cromaticità ponderate per i fattori L_i .

Il principio di miscelazione di colore nel diagramma di cromaticità è mostrato in 1.9. La figura mostra la miscelazione di due colori con coordinate cromatiche (x_1, y_1) e (x_2, y_2) . Per il caso di due colori, $L_3 = P_3 = 0$. Il colore misto sarà situato sulla linea retta che collega le coordinate di cromaticità delle due fonti luminose. Pertanto qualsiasi colore (compreso il bianco) si trova tra i due punti di cromaticità, e può essere creato miscelando i due colori.

La figura 1.9 mostra anche la miscelazione dei tre colori, situati nelle regioni del rosso, verde e blue nel diagramma di cromaticità. I tre punti di cromaticità, collegati da una linea tratteggiata, sono punti tipici per LED rosso, verde e blu. L'area che si trova all'interno della linea tratteggiata, chiamata "gamma dei colori", rappresenta tutti i colori che possono essere creati miscelando i tre colori primari rosso, verde e blu. La capacità di creare una grande varietà di colori è una qualità importante per il display. È auspicabile che la gamma di colori fornita dalle tre sorgenti luminose, sia la più grande possibile per creare display in grado di visualizzare colori brillanti e saturi.

Questa discussione sulla miscelazione del colore permette di capire la posizione dei diversi LED nel diagramma di cromaticità. Il perimetro del diagramma di cromaticità nella regione spettrale del rosso è approssimativamente una linea retta, in modo che i LED rossi, nonostante la loro ampia gamma termica, si trovano direttamente sul perimetro del diagramma di cromaticità. Al contrario, il perimetro è fortemente curvato nella regione verde, in modo che i LED verdi, a causa della loro allargamento spettrale, si spostino dal perimetro verso il centro del diagramma di cromaticità.

1.7 Indice di resa cromatica

L'indice di resa cromatica R_a , stabilisce quanto una luce artificiale alteri o meno il colore degli oggetti illuminati. Si tratta di una misura quantitativa che valuta l'effetto che una sorgente di prova sull'apparenza degli oggetti illuminati, rispetto alla loro apparenza se sottoposti ad una sorgente di riferimento.

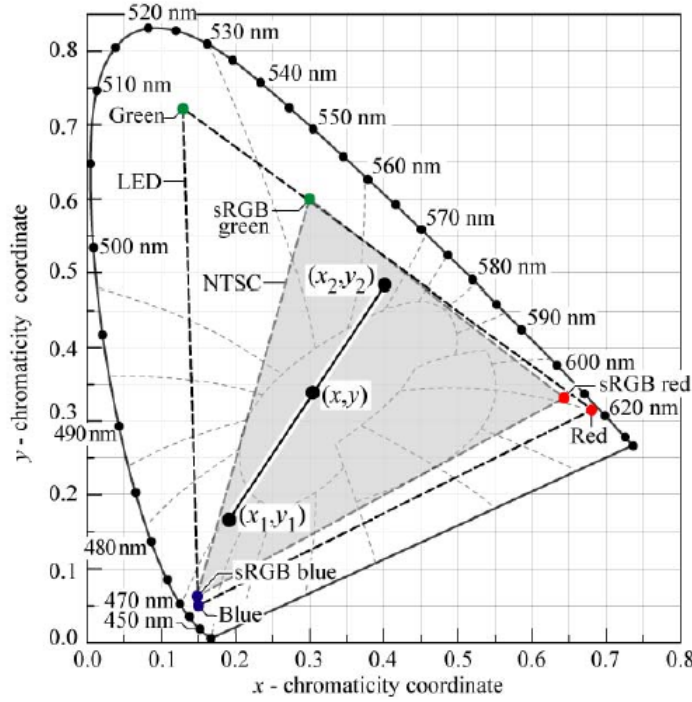


Figura 1.9: Principio di miscelazione dei colori illustrata con due sorgenti luminose con coordinate cromatiche (x_1, y_1) e (x_2, y_2) . Il colore risultante ha le coordinate (x, y) . Viene mostrata anche l'area triangolare del diagramma di cromaticità ottenuta con la combinazione di un LED rosso, verde e blu.

La figura 1.10 mostra un esempio di un oggetto sotto l'illuminazione di una sorgente ad alto CRI ed una a basso CRI. I colori appaiono più ricchi e più vivaci sotto illuminazione con una sorgente ad alta CRI.

Per determinare l'indice di resa cromatica si illuminano 14 campioni di colori definiti dalla CIE, con una sorgente di riferimento (a incandescenza) e poi con la sorgente da valutare. Utilizzando uno spettrofotometro si valutano quindi gli scostamenti $(\Delta \bar{E}_i)$ delle coordinate cromatiche dei due colori. Con le coordinate x e y non si riesce valutare le differenze di colore vista la non uniformità delle variazioni nelle diverse direzioni. È quindi necessario operare delle trasformazioni in modo da portarsi in un campo lineare rendendo così possibile la misura delle variazioni. È stato realizzato dunque il diagramma UCS (figura 1.11) operando le seguenti trasformazioni:

$$\begin{aligned} u &= \frac{4x}{-2x+12y+3} \\ v &= \frac{6y}{-2x+12y+3} \end{aligned} \quad (1.17)$$

Lo scostamento viene valutato quindi misurando i segmenti che congiungono i punti nello spazio UCS. In definitiva l'indice di resa cromatica del campione i -esimo (R_i)

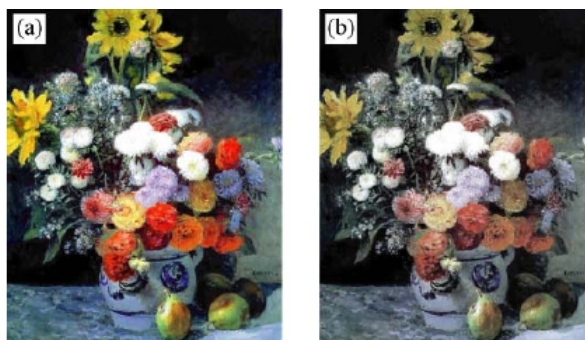


Figura 1.10: Confronto tra un oggetto illuminato con sorgente ad alto CRI (a) e sorgente a basso CRI (b)

risulta:

$$CRI = 100 - 4.6\Delta\overline{E}_i \quad (1.18)$$

Successivamente facendo a media sui 14 campioni si ottiene:

$$R_a = \frac{1}{14} \sum_1^{14} R_i \quad (1.19)$$

In tal modo l'indice di resa cromatica tiene conto del comportamento medio della sorgente ed è quindi necessario esaminare l'indice di resa cromatica specifico (R_i) se si vuole conoscere la risposta relativa a un particolare tipo di colore. Il valore massimo (100) fa riferimento a una luce prodotta da una lampada a incandescenza campione, mentre valori più bassi mostrano rese cromatiche via via peggiori. In ogni caso è evidente che per particolari tipi di illuminazione non è sufficiente scegliere una lampada con un elevato indice di resa cromatica, bensì si sceglierà quel tipo di lampada che presenta la minima distorsione spettrale rispetto all'andamento voluto. A titolo indicativo si può dare la seguente valutazione degli indici di resa cromatica R_a relativi all'illuminazione di ambienti interni: 90 – 100→*ottimo*, 70 – 90→*buono*, 50 – 70→*accettabile*.

1.7.1 Limitazioni e problemi del CIE CRI

Il metodo CIE per il calcolo dell'indice di resa cromatica delle sorgenti luminose (CIE CRI) ha molte lacune e limitazioni che verranno spiegate di seguito .

Questo metodo richiede la selezione di un illuminante di riferimento, e tale scelta, ha una profonda influenza nel calcolo finale. L'unico criterio per selezionare l' illuminante di riferimento è la CCT della sorgente di prova. L' illuminante di riferimento è scelto tra

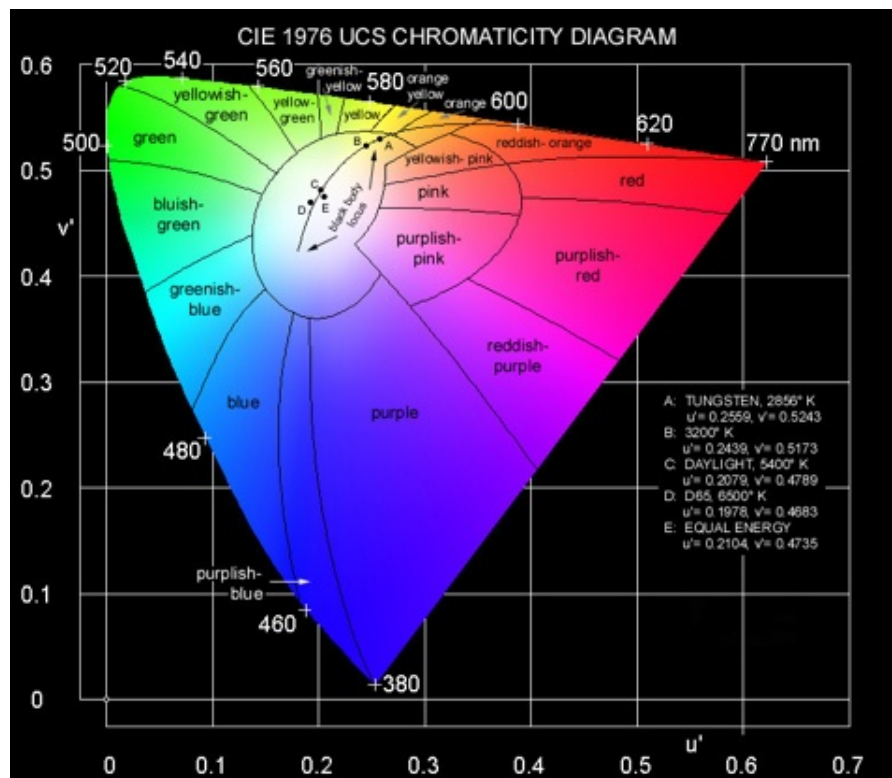


Figura 1.11: diagramma CIE 1976 UCS

i radiatori di corpo nero se la CCT della sorgente di prova è inferiore a 5000K , e dalle fasi di luce se la CCT della sorgente di prova è superiore ai 5000K . Questo significa che ci possono essere infiniti illuminanti di riferimento che portano a confusione. La corrispondenza tra la CCT della sorgente di riferimento a quella di prova crea un altro problema . Il metodo CIE CRI specifica che la CCT della sorgente di riferimento deve corrispondere a quella della sorgente di test , che assume completa adattamento cromatico su qualsiasi CCT sorgente . Tuttavia, questi presupposti falliscono per CCT estreme. Ad esempio, se prendiamo una fonte di corpo nero (molto rossastro) 2000K e uno spettro di luce diurna di 20000K (molto bluastra), entrambi raggiungono un CRI di 100 ma i colori degli oggetti illuminati da queste fonti appariranno notevolmente distorti.

Il valore massimo di CRI è assegnato all' illuminante di riferimento che significa che nessuna sorgente luminosa può rendere il colore migliore della sorgente di riferimento. Essa limita l'innovazione di nuove sorgenti luminose e motiva i costruttori a produrre lampade con una resa cromatica simile al caso siano sottoposte alla luce del giorno o ad una radiazione di corpo nero .

Il CIE CRI utilizza lo spazio colore CIE $U^*V^*W^*$ per ogni calcolo . Questo spazio

è visibilmente non uniforme , inadeguato e obsoleto . La CIE raccomanda CIELAB e CIELUV come spazio per il calcolo. Ci sono alcuni nuovi spazi come CMCCAT2000 , CIECAT02 che forniscono risultati più coerenti con la visione umana.

Gli otto campioni di colore di prova utilizzati nel calcolo della CIE CRI hanno luminosità media e media saturazione. Questi campioni di colore sono meno rilevanti per ambiente ricchi di colori saturi e ciò può essere problematico soprattutto per i LED bianchi RGB con picchi forti e valli pronunciate nei loro spettri . È possibile che una sorgente luminosa renda bene sul campione non saturato mentre renda male su uno non saturo.

Per alcune lampade, come sodio a bassa pressione, il CIE CRI è negativo, il che è difficile da interpretare. Gli otto indici speciali di resa cromatica sono combinati con un semplice media per ottenere l'indice generale. In questo modo si può avere un'alto CIE CRI anche quando la lampada in esame rende male uno o due colori. I LED soffrono di questo problema, essendo i loro spettri con alti picchi seguiti da profonde valli, e quindi più vulnerabili alla scarsa resa solo in alcune zone dello spazio colorimetrico .

Infine , la definizione stessa di resa cromatica è imperfetta per molte applicazioni. Essa è solo una misura della fedeltà del colore degli oggetti sotto l'illuminante di interesse e, eventuali scostamenti del colore rispetto al caso siano sottoposti a una fonte di corpo nero sono indesiderati. A causa di questo vincolo, tutti i cambiamenti di tonalità percepiti e di saturazione del colore, risultano in uguale decremento nel punteggio CRI . In applicazione pratiche , tuttavia , gli aumenti della saturazione cromatica osservata quando alcune fonti illuminano certe superfici , è un risultato desiderato. L' incremento della saturazione, produce una migliore chiarezza visiva e aumenta la luminosità percepita. Si è posta l'attenzione sul fatto che, un'assoluta fedeltà cromatica della CRI, non è possibile e quindi bisogna considerare una metrica più generale della qualità del colore.

1.7.2 Color Quality Scale (CQS)

Per risolvere questi problemi, la NIST (National Institute of Standards and Technology) sta lavorando su un nuovo mezzo per la valutazione della resa cromatica chiamato il Color Quality Scale (CQS). A differenza della CIE CRI, che considera solo la resa o la fedeltà dei colori, il CQS integra diverse dimensioni della qualità del colore, tra cui il discernimento cromatico e le impostazioni di visualizzazione.

La CQS, come la CRI, è un metodo basato sul test di campioni. Ovvero, le differenze di colore sono calcolate per un set di campioni standard quando vengono illuminati

dalla sorgente di test e un illuminante di riferimento. Come accennato in precedenza, i campioni CRI sono tutti colori relativamente poco saturi e questo può nascondere il problema che una fonte può rendere i toni più saturi della realtà. La NIST ha stabilito attraverso numerosi test computazionali che, le sorgenti possono rendere male con campioni saturi anche se rendono bene con quelli poco saturi, mentre il viceversa non è mai vero. Ovvero, non c'è nessun spettro di sorgente luminosa che potesse rendere bene colori saturi e male colori poco saturi. Questo importante risultato dimostra che nulla è perduto e tutto è guadagnato utilizzando colori saturi come il nostro nuovo set di campioni. Pertanto, la CQS utilizza quindici colori saturi, scelti per essere distribuiti uniformemente attraverso l'intero spettro visibile (Figura 1.12).

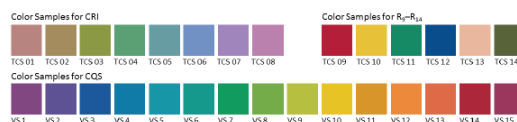


Figura 1.12: Approssimazione dei colori campioni utilizzati per il calcolo del CRI, R9-R14, e CQS. Poiché l'apparenza varierà in base alle condizioni di illuminazione, le impostazioni di visualizzazione, proprietà di stampa, e / o condizioni di visualizzazione, questi sono solo esempi.

Nel CIE CRI, la CCT della fonte di riferimento è pari a quella della fonte di prova che presuppone completo adattamento cromatico a qualsiasi fonte di luce . Per questo motivo, il punteggio del CIE CRI può essere perfetto ($\text{CRI} = 100$) per illuminanti di riferimento con qualsiasi CCT. Tuttavia, l'effettiva resa cromatica è scarsa per CCT estreme. La CQS affronta questo problema utilizzando un fattore che penalizza le sorgenti con CCT estreme.

Lo spazio di colore uniforme (CIE 1964 $U^*V^*W^*$) utilizzato nel calcolo del CIE CRI è obsoleto e non uniforme. La CQS, l'ha sostituito con il CIELAB, che è attualmente raccomandato dal CIE ed è ampiamente usato in molte applicazioni.

Un altro fattore importante nel calcolo della CQS è il fattore di saturazione. La CIE CRI essendo esclusivamente un parametro di fedeltà, penalizza tutti gli scostamenti percepiti di tonalità e saturazione. Tuttavia, aumentare la cromaticità purché non sia eccessiva, migliora la chiarezza visiva e la luminosità percepita. Nel CQS, con l'inserimento del fattore di saturazione che aumenta la cromaticità l'oggetto, non incentiva nè penalizza, ma in questo modo si prende in considerazione la preferenza e la discriminazione dei colori.

Nel calcolo del CIE CRI, gli otto indici speciali di resa cromatica sono combinati con una semplice media per ottenere l'indice generale. Questo rende possibile di avere un

punteggio abbastanza alto anche quando rende uno o due colori molto male. Questa situazione è ancora più probabile con SPD che hanno picchi a banda stretta. I LED RGB sono ad alto rischio di essere colpiti da questo problema, perché i loro spettri sono più vulnerabili alla scarsa resa solo in alcune zone dello spazio colorimetrico. Per garantire l'influenza della scarsa resa anche di pochi campioni sui risultati finali, si utilizza lo scostamento di ciascun campione anziché la media aritmetica.

1.8 Efficienza di un sistema di illuminazione

L'efficienza luminosa di una sorgente, che è una misura della capacità del dispositivo di trasformare energia elettrica in flusso luminoso, non è l'unico parametro da considerare quando si valuta l'efficacia di un intero sistema di illuminazione. Infatti, occorre distinguere tra l'efficacia del sistema, che prende in considerazione l'efficienza del ballast elettronico e della fixture (o del driver del LED), e l'efficienza del dispositivo che considera l'efficienza di riflessione ottica e lo smaltimento del calore della lampada su cui è montata la fonte luminosa. Nella Figura 1.13 vengono considerate anche queste eventuali perdite di efficienza in un applicazione di illuminazione domestica/pubblica dove l'alimentazione è in AC (in Europa 230V a 50Hz).

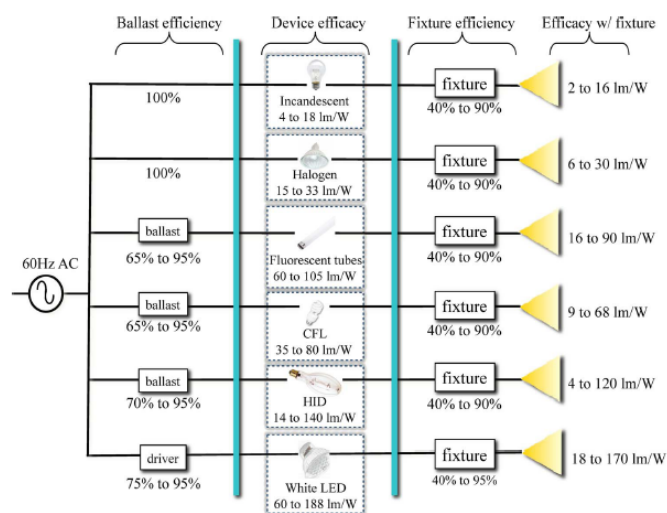


Figura 1.13: Confronto dell'effettiva efficienza luminosa da alimentazione in AC

La colonna di sinistra riporta i valori medi di efficienza del ballast. A differenza delle lampade a incandescenza e le alogene che lavorano direttamente collegate alla rete, vi sono altri dispositivi di illuminazione che devono essere alimentati da un alimentatore

, cioè un circuito elettrico che regola la forma d'onda di corrente come serve . Nel caso dei LED , il convertitore è chiamato driver.

Sistemi di illuminazione, hanno normalmente una fixture applicata alla lampada , in modo da diffondere la luce. Allo stesso tempo però, essa riduce l'efficienza di estrazione della luce, facendola variare anche notevolmente come mostrato dai valori nella colonna di destra della figura 1.13. Nel caso di lampade a LED , essendo questa una nuova tecnologia , i progettisti hanno la libertà di sviluppare nuove fixtures con perdite molto più basse.

La colonna centrale mostra i dispositivi di illuminazione comuni con la loro gamma di efficienza luminosa .

Per le lampade incandescenti l'efficienza del dispositivo è limitata dalla efficacia del filamento di tungsteno, e il deprezzamento varia in un range 10%-15% nel corso delle 1000 h di vita . Ciò è dovuto essenzialmente al degrado del filamento di tungsteno nel tempo e all'accumulo di particelle di tungsteno evaporate sulla superficie interna del bulbo. Questo processo può essere limitato usando alcuni gas nobili all'interno del bulbo , ma è evidentemente che questo è un limite intrinseco della lampada .

Le lampade fluorescenti hanno un degrado del 20% oltre le 10 mila ore di vita. Invece è generalmente inferiore al 10 % nel caso di tubi fluorescenti ad alta qualità. Ciò deriva dalla degradazione fotochimica del rivestimento di fosforo e del tubo di vetro, oltre che dall'accumulo di depositi all'interno della lampada che assorbono la luce.

Nel caso dei LED, l'efficienza luminosa generalmente si abbassa a causa di una scarsa rimozione del calore generato nella giunzione, portando ad un aumento della temperatura della lampada che si traduce in una minore emissione di luce. Ciò dipende principalmente dalla progettazione del chip , che può essere migliorata per promuovere meglio il flusso di calore all'esterno della giunzione attraverso il pad termico , in modo da indurre il flusso di elettroni al suo interno e , principalmente, il flusso di fotoni verso la cupola che funge da collettore . L'uso dei fosfori nei LED bianchi , influenza l'efficienza di estrazione e quindi è un altro termine da considerare nell'efficienza del dispositivo complessivo .

La tecnologia LED , ha subito notevoli miglioramenti dal 1996. Oggi l'efficacia di un LED bianco freddo è di circa 80 lm / W . Entro il 2015 , il DOE (US Department of Energy), sta proiettando i LED bianchi freddi fino a 174 lm / W. Questi progressi verranno da miglioramenti dell'efficienza quantica interna (il rapporto tra gli elettroni iniettati e i fotoni emessi nella regione attiva) , efficienza di estrazione (l'efficienza di fotoni generati dalle regioni attive, estratti al di fuori del packaged) , sviluppo dei fosfori , e il miglioramento dell'efficienza di scattering (l'efficienza di estrazione dei

fotoni dai fosfori versus tutti i fotoni provenienti dal chip) . Oltre ai progressi in termini di efficienza , lo sviluppo del packaged ha aumentato il tempo di vita dei LED da 30 000 a 50 000 h .

In questo scenario , l' efficienza del LED, supererebbe quella di tutte le migliori sorgenti commerciali esistenti e , se uguali miglioramenti seguiranno nella stabilizzazione termica e un degrado più controllato , questa tecnologia potrà presto sostituire le lampade tradizionali.

CAPITOLO 2

Scelta dei led

La prima cosa da chiarire è quali e quanti LED si dovranno utilizzare per raggiungere il nostro scopo, ovvero una lampada da 1500 lumen di flusso a cromaticità variabile con un CRI elevato, possibilmente superiore ai 90 punti. Il fatto che la temperatura di colore debba essere modificabile a piacimento ci spinge a dover utilizzare un sistema a più LED di diverso colore le cui intensità di flusso luminoso devono essere regolabili con precisione. Questa topologia aggiunge ai normali problemi di gestione di LED ad alta luminosità, riguardanti invecchiamento, variazione di prestazioni con la temperatura e gestione del dimming, quello della miscelazione dei colori.

Descriviamo brevemente il funzionamento, le proprietà ottiche ed elettriche e la loro dipendenza dalla temperatura. Infine riportiamo le caratterizzazioni fotometriche delle nostre due famiglie di LED scelte.

2.1 Principi di funzionamento

I diodi emettitori di luce (Light Emitting Diode, LED) sono dispositivi che quando sono attraversati da una corrente emettono radiazione elettromagnetica. Questa forma di elettroluminescenza si basa sul fenomeno di ricombinazione di coppie elettrone-lacuna in una giunzione p-n polarizzata direttamente (Fig. 2.1). L'efficienza di tale processo dipende dalla struttura particolare con cui si realizza la giunzione. Quando vi è la ricombinazione tra un elettrone libero in banda di conduzione del semiconduttore e una vacanza in banda di valenza l'elettrone perde una quantità di energia pari al

bandgap energetico E_g presente tra le due bande. Il processo può portare all'emissione spontanea di un fotone con lunghezza d'onda legata all'energia di bandgap: da qui l'emissione luminosa dei LED approssimativamente monocromatica e che dipende dal tipo di materiale semiconduttore utilizzato.

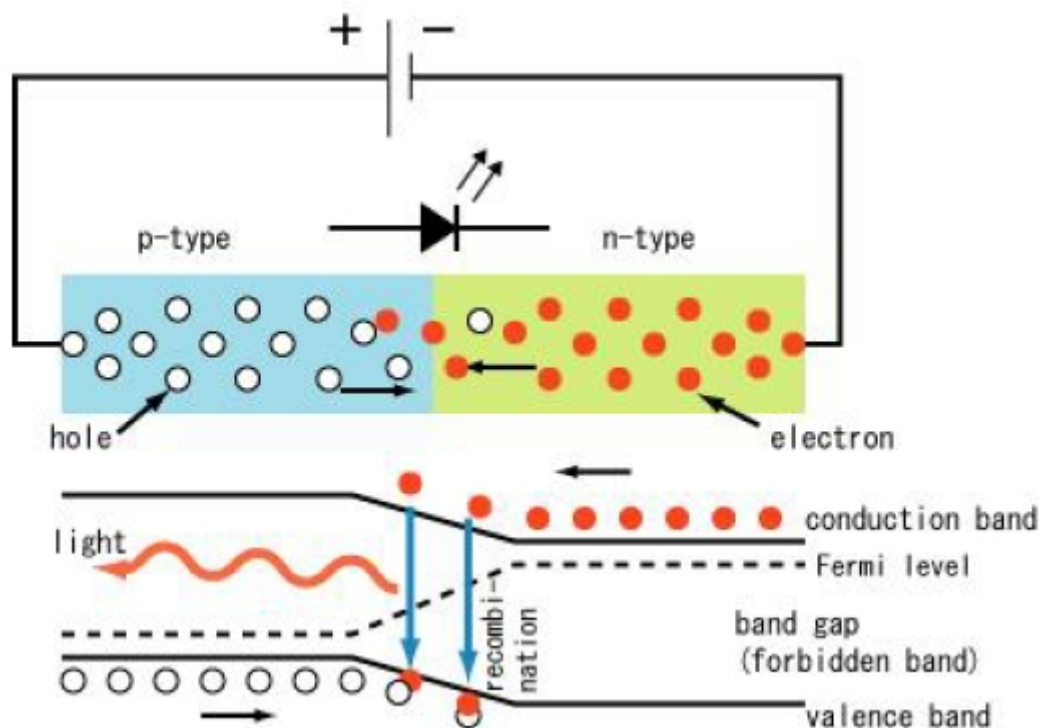


Figura 2.1: Schema di una giunzione p-n polarizzata in diretta

2.2 Semiconduttori

Nella ricombinazione di un elettrone con una lacuna devono essere soddisfatti i principi di conservazione dell'energia e della quantità di moto p (o del momento k). In una transizione radiativa il bilancio energetico comporta l'emissione di un fotone con energia uguale a quella tra i livelli occupati dall'elettrone e dalla lacuna ($E_{photon} = E_g$ se questi ultimi sono ai bordi delle rispettive bande). Dal punto di vista della quantità di moto, il fotone ha un numero d'onda $k_{ph} = 2\pi\nu/c$ (con ν frequenza del fotone e c velocità della luce) molto piccolo rispetto a quello dei numeri d'onda k tipici degli elettroni e delle lacune. Con l'emissione di un fotone quindi l'elettrone non modifica la sua quantità di moto. Ciascun semiconduttore può essere descritto da un diagramma a bande diverso a seconda dell'orientazione cristallografica presa in considerazione e che indica gli stati energetici disponibili per i portatori di carica (diagramma E-k).

Elettroni e lacune liberi tendono a riempire gli stati nell'intorno, rispettivamente, del minimo della banda di conduzione e del massimo della banda di valenza. Sulla base dei corrispettivi diagrammi E-k, in campo optoelettronico si effettua una distinzione molto importante tra semiconduttori a:

- bandgap diretto: è il caso in cui minimo della banda di conduzione e massimo della banda di valenza sono allineati attorno allo stesso valore di momento k (Fig.2.2). Elettroni e lacune hanno dunque quantità di moto molto simili e le transizioni di ricombinazione sul diagramma E-k sono rappresentate come linee praticamente verticali. Non dovendo l'elettrone cambiare la sua quantità di moto, le ricombinazioni con emissione di fotoni sono molto probabili. Semiconduttori di questo tipo (ad esempio GaAs, GaN) vengono perciò ampiamente utilizzati nei dispositivi optoelettronici. I fotoni emessi hanno una lunghezza d'onda che dipende dalla loro energia e quindi, in questo caso, dall'energy gap:

$$\lambda_{photon} = hc/E_g \cong (1.24)/E_g[\mu m] \quad (2.1)$$

In realtà i dispositivi a semiconduttore con bandgap diretto non hanno un'emissione monocromatica, ma questo argomento viene trattato in una sezione successiva.

- bandgap indiretto: è il caso in cui gli elettroni e le lacune possiedono vettori k molto differenti e la ricombinazione avviene solo con l'ausilio di un fonone con un'appropriata quantità di moto (Fig. 2.2). Per il bilancio energetico, il fotone emesso avrà dunque un'energia inferiore all'energy gap ($E_{photon} = E_g - E_{phonon}$). Inoltre, essendo un processo a tre corpi, la ricombinazione è molto meno probabile rispetto alle ricombinazioni nei materiali a bandgap diretto e si tratta soprattutto di transizioni non radiative. I semiconduttori di questo tipo (ad esempio GaP, SiC) non vengono quindi solitamente usati come emettitori di luce perché troppo poco efficienti. Per aumentare eventualmente l'efficienza di emissione è necessario un drogaggio di tali materiali con impurità che agiscano da centri di ricombinazione radiativa localizzata.

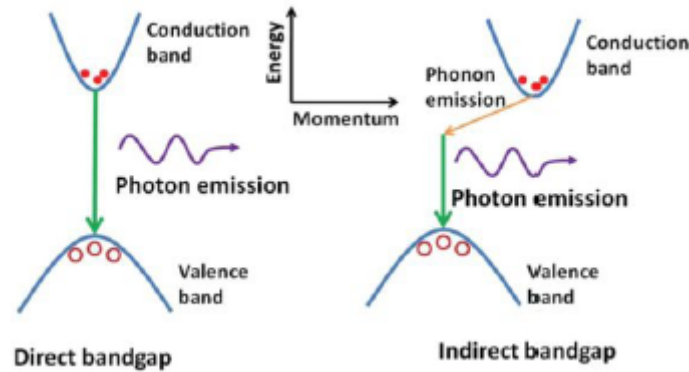


Figura 2.2: Diagrammi di energia vs quantità di moto di semiconduttori a bandgap diretto (a sinistra) e indiretto (a destra).

2.3 Teoria della ricombinazione

All'interno dei semiconduttori avvengono due processi antagonisti: la generazione e la ricombinazione di coppie elettrone-lacuna (EHP, electron-hole pair). La generazione avviene attraverso l'eccitazione termica di un elettrone nella banda di conduzione con la corrispondente creazione di una lacuna nella banda di valenza. Il processo inverso di ricombinazione è detto di tipo radiativo se dà luogo all'emissione di un fotone (generalmente con energia pari al bandgap energetico E_g tra le due bande), altrimenti si parla di ricombinazione non radiativa, nella quale viene ceduta energia al reticolo cristallino. Come sarà spiegato successivamente, si possono distinguere diversi tipi di ricombinazione non radiativa a seconda del meccanismo attraverso cui avviene. Riuscire a minimizzare questi processi non radiativi, che sono sempre presenti in un dispositivo emettitore reale, è uno degli scopi per migliorare le prestazioni del LED in termini di potenza ottica di uscita.

2.3.1 Ricombinazione radiativa

Un processo di emissione radiativa può basarsi su due meccanismi, l'emissione spontanea o l'emissione stimolata. Il funzionamento dei LED si basa sull'emissione spontanea e la luce emessa ha dunque fase e direzione casuali. L'assorbimento è invece il processo opposto all'emissione in cui un fotone viene assorbito dal semiconduttore con la seguente generazione di una coppia elettrone-lacuna. All'equilibrio termico, in un semiconduttore isolato, i processi di generazione e ricombinazione sono in equilibrio dinamico, così come l'emissione e l'assorbimento di fotoni. Non c'è dunque emissione

netta di luce verso l'esterno del semiconduttore. In queste condizioni le concentrazioni di elettroni e lacune, n_o e p_o , seguono la legge di massa

$$n_o p_o = n_i^2 \quad (2.2)$$

dove n_i è la concentrazione di portatori del semiconduttore intrinseco. Uscendo dalla condizione di equilibrio termico si possono creare all'interno del semiconduttore, sia esso intrinseco oppure drogato n o p, degli eccessi di portatori n' e p'. Processi che possono creare questi aumenti di lacune ed elettroni possono essere, ad esempio, l'incremento della generazione tramite assorbimento di radiazione luminosa, se caratterizzata da fotoni con energia maggiore del bandgap, oppure l'iniezione di portatori liberi, come avviene in una giunzione p-n polarizzata direttamente. Le probabilità di ricombinazione elettrone-lacuna sono proporzionali alle concentrazioni dei portatori liberi. Il tasso di ricombinazione radiativa per unità di tempo viene descritto dalla bimolecular equation rate:

$$R = -\frac{dn}{dt} = -\frac{dp}{dt} = Bnp \quad (2.3)$$

con la costante di proporzionalità B detta coefficiente di ricombinazione bimolecolare. Il valore di tale costante può essere calcolato tramite il modello di Van Roosbroeck-Shockley e nel caso di semiconduttori III-V a bandgap diretto assume valori di $10^{-11} \div 10^{-9} \text{ cm}^3/\text{s}$. In condizioni di eccesso di portatori rispetto all'equilibrio R è dato dalla somma del tasso di ricombinazione all'equilibrio R_0 e di un tasso di ricombinazione R_r legato all'eccesso di portatori:

$$R = Bnp = B(n_o + n')(p_o + p') = R_0 + R_r \quad (2.4)$$

Nell'ipotesi di $n'=p'$, i due parametri diventano:

$$R_0 = Bn_o p_o \quad (2.5)$$

$$R_r = Bn'(n_o + p_o + n') \quad (2.6)$$

Quando scompare la sorgente dei portatori in eccesso il sistema tende a riportarsi alla condizione iniziale. Rimandando ai passaggi teorici, si calcola che la concentrazione dei portatori in eccesso decade:

- esponenzialmente nel caso di bassa iniezione dei portatori ($n' \ll n_o, p_o$), con una costante di tempo, che rappresenta il tempo di vita dei portatori liberi in eccesso, pari a:

$$\tau_0 = \frac{1}{B(n_o + p_o)} \quad (2.7)$$

Se il semiconduttore è di tipo p o n si considera solamente il tempo di vita dei portatori minoritari (in quanto risulta essere assai inferiore a quello dei maggioritari), rispettivamente dato da:

$$\tau_p = \frac{1}{BN_D} \quad (2.8)$$

$$\tau_n = \frac{1}{BN_A} \quad (2.9)$$

- non esponenzialmente nel caso di alta iniezione di portatori ($n' \gg n_0, p_0$), con un tempo di vita che dipende inizialmente dal tempo stesso

$$\tau(t) = t + \frac{1}{Bn'} \quad (2.10)$$

e che dopo certo intervallo di tempo assume il valore tipico della bassa iniezione, in quanto ovviamente il semiconduttore si porta verso quella condizione.

- Ricalcolando i tassi di ricombinazione bimolecolare delle EHP nei casi di bassa e alta iniezione si ricava rispettivamente:

$$R = \frac{n'}{\tau} e^{-t/\tau} \quad (2.11)$$

$$R = \frac{-B}{(B\tau + (B\tau + n^{-1}))^2} \quad (2.12)$$

Dunque il tasso di ricombinazione radiativa è tanto più grande quanto più piccolo è il tempo di vita dei portatori in eccesso, il quale a sua volta dipende inversamente dalle concentrazioni di portatori liberi. Al fine di aumentare l'emissione luminosa è necessario quindi avere alte concentrazioni di portatori. Nei LED questo scopo viene raggiunto (come viene descritto in una sezione successiva) attraverso giunzioni p-n in cui vengono combinati alti drogaggi e strutture di giunzione ottimizzate.

2.3.2 Ricombinazione non radiativa

Nella ricombinazione non radiativa l'energia rilasciata dalla coppia elettrone-lacuna viene trasformata solitamente in fononi (modi vibrazioni del reticolo cristallino) con un conseguente aumento della temperatura del dispositivo. I danni di questo processo sono quindi duplici: si perde efficienza nell'emissione luminosa e si genera un surriscaldamento del semiconduttore.

I tre principali meccanismi di ricombinazione non radiativa sono:

- la ricombinazione tramite livelli profondi (stati energetici disponibili all'interno dell'energy gap) introdotti dai difetti del reticolo cristallino
- la ricombinazione Auger
- la ricombinazione superficiale

2.3.2.1 Ricombinazione tramite livelli profondi

All'interno di uno strato di semiconduttore III-V ci sono diversi difetti nativi il cui tipo e la cui densità dipendono da vari fattori tra i quali, ad esempio, la tecnica di crescita utilizzata e il substrato su cui viene cresciuto il materiale. I difetti possono essere di tipo puntiforme, come vacanze, atomi interstiziali, impurità all'interno del reticolo, oppure di tipo esteso, come nel caso delle misfit e threading dislocation.

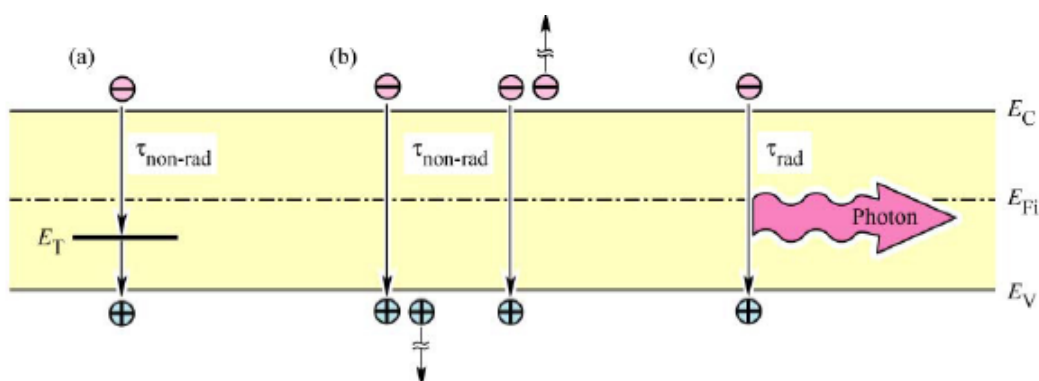


Figura 2.3: Diagramma a bande relativo (a) Transizione non radiativa attraverso un livello profondo a energia E_T (b) Ricombinazione non radiativa Auger (c) ricombinazione radiativa.

Essendo questi elementi estranei alla struttura regolare del reticolo, alcuni degli stati elettronici associati a tali difetti possono ricadere all'interno dell'energy gap : si parla in questo caso di livelli profondi che agiscono come trappole per elettroni o lacune, oppure come centri di ricombinazione nel caso in cui catturino con una buona probabilità entrambi i portatori di carica. La ricombinazione dovuta ai livelli profondi è soprattutto di tipo non radiativo, ma sono possibili, seppur con minor probabilità, anche emissioni di fotoni con energia minore dell'energy gap. I primi a studiare questo processo non radiativo e a formulare una teoria, con annesso il calcolo del tasso di ricombinazione, sono stati Shockley, Hall e Read (da cui il nome anche di Ricombinazione SHR). Risulta che la velocità di ricombinazione tramite livelli profondi è determinata dalla seguente

relazione:

$$R_{SHR} = \frac{v_{th}\sigma_n\sigma_p N_t (pn - n_i^2)}{\sigma_n(n + n_i e^{(E_t - E_i)/kT}) + \sigma_p(p + n_i e^{-(E_t - E_i)/kT})} \quad (2.13)$$

dove: v_{th} è la velocità termica dei portatori di carica; N_t è la densità dei livelli profondi; E_t è lo stato energetico associato ai livelli profondi; E_i è il livello di Fermi del semiconduttore intrinseco; σ_n e σ_p sono le sezioni di cattura di elettroni e lacune da parte delle trappole. Questi ultimi parametri assumono valori maggiori all'aumentare della probabilità di cattura dei rispettivi portatori, che dipende dalla distanza dei livelli dalla banda di conduzione per σ_n , e da quella di valenza per σ_p . Se si considera il caso in cui $\sigma_n \cong \sigma_p = \sigma$ la relazione diventa:

$$R_{SHR} = \frac{(pn - n_i^2)}{p + n + 2n_i \cosh(E_t - E_i)/kT} \quad (2.14)$$

Da questa equazione si deducono due importanti conclusioni:

- Poiché la funzione coseno iperbolico ha un minimo nel punto 0, i livelli profondi agiscono come centri di ricombinazione tanto più efficacemente quanto più sono vicini al livello di Fermi intrinseco, quindi circa a metà dell'energy gap.
- Se si prende in considerazione un certo livello energetico dei difetti, l'aumento della temperatura comporta un incremento del tasso di ricombinazione non radiativa con un effetto negativo sull'efficienza di emissione del materiale.

Se il semiconduttore è drogato, ad esempio di tipo n, in condizione di bassa iniezione di corrente sono i portatori minoritari a limitare la velocità del processo di ricombinazione. In tal caso la relazione diventa:

$$R_{SHR} = v_{th}\sigma_p N_t (p - p_0) = \frac{(p - p_0)}{\tau_p} \quad (2.15)$$

con $\tau_p = \frac{1}{v_{th}\sigma_p N_t}$ tempo di vita dei minoritari, in questo caso lacune. È importante osservare che il tempo di vita dipende inversamente dal numero di livelli profondi che risultino centri di ricombinazione efficaci. Se i centri di ricombinazione sono pochi il processo è lento e il tasso di fenomeni non radiativi si abbassa. Analogamente se ne deduce che, ad alte iniezioni di portatori, la ricombinazione attraverso livelli intra-gap satura e il processo risulta sempre meno in competizione con quello di ricombinazione radiativa. In definitiva, le transizioni che sfruttano i livelli profondi abbassano l'efficienza luminosa di un dispositivo LED quando le densità di corrente non sono elevate. La diminuzione dell'emissione radiativa avviene in corrispondenza delle zone con difetti. Se i difetti sono di tipo esteso, quando il dispositivo viene sottoposto ad una misura di

catodoluminescenza, durante l'emissione di luce vengono a crearsi sulla sua superficie delle zone più scure ad indicare il calo dell'efficienza luminosa.

2.3.2.2 Ricombinazione Auger

Nella ricombinazione per effetto Auger l'energia rilasciata viene ceduta a lacune o a elettroni liberi, i quali vanno ad occupare livelli energetici più profondi nella banda di valenza o , rispettivamente, più alti nella banda di conduzione. Il processo Auger più probabile è detto di tipo indiretto, o anche assistito da fononi, in cui l'elettrone/lacuna, oltre a variare la sua energia, cambia la propria quantità di moto. Successivamente il portatore libero eccitato torna verso il bordo della relativa banda, in un certo lasso di tempo, tramite ripetute emissioni di fononi . Il tasso di ricombinazione Auger è diverso a seconda che l'energia venga ceduta ad un elettrone o ad una lacuna:

$$R_{Auger-e} = C_n p n^2 \quad , \quad R_{Auger-h} = C_p n p^2 \quad (2.16)$$

dove C_n e C_p sono due coefficienti diversi. Il processo dipende fortemente dalla concentrazione dei portatori liberi e quindi riguarda gli elettroni se il semiconduttore è di tipo n, e le lacune se di tipo p. Ad alte iniezioni di corrente i portatori in eccesso diventano confrontabili con il drogaggio donore/accettore e il tasso di ricombinazione Auger diventa:

$$R_{Auger} = C n^3 \quad (2.17)$$

con C, detto coefficiente Auger, con valori di $10^{-29} \div 10^{-28} \text{ cm}^6/\text{s}$.

Nei dispositivi LED, a livello pratico, la ricombinazione Auger è consistente e predominante su quella SHR per alte correnti di iniezione in quanto dipende al cubo dalla concentrazione dei portatori. Per bassi valori di concentrazione il contributo di questo processo è invece trascurabile.

2.3.2.3 Ricombinazione superficiale

Nelle zone superficiali di un semiconduttore la periodicità del reticolo si interrompe. Gli atomi sulla superficie presentano legami diversi rispetto ai legami del reticolo cristallino del bulk: alcuni orbitali di valenza possono non formare legami chimici (dangling bonds) , o possono venire a crearsi delle nuove strutture atomiche localizzate, in cui i dangling bonds si legano l'un l'altro oppure ad impurità esterne, ad esempio residui dei processi di crescita del dispositivo. Si viene a formare così un continuo di stati elettronici all'interno del gap proibito tra la banda di valenza e quella di conduzione, favorendo così la ricombinazione non radiativa. La ricombinazione superficiale avviene

solamente quando vi è una elevata concentrazione di entrambi i portatori di carica. Nei dispositivi LED tale condizione è soddisfatta nella regione entro la quale i portatori, iniettati alla giunzione, si ricombinano, regione definita come zona attiva. Una inadeguata progettazione della struttura di un LED può quindi comportare una diminuzione dell'emissione luminosa della regione attiva in prossimità alla superficie. Un ulteriore problema per i dispositivi è il surriscaldamento dovuto all'emissione di fononi che può danneggiare ulteriormente la superficie, con effetti altamente deleteri per il funzionamento del LED, come la formazione di percorsi di cortocircuito. C'è infine da sottolineare che la ricombinazione non radiativa attraverso un continuo di stati tra le bande della zona attiva può avvenire anche nel bulk per effetto di dislocazioni che si propagano attraverso la giunzione, portando anche in questo caso a formazione di pericolosi canali a bassa resistività.

2.3.3 Efficienza quantica interna

Come è stato spiegato nelle sezioni precedenti, nei dispositivi LED sono presenti dei processi che favoriscono la ricombinazione radiativa o non radiativa di coppie elettrone-lacuna. Se i tempi di vita associati a tali processi sono τ_r e τ_{nr} , allora la probabilità totale di ricombinazione è data da:

$$\frac{1}{\tau} = \frac{1}{\tau_r} + \frac{1}{\tau_{nr}} \quad (2.18)$$

La probabilità relativa che la ricombinazione sia di tipo radiativo è detta efficienza quantica interna (IQE, Internal Quantum Efficiency)

$$\eta_{IQE} = \frac{\tau_r^{-1}}{\tau^{-1}} = \frac{\tau_r^{-1}}{\tau_r^{-1} + \tau_{nr}^{-1}} = \frac{\tau_{nr}}{\tau_r + \tau_{nr}} \quad (2.19)$$

e indica il rapporto tra il numero di fotoni generati all'interno del semiconduttore rispetto al numero effettivo di coppie di portatori che ricombinano.

2.4 Proprietà elettriche

Dopo aver analizzato i tipi di processi che stanno alla base dell'emissione luminosa nei semiconduttori, in questa sezione vengono descritti i principi di funzionamento dei LED dal punto di vista elettrico: l'iniezione di corrente all'interno di una giunzione p-n al fine di ottenere ricombinazione radiativa; come l'efficienza luminosa possa essere migliorata attraverso l'utilizzo di eterostrutture e quali sono i problemi di cui soffrono

queste soluzioni. Viene successivamente esaminata la caratteristica corrente-tensione ideale di un diodo p-n, indicando quali fenomeni stanno alla base delle varie regioni operative e quali sono invece gli elementi da considerare per capire il comportamento reale del LED.

2.4.1 Strutture di giunzione

Come noto una giunzione p-n è formata da uno strato di semiconduttore drogato con atomi donori (tipo n) e da uno strato drogato con atomi accettori (tipo p). Nel “mondo” della microelettronica, questi strati sono cresciuti uno sopra l’altro attraverso processi di epitassia. Se entrambe le regioni sono costituite dallo stesso semiconduttore si parla di omogiunzioni, se sono invece costituite da semiconduttori diversi, soprattutto semiconduttori III-V e composti ternari/quaternari, allora si parla di eterogiunzioni.

2.4.1.1 Omogiunzione

Si consideri una omogiunzione p-n con concentrazioni di elettroni e lacune liberi pari a $n = N_D$ e $p = N_A$. All’equilibrio termico, nella giunzione, si crea una regione di carica spaziale (RCS), formata da atomi droganti ionizzati in seguito alle diffusioni iniziali di portatori tra le due regioni. All’interno dell’RCS è presente un campo elettrico, il quale genera una barriera di potenziale che si oppone alla diffusione di ulteriori elettroni e lacune. Questa barriera V_{bi} , responsabile del piegamento di bande, viene chiamata tensione di diffusione, o potenziale di built-in:

$$V_D = \frac{kT}{q} \times \frac{(N_D \times N_A)}{n_i^2} \quad (2.20)$$

Il potenziale di built-in rappresenta la barriera che i portatori di carica liberi maggioritari devono superare per diffondere nella zona opposta della giunzione. La larghezza della RCS è data dalla relazione

$$W = \sqrt{\frac{2\varepsilon}{q}(V_{bi} - V)\left(\frac{1}{N_A} + \frac{1}{N_D}\right)} \quad (2.21)$$

dove V è la tensione applicata tra regione p (anodo) e regione n (catodo). La polarizzazione diretta della giunzione corrisponde ad una tensione applicata positiva e comporta la riduzione della RCS e della barriera di potenziale. In questo modo gli elettroni vengono iniettati per diffusione nella regione p e, analogamente, le lacune nella regione n, producendo un flusso di corrente che dipende dalla tensione applicata. In condizioni di polarizzazione inversa, contrariamente, l’RCS si allarga e la barriera

che si oppone alla diffusione dei portatori aumenta. L'iniezione di portatori minoritari all'interno delle regioni p e n comporta, come già spiegato, fenomeni di ricombinazione (radiativa e non) nelle regioni p ed n in prossimità della RCS, con la conseguente emissione di fotoni legati all'energia di bandgap: si parla dunque di elettroluminescenza. La giunzione p-n è, a tutti gli effetti, la struttura più semplice con cui si può realizzare un LED. Il problema di questa struttura risiede nei valori ridotti di efficienza quantica interna che si riescono ad ottenere.

La distribuzione dei portatori minoritari iniettati nelle regioni p e n è determinata da quanto i portatori riescono a diffondere prima di ricombinare. Elettroni e lacune sono caratterizzati da:

- una costante di diffusione D legata alle rispettive mobilità

$$D_n = \frac{kT}{q}\mu_n \quad , \quad D_p = \frac{kT}{q}\mu_p \quad (2.22)$$

- una lunghezza di diffusione, L_n e L_p rispettivamente, che rappresenta la distanza media percorsa da elettroni/lacune prima di ricombinare con i portatori maggioritari;
- un tempo di vita di portatori minoritari τ_n e τ_p che regolano la velocità di ricombinazione monomolecolare di tipo non radiativo.

I parametri sono tra loro collegati dalle relazioni $L_n = \sqrt{(D_n\tau_n)}$ e $L_p = \sqrt{(D_p\tau_p)}$. Generalmente, nei semiconduttori a bandgap diretto le lunghezze di diffusione sono di diversi μm e ne risulta una distribuzione di portatori minoritari su una zona relativamente estesa (Fig. 2.4). Noto che la ricombinazione totale delle coppie elettrone-lacuna è proporzionale alle concentrazioni di entrambi i portatori liberi, risulta che una semplice giunzione p-n non è una soluzione ottimale per avere un LED efficiente. Infatti l'unico modo per aumentare la ricombinazione sarebbe quello di abbassare i tempi di vita dei minoritari aumentando il drogaggio dei maggioritari, drogaggio che, però, non può andare oltre certi livelli.

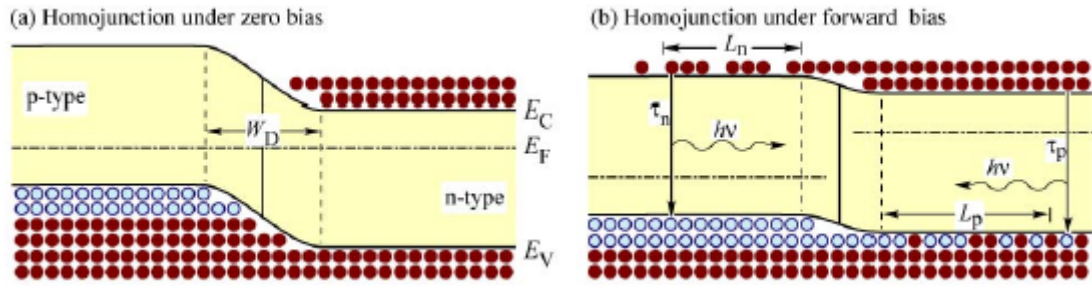


Figura 2.4: Diagramma a bande di una omogiunzione pn in equilibrio termico (a) e in polarizzazione diretta (b)

2.4.1.2 Eterogiunzioni e buche quantiche

Si parla invece di eterogiunzioni quando la giunzione è formata da due materiali semiconduttori con diverso bandgap. Il tipo di eterogiunzione maggiormente usato nei dispositivi è quello in cui i bordi delle bande di conduzione e di valenza del materiale a bandgap minore cadono all'interno del bandgap dell'altro semiconduttore (Fig. 2.5). In questo tipo di eterostruttura, secondo la teoria di Anderson, vengono a crearsi delle discontinuità nel diagramma a bande all'interfaccia tra i due materiali:

$$\Delta E_C = q(\chi_1 - \chi_2) \quad (2.23)$$

$$\Delta E_V = \Delta E_g - \Delta E_C \quad (2.24)$$

dove χ_1 e χ_2 sono le affinità elettroniche rispettivamente del materiale con minore e maggiore bandgap.

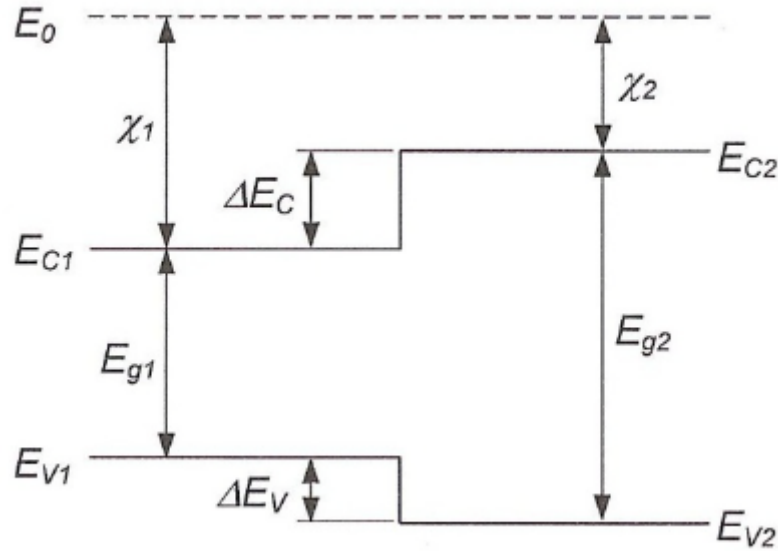


Figura 2.5: Diagramma a bande di un'eterostruttura

Supponendo che si tratti di una eterogiunzione di tipo pN (dove la lettera maiuscola sta ad indicare il materiale ad energy gap maggiore), quando si polarizza direttamente il dispositivo la discontinuità ΔE_C non si oppone alla diffusione degli elettroni, mentre la discontinuità ΔE_V agisce da barriera nei confronti della diffusione delle lacune verso il semiconduttore con energy gap maggiore. Tale proprietà è sfruttata nelle doppie eterogiunzioni (DH, Double Heterostructure): si tratta di eterostrutture, solitamente di tipo p-i-n, con un layer intermedio di semiconduttore a basso-bandgap, chiamato zona attiva del dispositivo, interposto fra due layer drogati p e n e ad alto-bandgap. Gli strati ad alto-bandgap formano due barriere (da cui il nome di barrier layer), ciascuna per un tipo di portatore di carica, in modo che in polarizzazione diretta i portatori che diffondono rimangano poi confinati nella zona attiva. In una struttura DH le concentrazioni di elettroni e lacune iniettate non dipendono più dalle lunghezze di diffusione, ma dallo spessore della zona attiva. Grazie alle tecniche di crescita epitassiale disponibili, lo spessore della zona attiva in una doppia eterogiunzione può essere anche di pochi nanometri: si parla in questo caso di struttura a singola buca quantica Fig.2.6 (QW, Quantum Well). Essendo i portatori confinati in una regione molto ristretta, si ottengono elevate densità di concentrazioni con evidente aumento della ricombinazione radiativa rispetto al caso dell'omogiunzione, con un tempo di vita dei portatori confinati. I dispositivi LED attuali hanno una struttura detta Multi-Quantum-Well (MQW), realizzata da una successione di layer a basso energy gap alternati a strati barriera abbastanza sottili da permettere il passaggio dei portatori

da una buca all'altra per effetto tunnel. Dal punto di vista dell'emissione spettrale, la lunghezza d'onda dei fotoni emessi è ovviamente relativa all'energy gap della zona attiva. Ne risulta che le barriere e gli strati bulk n e p del LED sono trasparenti alla radiazione emessa. Si tratta dunque di un ulteriore vantaggio rispetto all'utilizzo di una omogiunzione.

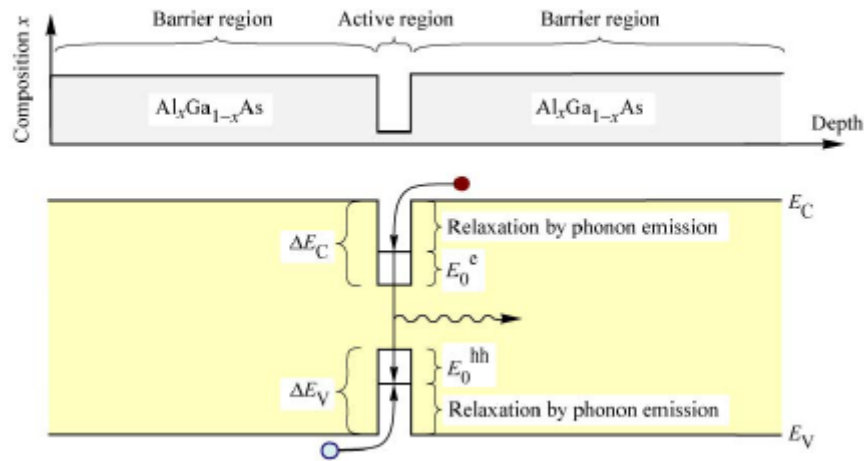


Figura 2.6: Diagramma a bande di una struttura quantum-well

La struttura DH presenta però anche alcuni problemi di cui bisogna tener conto:

- Barriere di interfaccia - All' interfaccia di ciascuna eterogiunzione si forma un dipolo elettrostatico localizzato, dovuto a uno strato di atomi ionizzati (depletion layer) e a uno strato di accumulazione di portatori, dovuti alla diffusione di questi ultimi dal semiconduttore a bandgap maggiore a quello con bandgap inferiore. Il campo elettrico che viene a crearsi all'interfaccia comporta una barriera di potenziale per gli elettroni (spike nella banda di conduzione) oppure per le lacune (notch nella banda di valenza). Questi piegamenti delle bande si traducono in un aumento della tensione necessaria all'iniezione di elettroni o lacune in quanto i portatori devono oltrepassare le barriere per effetto tunnel o per emissione termoionica. Quando le barriere di interfaccia sono molto alte, tali meccanismi diventano predominanti rispetto alla diffusione. In particolare il tunneling domina a basse temperature ($T < 250$ K), l'emissione termoionica a quelle alte ($T > 250$ K) . Le barriere possono essere viste come delle resistenze serie di iniezione che possono portare ad un surriscaldamento pericoloso nella regione attiva. Per di-

minuire tali resistenze è sufficiente ridurre in modo graduale la composizione dei semiconduttori all'interfaccia.

- Corrente di leakage degli elettroni - Idealmente i portatori iniettati in una buca quantica dovrebbero rimanere confinati grazie alle barriere dovute alla struttura DH, solitamente dell'ordine di centinaia di meV e quindi molto maggiori di kT . Secondo la statistica di Fermi-Dirac, fissata una temperatura di giunzione, vi sono però dei portatori che hanno abbastanza energia per fuggire dalla buca e diffondere nelle barriere (corrente di leakage di elettroni/lacune) dove hanno una bassa probabilità di ricombinare in modo radiativo, determinando un calo dell'efficienza luminosa. Si dimostra, che la probabilità di fuga dalla buca dipende direttamente dalla concentrazione di portatori al bordo della stessa, inversamente dalle barriere ΔE_C , ΔE_V ed esponenzialmente dalla temperatura. La corrente di leakage di elettroni è ben più problematica rispetto a quella di lacune, a causa dei diversi valori delle costanti di diffusione, soprattutto in quelle strutture MQW dove la capacità di passaggio delle lacune attraverso le buche quantiche è maggiormente ostacolata dalle barriere di interfaccia. Per arginare questa corrente di elettroni viene dunque usato un electron blocking layer (EBL) posto tra la zona attiva e la regione di tipo p. Si tratta semplicemente di uno strato di materiale ad alto bandgap, ottimizzato per bloccare il leakage di elettroni e non frenare invece l'iniezione delle lacune (Fig. 2.7).

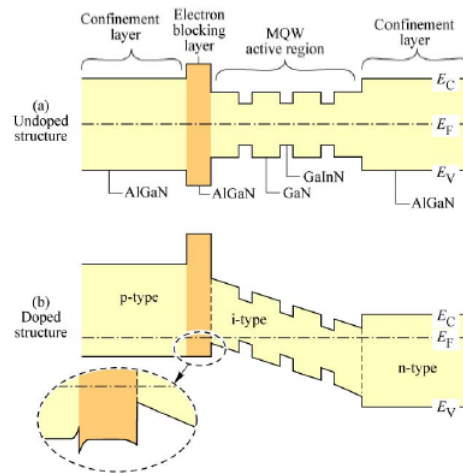


Figura 2.7: Sistema AlGaIn /InGaIn / GaN MQW con EBL di AlGaIn non drogato (a) e drogato di tipo p (b)

-
- **Overflow dei portatori** - All'aumentare dell'iniezione di corrente la concentrazione di portatori all'interno di una buca quantica continua a salire, così come l'energia del livello di Fermi relativo alla QW. Gli stati elettronici all'interno delle bande della buca quantica vengono occupati (band filling) fino ad arrivare al riempimento. Ulteriori portatori iniettati non vengono più confinati nella regione attiva e danno luogo ad una corrente di diffusione: si parla così di overflow dei portatori e di saturazione dell'emissione ottica. Questo fenomeno avviene per alte iniezioni di corrente e in questo caso la corrente di leakage può essere trascurata. Una soluzione adottata per contrastare questo fenomeno è l'utilizzo di strutture MQW ottimizzate.
 - **Difetti dovuti a mismatch reticolari** - Il bandgap di un semiconduttore è legato alle costanti reticolari che ne descrivono la struttura cristallina. Con l'utilizzo delle doppie eterogiunzioni, le differenze di bandgap tra zona attiva e barrier layer sono molto alte per confinare meglio i portatori. Questo si traduce nel dover crescere per epitassia strati di materiali con forti mismatch reticolari con la conseguente formazione di strain (deformazione tensile) nel reticolo. Si generano così difetti nella regione attiva che riducono l'efficienza radiativa del LED. Utilizzando strutture a buca quantica si riesce ad arginare in parte il problema in quanto il reticolo riesce ad adattarsi meglio per strati sottili e lo strain genera meno difetti.

2.4.2 Caratteristica corrente-tensione

La curva I-V ideale di un diodo a omogiunzione p-n è descritta dall'equazione di Shockley

$$I = I_s(e^{qV/kT} - 1) \quad (2.25)$$

con

$$I_s = qAn_i^2 \left(\sqrt{\frac{D_p}{\tau_p}} \frac{1}{N_D} + \sqrt{\frac{D_n}{\tau_n}} \frac{1}{N_A} \right) \quad (2.26)$$

dove A è l'area di sezione della giunzione. In polarizzazione inversa la corrente tende al valore I_s detta per questo corrente di saturazione inversa del diodo, mentre in diretta cresce esponenzialmente con la tensione (Fig. 2.8). Viene definita come tensione di soglia V_{th} quel valore di tensione a cui la corrente inizia a crescere fortemente per diffusione. Dalla teoria risulta che per semiconduttori altamente drogati:

$$V_{th} \approx V_D \approx \frac{E_g}{q} \quad (2.27)$$

Dalla relazione si nota la dipendenza della tensione di soglia da E_g e quindi dal tipo di semiconduttore usato per la regione attiva.

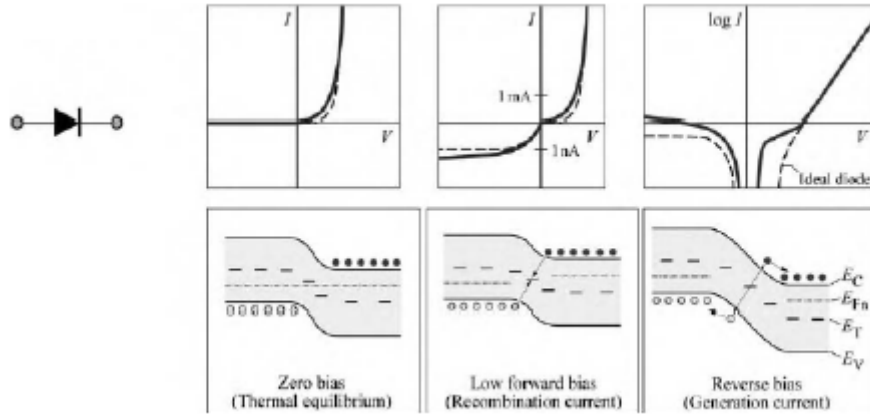


Figura 2.8: Caratteristica ideale di un diodo p-n data dall'equazione di Shockley. Le figure sotto descrivono rispettivamente la corrente di ricombinazione per: (a) equilibrio termico; basse tensioni in polarizzazione diretta (b) e di generazione in polarizzazione inversa (c) nella RCS

I dispositivi LED a MQW, però, si discostano dall'idealità dell'equazione di Shockley del diodo p-n, sia per la struttura più complicata delle bande sia perché la relazione è stata ottenuta sotto alcune ipotesi troppo semplificative. Di seguito vengono descritti quali elementi non sono stati presi in considerazione e come risulta la caratteristica reale di un dispositivo LED.

- Corrente di sottosoglia - In un dispositivo reale polarizzato in diretta si può verificare un incremento significativo della corrente anche a tensioni inferiori a V_{th} e ci si riferisce a questo fenomeno con il termine di corrente di sotto-soglia (I_{sub}). Questa corrente è dovuta all'attraversamento della struttura MQW da parte di portatori per tunneling (corrente di tunnel, I_{tunn}) attraverso i livelli profondi introdotti dai difetti del reticolo. Un altro contributo è dato dalla ricombinazione dei portatori nella RCS (non tenuta in considerazione dalla formula di Shockley), anch'essa favorita dalla presenza di stati energetici all'interno del bandgap (Fig. 2.8), e infine dalla corrente superficiale.
- Corrente in polarizzazione inversa - Analogamente nella regione di carica spaziale avvengono fenomeni di generazione di coppie elettrone-lacuna. In polarizzazione inversa le coppie generate vengono separate dal forte campo elettrico presente nella RCS e diffondono verso le relative zone p e n (Fig. 2.8), causando un incremento

della corrente inversa (I_{gen}). Anche in questa regione operativa è presente una corrente di tunnel. In definitiva si ha che:

$$I_{rev} = I_s + I_{gen} + I_{tunn} \quad (2.28)$$

$$I_{dir} = I_s(e^{qV/kT} - 1) + I_{sub} \quad (2.29)$$

Per polarizzazioni inverse si calcola che il contributo di corrente dominante è quello di I_s rispetto a I_{gen} a causa dell'alto valore di bandgap dei materiali utilizzati. Ad ogni modo, essendo la corrente di generazione dipendente dalla larghezza della RCS, dall'equazione si ricava che I_{gen} aumenta al crescere della polarizzazione inversa proporzionalmente a radice di V . Il peso di I_{tunn} sulla corrente totale dipende invece dalla quantità di difetti presenti, e può quindi essere il termine più significativo in quanto fortemente dipendente dal campo elettrico. È questo il caso dei LED GaN cresciuti su substrato di zaffiro, mentre in quelli su substrato di GaN il contributo di tunneling diventa confrontabile con la generazione attivata termicamente. Anche la corrente di ricombinazione superficiale nei semiconduttori dei gruppi III-V può avere un contributo importante alle basse tensioni. Va infine osservato che, ad alte tensioni in polarizzazione inversa, il dispositivo può andare in condizione di breakdown. Nel caso di polarizzazione diretta, per valori inferiori o prossime alla tensione di soglia predominano i contributi di corrente di sottosoglia, soprattutto in caso di semiconduttori composti III-V che presentino un'alta densità di difetti che si propagano nel bulk fino alla zona attiva. Sopra la tensione di soglia prevale la corrente di diffusione e la caratteristica I-V segue la legge:

$$I_{dir} = I_{diff} = I_s e^{qV/kT} \quad (2.30)$$

Per descrivere le caratteristiche misurate sperimentalmente si usa solitamente la relazione

$$I = I_s [e^{qV/(n_{id}kT)} - 1] \quad (2.31)$$

dove n_{id} è detto fattore di idealità e dà indicazione di quanto il comportamento sperimentale del dispositivo si avvicini a quello del diodo ideale ($n_{id}=1$). Il parametro n_{id} è dato dalla pendenza della caratteristica I-V in scala semilogaritmica. A tal proposito possono essere fatte queste considerazioni:

- $n_{id}=1$ nel range di tensione in cui domina la corrente di diffusione e la ricombinazione radiativa, secondo il modello standard di giunzione p-n.

-
- $n_{id}=2$ quando domina la corrente di tunnel e quindi la ricombinazione non radiativa
 - $n_{id}=2$ in condizioni di alta iniezione quando la concentrazione di portatori minoritari diventa confrontabile con quella dei maggioritari

Nei LED reali i fattori di idealità assumono valori superiori a seconda dei semiconduttori usati: sono stati misurati ad esempio anche valori di $n_{id}=7$ per dispositivi LED InGaN /GaN . Altri elementi non tenuti in conto dall'equazione di Shockley sono la resistenza serie del dispositivo e la resistenza di shunt in parallelo al diodo LED.

- Resistenza serie - Ad alte iniezioni di corrente la tensione applicata al dispositivo cade, in modo significativo, anche sulla resistenza posta in serie al diodo. In un LED a MQW tale resistenza è dovuta a: (i) contatti ohmici del dispositivo, (ii) eventuali resistenze di interfaccia delle eterogiunzioni, (iii) resistenze di bulk dovuta soprattutto a basso drogaggio o a materiale contraddistinto da bassa mobilità dei portatori
- Resistenza parallelo - La resistenza in parallelo al diodo è dovuta a qualsiasi percorso parassita di bypass della giunzione p-n. Questi percorsi possono essere localizzati sulla superficie laterale dei layer del LED (corrente superficiale) , oppure dovuti a difetti che attraversano l'intera struttura di layer compresa la zona attiva, equivalenti ad un continuo di stati energetici tra banda di conduzione e banda di valenza. In condizione di (i) bassa iniezione in polarizzazione diretta e di (ii) polarizzazione inversa, la corrente tende a passare preferibilmente attraverso la resistenza in parallelo al diodo se questa ha un valore sufficientemente ridotto.

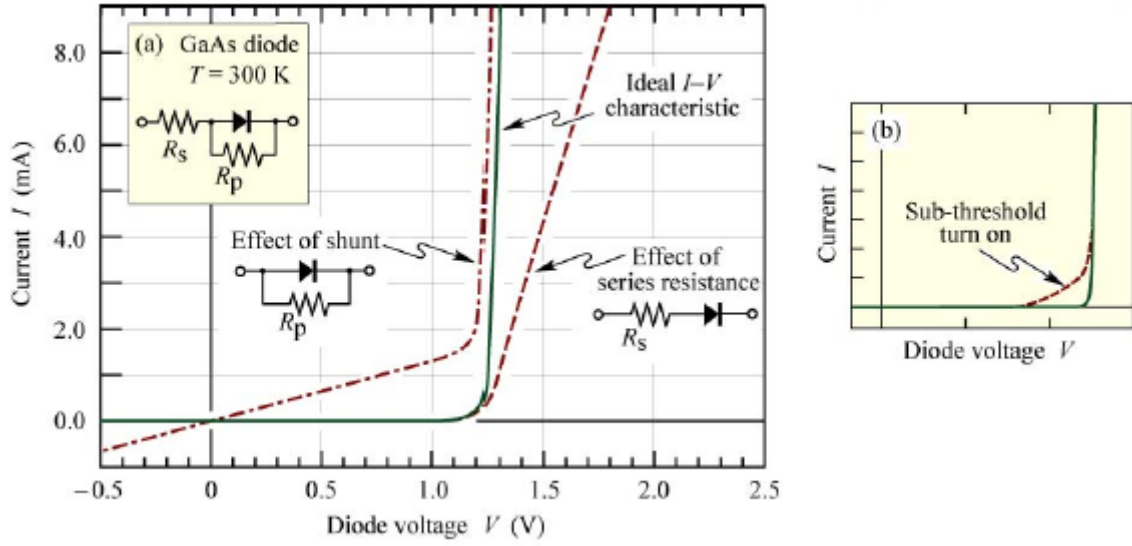


Figura 2.9: Effetto delle resistenze parassite sulla caratteristica del diodo

2.4.2.1 Dipendenza della caratteristica I-V dalla temperatura

La maggior parte dei processi alla base delle caratteristiche elettriche di un LED sono dipendenti dalla temperatura. In polarizzazione inversa la corrente è data dalla somma della corrente di saturazione (I_s), della corrente di generazione nella RCS (I_{gen}) e di tunnel (I_{tunn}). Sotto alcune ipotesi semplificative si calcola che

$$I_{gen} = A \frac{qn_i W}{\tau_0} e^{qV/(2kT)} \quad (2.32)$$

dove A è l'area di sezione della regione attiva, W la larghezza della regione di carica spaziale e τ_0 il tempo di vita dei portatori minoritari. Inoltre si deduce da (1.32) che $I_{gen} \propto n_i$. Dall'equazione risulta invece che $I_s \propto n^2$. È noto che la concentrazione di portatori di un semiconduttore intrinseco aumenta al salire della temperatura poiché $n_i \propto e^{-E_g/(kT)}$, quindi sia la corrente di generazione che di diffusione in inversa dipendono dalla temperatura. La corrente di tunnel dipende invece fortemente dal campo elettrico alla giunzione e molto debolmente dalla temperatura, se non per valori sufficientemente bassi da ridurre l'attivazione elettronica dei difetti. In polarizzazione diretta la temperatura influenza la corrente di ricombinazione per le stesse considerazioni fatte su quella di generazione, mentre non influisce particolarmente sulla corrente di tunnel. Inoltre, seppure l'equazione sia stata ricavata da considerazioni sulla normale giunzione p-n e debba essere quindi modificata per descrivere la tensione di soglia di una struttura a buca quantica, V_{th} è data dalla somma di E_g/q ed altri fattori. L'energy

gap dipende dalla temperatura secondo la relazione

$$E_g(T) = E_g|_{T=0K} - \frac{\alpha T^2}{(T + \beta)} \quad (2.33)$$

dove α e β sono parametri di fitting sperimentali diversi per ciascun tipo di semiconduttore. All'aumentare di T , l'energy gap diminuisce e di conseguenza si ha un calo della tensione di soglia e un conseguente spostamento della caratteristica I-V verso sinistra. Infine, come già spiegato in precedenza, se il LED presenta rilevanti barriere di potenziale alle interfacce delle eterogiunzioni, il processo che governa l'iniezione di elettroni o di lacune nelle buche quantiche non è più la diffusione ma l'emissione termionica o l'iniezione per tunneling. Anche in questo caso l'aumento di temperatura non fa altro che facilitare il passaggio di corrente. In condizioni di alta iniezione la dipendenza della corrente dalla temperatura può essere interpretata come una conseguenza dell'attivazione di donori e accettori "passivati" nelle regioni fortemente drogate per avere buoni contatti ohmici. L'aumento delle concentrazioni n e p infatti produce una diminuzione della resistività degli strati di bulk.

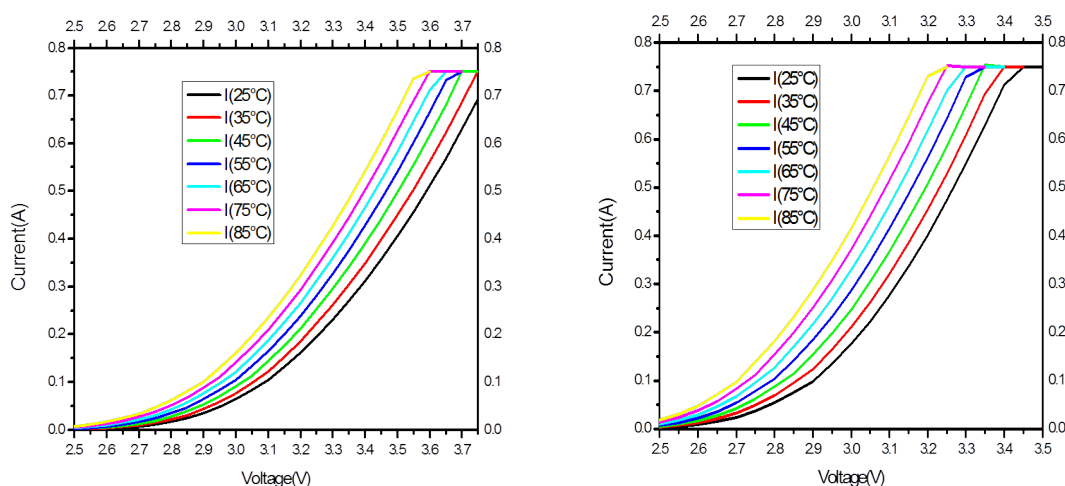


Figura 2.10: Due esempi delle caratteristiche I-V: a sinistra oslon verde e a destra CREE verde

2.5 Proprietà ottiche

2.5.1 Parametri di efficienza

L'efficienza quantica interna di un dispositivo LED, viene definita come:

$$\eta_{Iqe} = \frac{n^\circ \text{ di fotoni emessi dalla regione attiva al secondo}}{n^\circ \text{ di elettroni iniettati nel LED al secondo}} = \frac{P_{int}/(hv)}{I/q} \quad (2.34)$$

dove P_{int} è la potenza ottica emessa dalla regione attiva, $h\nu$ l'energia di un singolo fotone emesso, I la corrente iniettata nel dispositivo e q la carica dell'elettrone. L'efficienza quantica interna non è, però, l'unico parametro che dà indicazione sull'efficienza di un emettitore di luce. Infatti, affinché il dispositivo illumini un ambiente esterno, i fotoni emessi dalla regione attiva devono uscire dal chip di semiconduttore. I fotoni possono però:

- essere assorbiti dal substrato se questo non è trasparente alla radiazione emessa
- incidere sui contatti del dispositivo ed essere assorbiti dal metallo
- essere rifratti totalmente alle superfici di separazione tra chip, package e ambiente esterno

L'efficienza di estrazione, viene invece definita come:

$$\eta_{Extraction} = \frac{n^\circ \text{ di fotoni emessi nell'ambiente esterno al secondo}}{n^\circ \text{ di fotoni emessi dalla regione attiva al secondo}} = \frac{P_{out}/(hv)}{P_{int}/(hv)} \quad (2.35)$$

dove P_{out} è la potenza ottica emessa nell'ambiente esterno. L'efficienza di estrazione è quindi un altro parametro molto importante che richiede soluzioni ottimizzate delle strutture relative al chip, alle ottiche secondarie e un'adeguata scelta dei materiali del package. Per valutare in modo complessivo la capacità di emettere luce da parte del LED si usa come parametro l'efficienza quantica esterna

$$\eta_{EQE} = \eta_{INT} \times \eta_{Extraction} \quad (2.36)$$

oppure la wallplug efficiency, data dal rapporto di conversione della potenza elettrica fornita al LED in potenza ottica di uscita nell'ambiente esterno:

$$\eta_{WPE} = \frac{P_{out}}{IV} \quad (2.37)$$

2.5.2 Caratteristica potenza ottica - corrente

Tutti i parametri di efficienza di un LED non sono delle costanti ma dipendono dalla corrente con cui viene pilotato il dispositivo. Dalla teoria sulla ricombinazione e

dall'analisi delle caratteristiche elettriche delle strutture LED si comprende che la probabilità di emissione radiativa è diversa nelle varie zone operative del dispositivo. Di conseguenza la relazione Potenza ottica di uscita – Corrente, detta anche caratteristica L-I, risulta non lineare .

Partendo dall'equazione di continuità all'equilibrio relativa agli elettroni, in condizione di alta iniezione di corrente si ottiene la seguente relazione:

$$Bn^2 + AN_Tn - \frac{J}{qd} = 0 \quad (2.38)$$

dove n è la densità spaziale di portatori in buca quantica, J è la densità di corrente che attraversa la regione attiva del LED, d lo spessore di quest'ultima, q la carica dell'elettrone, B il coefficiente di ricombinazione bimolecolare, A il coefficiente di ricombinazione monomolecolare/non radiativa e N_T la densità di difetti.

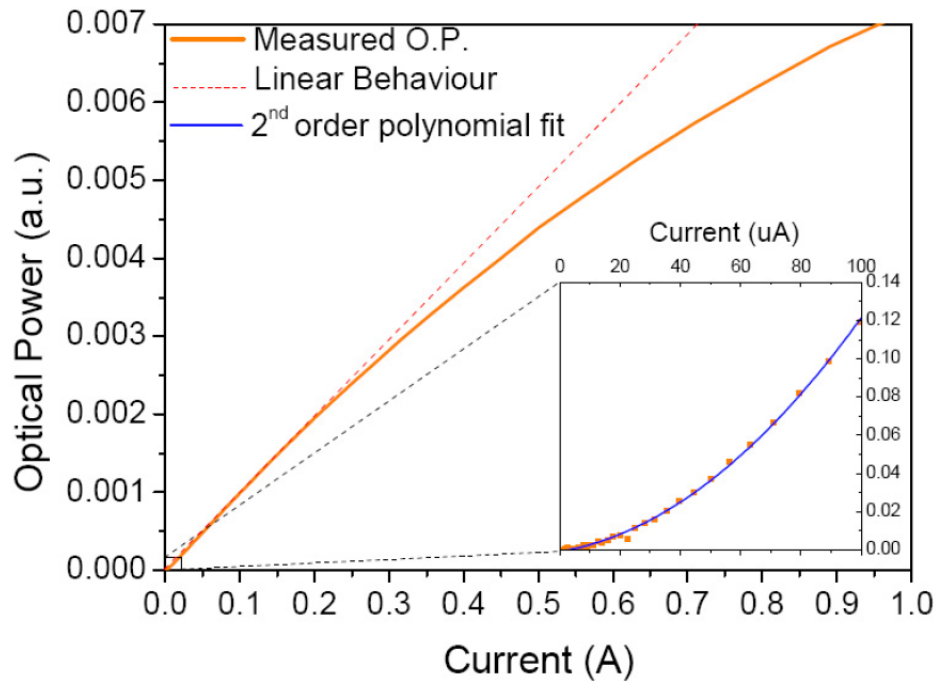


Figura 2.11: Tipica caratteristica LI di un LED: curva reale (linea continua), andamento linearizzato (linea tratteggiata); riquadro con ingrandimento della caratteristica a basse correnti

Tenendo conto che la potenza ottica di uscita L è uguale, a meno di una costante moltiplicativa, a Bn^2 , si trova che:

- in condizioni di bassa iniezione prevale la ricombinazione non radiativa tramite livelli profondi introdotti dai difetti. Per questo l'andamento della caratteristica

L-I è di tipo parabolico

$$Bn^2 \ll AN_T n \Rightarrow AN_T n = \frac{J}{qd} \Rightarrow L = Bn^2 \cong \frac{B}{A^2} \left(\frac{J}{qdN_T} \right)^2 \quad (2.39)$$

- in condizioni di moderata-alta iniezione prevale il processo di ricombinazione radiativa e quindi l'andamento è lineare

$$Bn^2 \gg AN_T n \Rightarrow L = Bn^2 \cong \frac{J}{qd} \quad (2.40)$$

- in condizioni di alta iniezione l'andamento della caratteristica L-I diventa sub-lineare. Il calo di potenza ottica all'aumentare della corrente corrisponde ad un calo dell'efficienza. Vari processi sono stati indicati come possibili cause di questo fenomeno, conosciuto in letteratura con il nome di “droop”, ad esempio la ricombinazione Auger, che dipende da n^3 , e la corrente di leakage di elettroni. Allo stato attuale l'origine precisa del droop è però ancora tema di dibattito nel mondo della ricerca sui LED.

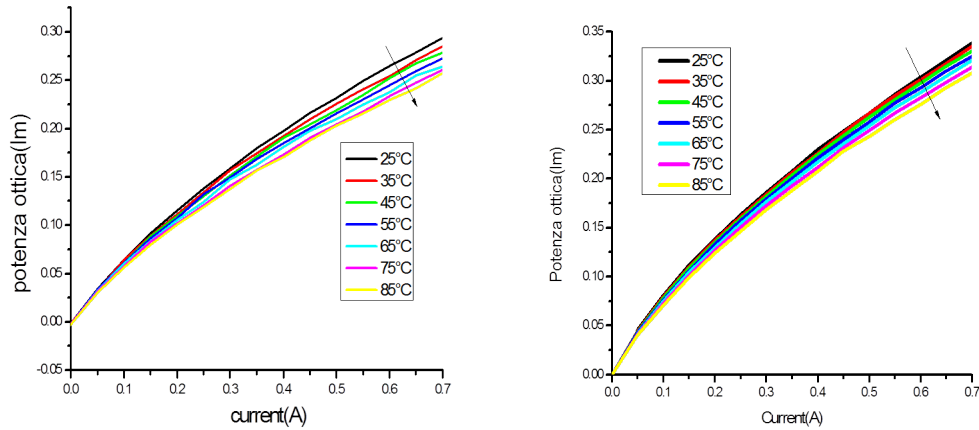


Figura 2.12: Due esempi delle caratteristiche L-I: a sinistra oslon bianco e a destra CREE bianco

2.5.2.1 Dipendenza della potenza ottica dalla temperatura

Dalla teoria SHR risulta chiaro che al salire della temperatura i difetti diventano centri di ricombinazione più efficaci, comportando un aumento delle transizioni non radiative nella zona attiva e quindi una diminuzione della potenza ottica emessa. Vanno considerati inoltre anche l'aumento della ricombinazione superficiale e della fuga dei portatori

dalle buche quantiche. Ad alte correnti la ricombinazione SHR diventa meno influente rispetto alla ricombinazione di tipo Auger e a quella radiativa, di conseguenza cala anche la dipendenza dell'emissione ottica dalle variazioni termiche. Considerazioni del tutto analoghe sono state fatte recentemente da Schubert et al. , i quali hanno individuato nella ricombinazione non radiativa SHR, legata alle dislocazioni, il meccanismo principale responsabile del graduale calo di potenza ottica di InGaN-LED blu al salire della temperatura. All'interno dello stesso report viene suggerito che la riduzione dell'efficienza di iniezione dei portatori nella zona attiva, che si verifica alle alte correnti, possa essere responsabile della ridotta dipendenza dalla temperatura della potenza ottica alle alte correnti, così come del calo dell'efficienza quantica esterna. Nell'intorno della temperatura ambiente, la dipendenza dalla temperatura dell'emissione ottica di un LED è solitamente indicata dall'equazione fenomenologica:

$$I = I_{300K} \times \exp\left[\frac{-(T - 300K)}{T_ch}\right] \quad (2.41)$$

con T_ch detta temperatura caratteristica. Un'alta temperatura caratteristica corrisponde ad una debole dipendenza dell'intensità di emissione dalla temperatura ed è un parametro che dipende dal tipo di materiale.

2.5.3 Spettro di emissione

I fotoni emessi da un semiconduttore a bandgap diretto hanno un'energia legata al divario energetico tra gli stati occupati dagli elettroni e dalle lacune libere. I portatori sono distribuiti nelle bande secondo la statistica di Fermi-Dirac. Di conseguenza le transizioni verticali nel diagramma E-k non avvengono solo tra il punto di minimo e di massimo delle bande (a cui è calcolata l'energia di bandgap), comportando così uno spettro effettivo non monocromatico. La distribuzione dei portatori di carica liberi all'interno delle bande definisce dunque le caratteristiche dello spettro (Fig. 2.13). Da trattazioni semplificate basate sulla distribuzione di Fermi-Dirac sui semiconduttori composti si ricava che:

- la lunghezza d'onda di picco dello spettro di emissione di un LED è

$$\lambda_p = \frac{hc}{E_p} \text{ con } E_p = E_g + \frac{kT}{2} \quad (2.42)$$

- la larghezza a mezzo massimo (FWHM, Full-Width at Half-Maximum) dello

spettro è descritta dalle seguenti relazioni

$$\Delta E = 1.8kT \iff \Delta\lambda = \frac{1.8kT\lambda^2}{hc} \quad (2.43)$$

da cui si può notare la dipendenza quadratica della larghezza dello spettro dalla lunghezza d'onda stessa.

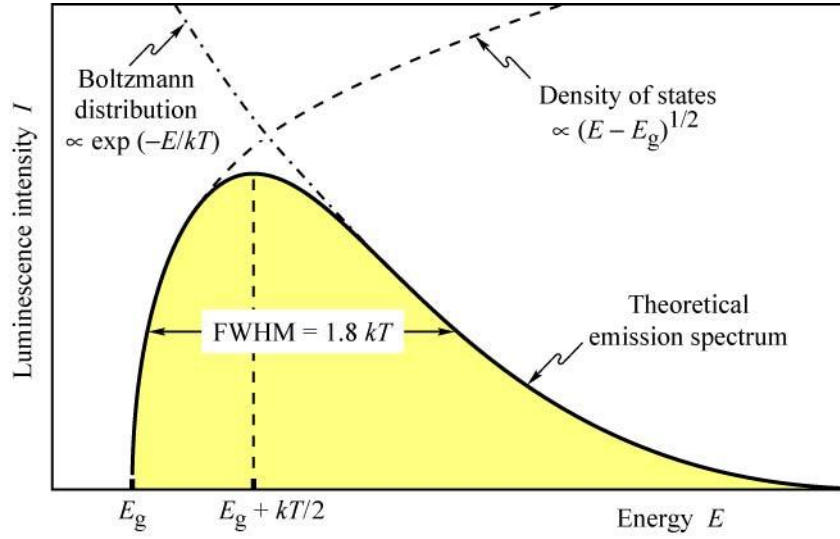


Figura 2.13: Emissione spettrale, secondo la teoria di Fermi-Dirac sull'occupazione degli stati nelle bande di conduzione e valenza

Dall'equazione 2.42 si nota che, variando l'energy gap della zona attiva del dispositivo, si può scegliere di avere il picco di emissione in una diversa zona dello spettro elettromagnetico, andando dall'infrarosso fino ai raggi UV, compreso quindi l'intero spettro visibile.

Dalle relazioni (2.42) e (2.43) è evidente che le variazioni della temperatura (T) vanno ad influenzare lo spettro di emissione dei LED. L'intensità del picco di emissione cala con la temperatura, soprattutto a basse correnti, in quanto, come è già stato spiegato, aumenta la ricombinazione SHR attraverso i livelli profondi, la ricombinazione superficiale e la fuga dei portatori dalle buche quantiche.

2.5.4 Caratterizzazione

Per selezionare quali tipi di LED utilizzare nel nostro progetto, abbiamo caratterizzato CREE e Osram di cui le caratteristiche tecniche rilevate dai datasheet sono riportate di seguito.

Colore di illuminazione:	Warm White	Colore di illuminazione:	Blue
Temperatura colore:	3000 K	Lunghezza d'onda:	485 nm
Flusso luminoso:	100 lm	Flusso luminoso/Flusso radiante:	35.2 lm
Indice di resa cromatica (CRI):	80	Corrente diretta:	350 mA
Angolo di visualizzazione:	115 deg	Tensione diretta:	3.1 V
Corrente diretta:	350 mA	Stile di montaggio:	SMD/SMT
Tensione diretta:	2.9 V	Potenza nominale:	3 W
Stile di montaggio:	SMD/SMT	Serie:	XB-D
Confezione:	Reel	Confezione:	Reel
Marchio:	Cree, Inc.	Marchio:	Cree, Inc.
Altezza:	1.84 mm	Temperatura di lavoro massima:	-
Lunghezza:	2.45 mm	Temperatura di lavoro minima:	-
		Quantità colli di fabbrica:	1000
		Angolo di visualizzazione:	135 deg

Colore di illuminazione:	Red	Colore di illuminazione:	Green
Lunghezza d'onda:	630 nm	Lunghezza d'onda:	535 nm
Flusso luminoso/Flusso radiante:	67.2 lm	Flusso luminoso/Flusso radiante:	93.9 lm
Corrente diretta:	350 mA	Corrente diretta:	350 mA
Tensione diretta:	2.1 V	Tensione diretta:	3.2 V
Stile di montaggio:	SMD/SMT	Stile di montaggio:	SMD/SMT
Potenza nominale:	3 W	Potenza nominale:	3 W
Serie:	XB-D	Serie:	XB-D
Confezione:	Reel	Confezione:	Reel
Marchio:	Cree, Inc.	Marchio:	Cree, Inc.
Temperatura di lavoro massima:	-	Temperatura di lavoro massima:	-
Temperatura di lavoro minima:	-	Temperatura di lavoro minima:	-
Quantità colli di fabbrica:	1000	Quantità colli di fabbrica:	1000
Angolo di visualizzazione:	145 deg	Angolo di visualizzazione:	135 deg

Figura 2.14: Caratteristiche principali dei LED CREE in ordine: bianco, blu, rosso, verde

Characteristics ($T_s = 25^\circ\text{C}$; $I_f = 700\text{ mA}$)

Kenwerte

Parameter Bezeichnung	Symbol Symbol	Values Werte	Unit Einheit
Chromaticity coordinates acc. to CIE 1931 ^{1) page 21}	Cx Cy	0.37 0.44	-
Farbkoodinaten nach CIE 1931 ^{1) Seite 21}			-
Viewing angle at 50 % I_f Abstrahlwinkel bei 50 % I_f	2 ϕ	120	°
Forward voltage ^{4) page 21} Durchlassspannung ^{4) Seite 21}	V_f (typ.) V_f (max.)	2.75 3.15 3.5	V
Reverse voltage Sperrspannung ($I_R = 20\text{ mA}$)	V_R	1.2	V
Real thermal resistance junction / solder point Realer Wärmewiderstand Sperrschicht / Lötpad	$R_{th,jb,real}$ (typ.) $R_{th,jb,real}$ (max.)	3.8 5	K/W
"Electrical" thermal resistance junction / solder point "Elektrischer" Wärmewiderstand Sperrschicht / Lötpad (with efficiency $\eta_e = 37\%$)	$R_{th,jb,el}$ (typ.) $R_{th,jb,el}$ (max.)	2.4 3.2	K/W

Colore di illuminazione:	Amber
Lunghezza d'onda:	617 nm
Intensità uminosa:	36 cd
Flusso luminoso/Flusso radiante:	162 lm
Corrente diretta:	400 mA
Tensione diretta:	2.25 V
Stile di montaggio:	SMD/SMT
Confezione:	Reel
Marchio:	OSRAM Opto Semiconductors
Temperatura di lavoro massima:	+ 110 C
Temperatura di lavoro minima:	- 40 C
Quantità colli di fabbrica:	600
Angolo di visualizzazione:	80 deg

• LED, OSLOM SSL, BLUE, 80

- Series: OSLOM SSL
- LED Colour: Blue
- Luminous Flux @ Test: 28lm
- Forward Current @ Test: 350mA
- Forward Current If Max: 1A
- Forward Voltage @ Test: 3.2V
- Viewing Angle: 80°
- No. of Pins: 3
- Packaging: Cut Tape
- Forward Voltage: 3.2V
- LED Mounting: SMD
- Lens Shape: Dome
- Luminous Intensity @ Test: 16.8cd
- Operating Temperature Max: 120°C
- Operating Temperature Min: -40°C
- Operating Temperature Range: -40°C to +120°C
- Opto Case Style: -
- SVHC: No SVHC (16-Dec-2013)
- Wavelength Typ: 470nm

- Series: OSLOM SSL
- LED Colour: Green
- Luminous Flux @ Test: 93lm
- Forward Current @ Test: 350mA
- Forward Current If Max: 1A
- Forward Voltage @ Test: 3.2V
- Viewing Angle: 80°
- No. of Pins: 3
- Packaging: Cut Tape
- Forward Voltage: 3.2V
- LED Mounting: SMD
- Lens Shape: Dome
- Luminous Intensity @ Test: 44cd
- Operating Temperature Max: 120°C
- Operating Temperature Min: -40°C
- Operating Temperature Range: -40°C to +120°C
- Opto Case Style: -
- SVHC: No SVHC (16-Dec-2013)
- Wavelength Typ: 528nm

Figura 2.15: Caratteristiche principali dei LED OSLOM in ordine: bianco, blu, rosso, verde

Il nostro controllo come vedremo dovrà sopperire al degrado, però questa selezione è importante perchè a parità di prezzo conviene acquistare i led più performanti. Per prima cosa andiamo a vedere come degrada la potenza ottica al variare della temperatura.

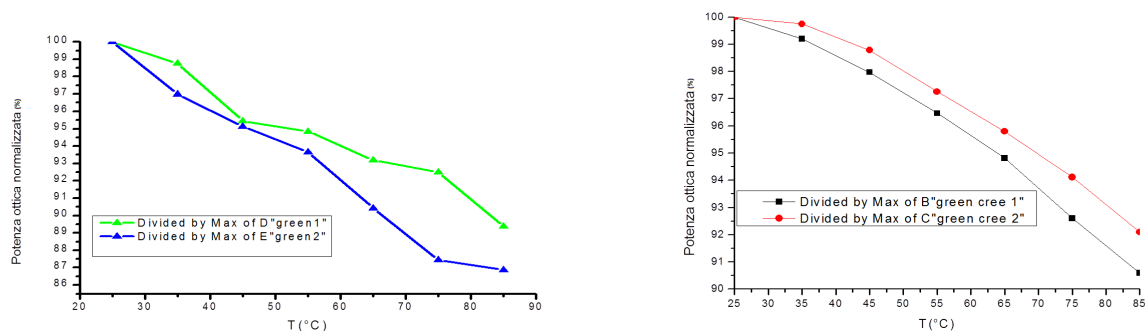


Figura 2.16: Led verdi a confronto(sinistra OSLOM e destra i CREE):andamento della potenza ottica normalizzata(%) al variare della temperatura

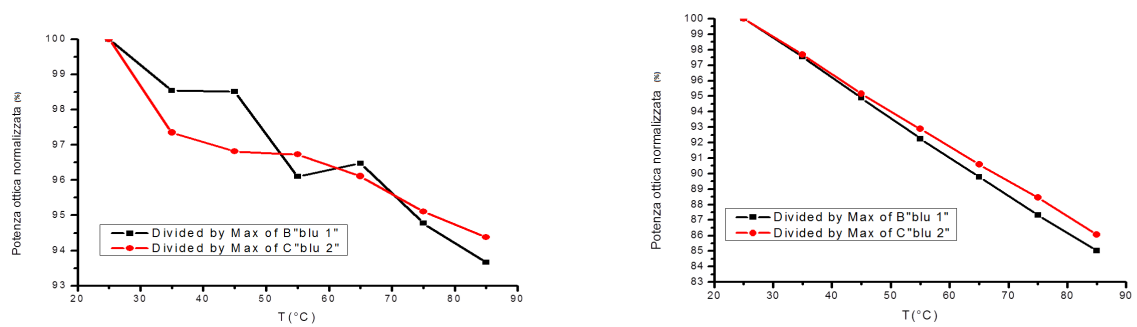


Figura 2.17: Led blu a confronto(sinistra OSLON e destra i CREE):andamento della potenza ottica normalizzata(%) al variare della temperatura

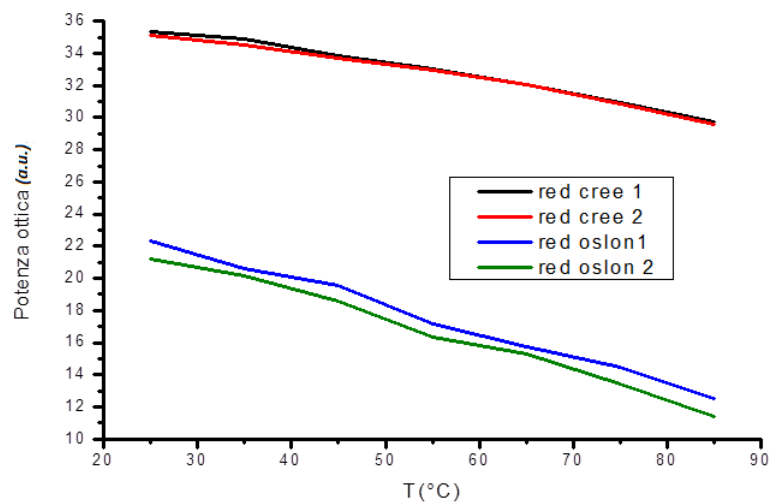


Figura 2.18: Led rossi a confronto: andamento della potenza ottica al variare della temperatura. Vengono rappresentati nello stesso grafico, perchè essendo i led rossi i più problematici in quanto il degrado, si apprezza meglio le migliori prestazioni dei CREE

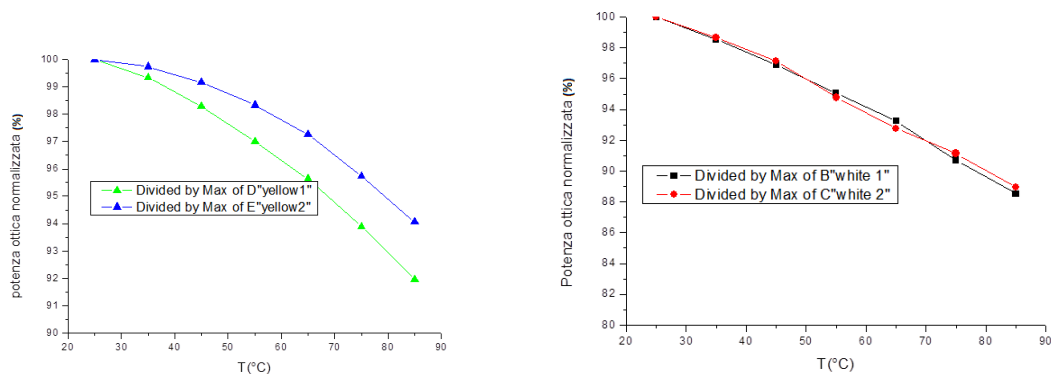


Figura 2.19: Led bianchi a confronto(sinistra OSLOM e destra i CREE):andamento della potenza ottica normalizzata(%) al variare della temperatura

Calo potenza ottica(%)	OSLOM	CREE
Verde	13%	9,5%
Rosso	50%	14,3%
Blu	5,5%	15%
Bianco	8%	11%

Tabella 2.1: Riassunto del calo percentuale di potenza ottica

Dai valori riportati, si nota che il calo più evidente si ha nel caso del led rosso oslon circa 50%, il che già ci indirizza verso la scelta dei CREE rossi. Mentre per il verde e bianco il calo della potenza ottica è paragonabile, per il led blu ho un calo inferiore degli OSLOM circa del 10% rispetto ai CREE.

Un'analisi più dettagliata sulla qualità della luce può essere condotta in modo da quantificare , per esempio , cambiamenti cromatici, CRI e temperatura di colore . L'abbassamento della potenza di uscita è causata da un peggioramento della struttura di chip , e una diminuzione di radiazione imputata all' incapsulamento adottato , o al puro degrado dei fosfori : entrambi questi elementi contribuiscono a un cambiamento delle coordinate cromatiche . In condizioni degradanti eccezionali, questo cambiamento può comportare una variazione radicale del colore percepito . Un peggioramento del package stesso è spesso causato dalle alte temperature , e consiste in una parziale carbonizzazione della superficie del chip , che introduce una diminuzione dell'efficienza di estrazione e un conseguente abbassamento complessivo dell' efficienza del dispositivo . Un peggioramento complessivo della luce emessa può essere aggiunto dall' invecchiamento o imbrunimento della lente epossidica sopra il chip . I parametri monitorati in

questo lavoro riguardanti la qualità ottica della luce sono le coordinate x e y cromaticità , riportati nelle seguenti figure.

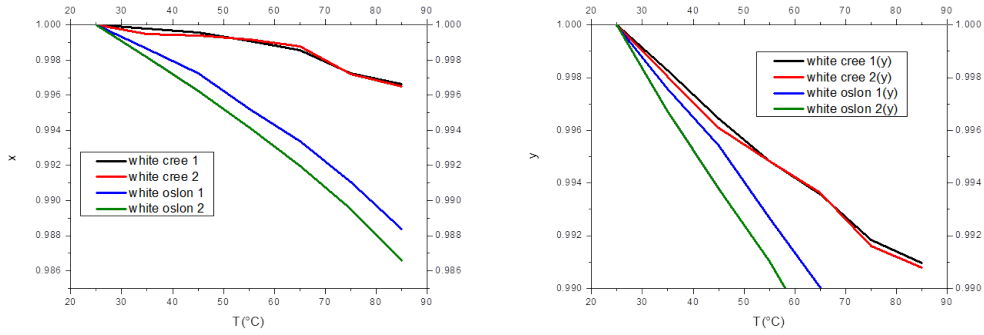


Figura 2.20: Coordinate x,y led bianchi a confronto

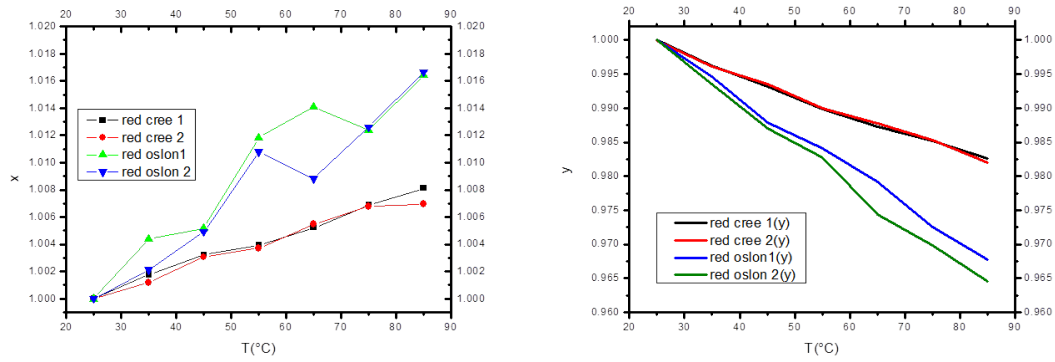


Figura 2.21: Coordinate x,y led rossi a confronto

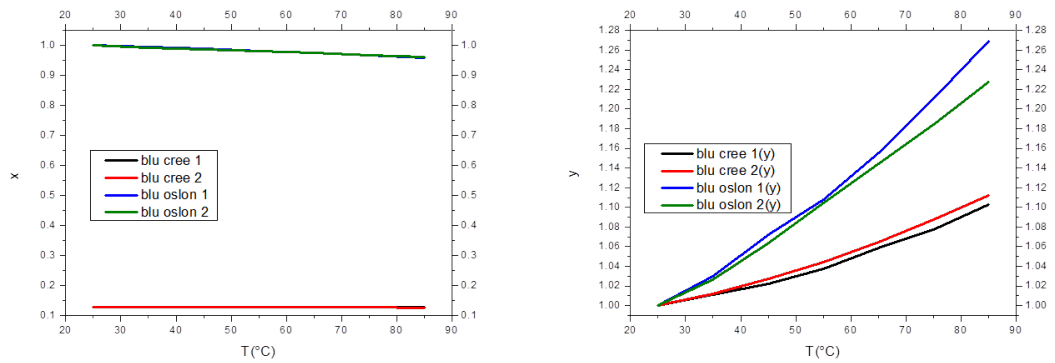


Figura 2.22: Coordinate x,y led blu a confronto

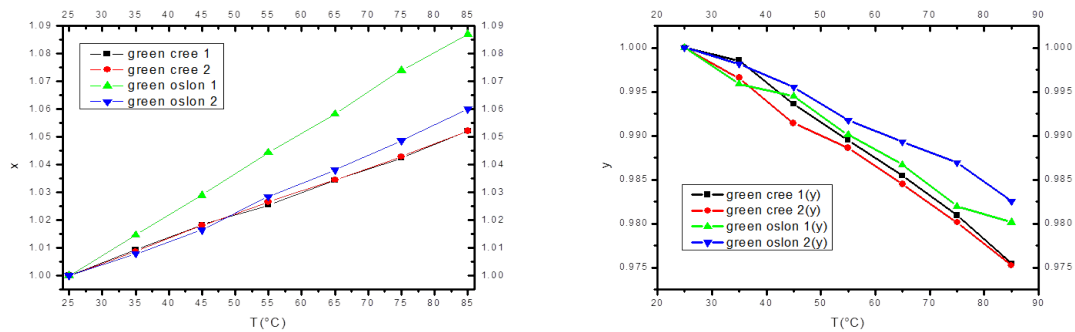


Figura 2.23: Coordinate x,y led verdi a confronto

coordinate(%)	x OSLON	x CREE	y OSLON	y CREE
Verde	+9%	+5%	-2%	-2,5%
Rosso	+1.6%	+0.8%	-3.5%	-2%
Blu	-5%	-1%	+28%	+10%
Bianco	-1.4%	-0.4%	-1.8%	-1%

Tabella 2.2: Riassunto della variazione delle coordinate cromatiche

Dai dati riportati in tabella vediamo che i led CREE primeggiano in tutte le categorie . Quella che più salta all'occhio è la coordinata y del blu OSLON con una variazione del 28% dal valore iniziale. Le migliori prestazioni ottiche analizzate, spingono la nostra scelta verso i CREE.

2.5.5 Quantità di led

Tramite la teoria si è stabilito che dalla miscelazione di tre sorgenti luminose poste in tre punti differenti sul piano cromatico si possono ottenere tutti i colori che stanno all'interno del triangolo che ha come vertici i tre punti sorgente. Rimane da stabilire quali sorgenti utilizzare per ottenere il nostro scopo.

Il primo approccio preso in considerazione è stato il classico rosso-verde-blu . La forte saturazione (determinata dalla piccola larghezza dello spettro d'emissione) della luce emessa dai LED, permette la produzione di una grande varietà di colori. Anche la curva di radiazione del corpo nero si trova all'interno del triangolo delle coordinate riproducibili con questo sistema, ma ci si rende subito conto che questa tecnica va bene per creare un determinato colore su di una superficie bianca (come fanno i proiettori) ma non è certamente indicato per l'illuminazione ambientale. Il sistema ottenuto da tre sorgenti LED di questi colori avrebbe uno spettro come quello mostrato in figura 2.24.

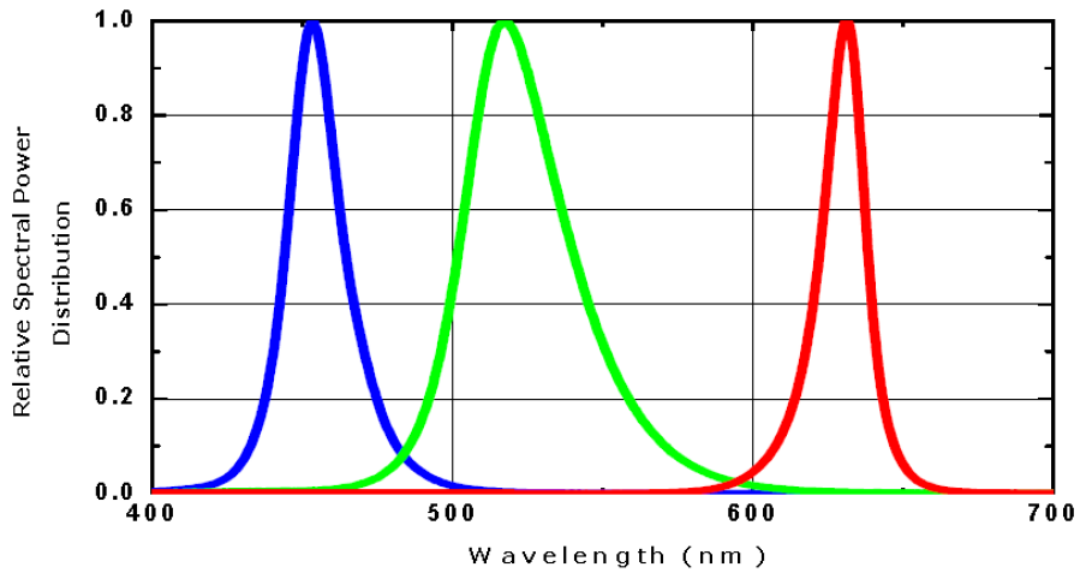


Figura 2.24: Distribuzione relativa dello spettro: LED RGB

Gli evidenti picchi, intervallati a profonde valli, si traducono in una resa cromatica molto bassa; questo vorrebbe dire che in un caso come quello dell'immagine un oggetto arancio(600nm circa) finirebbe con l'apparire praticamente grigio. Non si possono quindi impiegare soltanto questi tre colori, ma dobbiamo utilizzare nella nostra lampada almeno un LED bianco il cui spettro si presenta del tipo mostrato in Figura . In particolare si tratta di un bianco freddo . Si noti come i fosfori utilizzati per la conversione della luce originariamente blu, della quale rimane un picco evidente, abbiano una copertura dello spettro abbastanza ampia. Aggiungendo due colori ad un LED bianco a fosfori sembra quindi possibile ottenere almeno in teoria una resa cromatica accettabile per l'illuminazione di ambienti. In particolare nel nostro progetto viene chiesto un CRI alto superiore ai 90 punti, quindi oltre a un canale dedicato ai LED bianchi ne utilizzeremo altri tre per RGB.

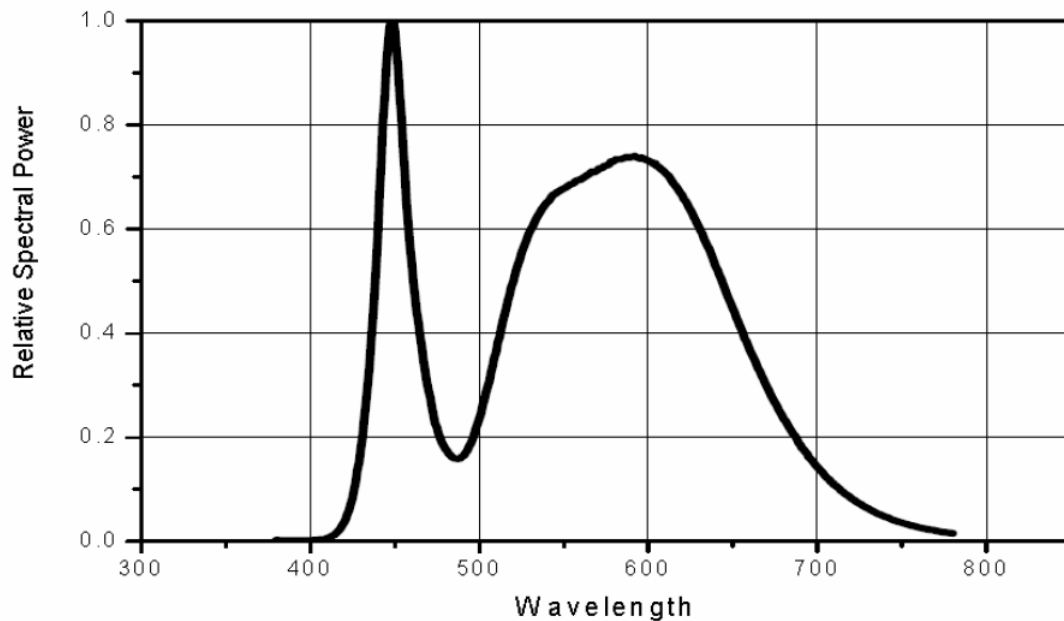


Figura 2.25: Spettro di un LED bianco freddo CREE

Per migliorare la continuità dello spettro emesso dalla nostra lampada siamo quindi obbligati ad utilizzare dei LED bianchi a fosfori. Questo non ci limita molto dal punto di vista della varietà cromatica dato, che il nostro intento è quello di produrre una luce che stia il più possibile vicino alla curva del corpo nero. Le due combinazioni di colori di LED che fanno al caso nostro sono quelle formate da bianco freddo, RGB oppure da bianco caldo, RGB. Sappiamo dai data sheet che i LED rossi hanno un calo del flusso luminoso in funzione della temperatura molto più marcato rispetto agli altri LED il che porterebbe verso l'utilizzo bianco caldo.

Per stimare il numero di led necessari, ci siamo serviti di un programma di simulazione. Una volta inserito lo spettro dei nostri led, misurato grazie alla sfera integratrice, esso gli sovrappone tutti e ci fornisce in uscita, i lumen ottenuti, il CRI e in che punto del diagramma CIE eravamo.

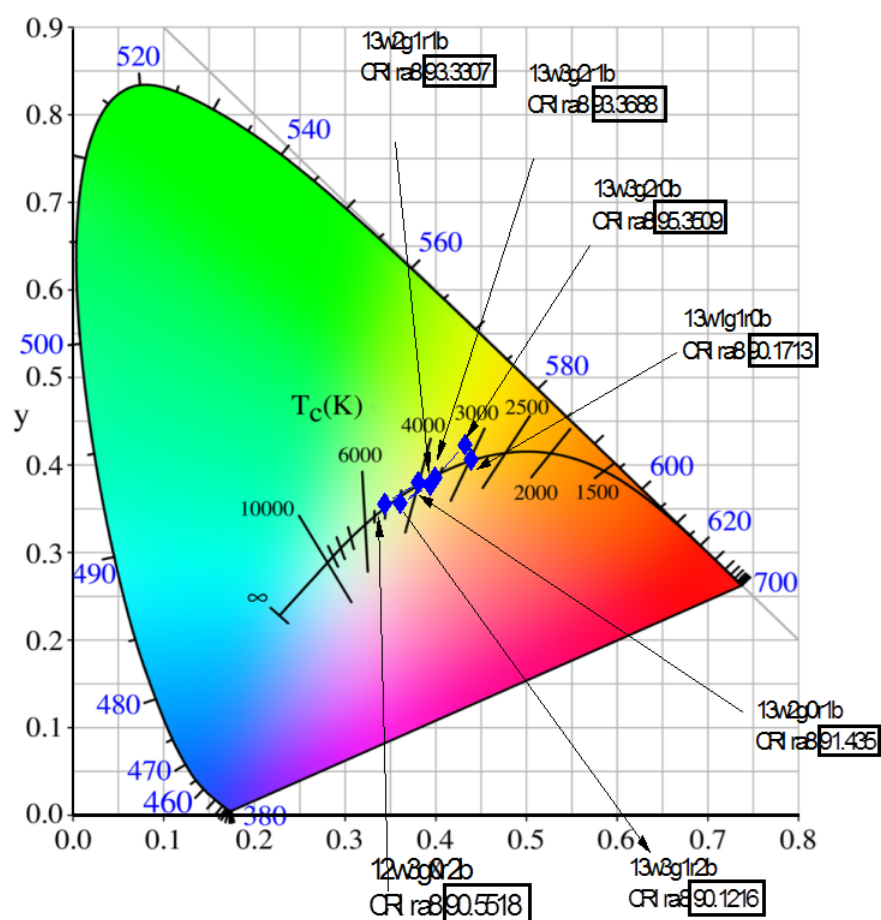


Figura 2.26: Risultati delle diverse simulazioni: numero di led necessario (per 1500 lm) e CRI stimato

Nella figura 2.26 vengono riportati i risultati delle diverse simulazioni. Per ottenere come richiesto una temperatura di colore tra (3000 e 5000)Kelvin con un flusso luminoso di 1500lm sono necessari : 13 bianchi, 4 verdi, 2 rossi , 2 blu. Inoltre, il CRI , è sempre superiore ai 90 punti, rispettando le specifiche fornite.

CAPITOLO 3

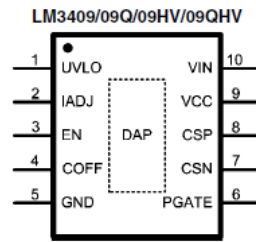
PROGETTO

Lo scopo di questa tesi è realizzare un driver che permetta di controllare la temperatura di colore e la luminosità. Ogni colore della sorgente richiede di essere regolato in intensità con precisione ed in maniera indipendente. La necessità di mantenere costante la temperatura di colore emessa ci ha obbligati ad utilizzare un sensore per attenuare il più possibile gli effetti negativi della temperatura, e il differente degrado dei led descritto nel precedente capitolo. In questo capitolo descriveremo il funzionamento e il dimensionamento del driver scelto, il microcontrollore, e il firmware realizzato.

3.1 Led driving:PFET Buck Controller for High Power LED Drivers

LM3409HV sono MOSFET a canale P (PFET), convertitori step-down (buck), regolatori di corrente, ideali per pilotare carichi LED . Essi offrono un'ampia gamma di tensione in ingresso, che permette la regolazione di un'ampio numero di carichi. L'alto margine di corrente differenziale percepita a una bassa tensione di soglia regolabile fornisce un metodo eccellente per la regolazione di corrente di uscita mantenendo un'elevata efficienza del sistema. I dispositivi LM3409 utilizzano il controllo costante dell' Off -Time (COFT) consentendo al convertitore di funzionare sia in modalità di conduzione continua (CCM) che in modalità di conduzione discontinua (DCM) , senza la necessità di utilizzare un circuito di compensazione esterno , fornendo un limite intrinseco di corrente ciclo per ciclo . La soglia regolabile della corrente rilevata

offre la possibilità di un PWM dimmerabile ad alta frequenza senza usare componenti esterni . Durante la progettazione , la corrente massima ottenibile nei LED non è internamente limitata perché l' LM3409/09HV è un controllore . È invece una funzione del punto di funzionamento del sistema , della scelta dei componenti , e della frequenza di commutazione consentendo al LM3409/09HV di fornire facilmente correnti costanti fino a 5A . Questo semplice controller contiene tutte le caratteristiche necessarie per attuare un driver per LED ad alta efficienza (Figura 3.1) .



(a)

Pin(s)		Name	Description	Application Information
DIP	eMSOP			
1	1	UVLO	Input under-voltage lockout	Connect to a resistor divider from V_{IN} and GND. Turn-on threshold is 1.24V and hysteresis for turn-off is provided by a 22 μ A current source.
3	2	IADJ	Analog LED current adjust	Apply a voltage between 0 - 1.24V, connect a resistor to GND, or leave open to set the current sense threshold voltage.
4	3	EN	Logic level enable / PWM dimming	Apply a voltage >1.74V to enable device, a PWM signal to dim, or a voltage <0.5V for low power shutdown.
5	4	COFF	Off-time programming	Connect resistor from V_O , capacitor to GND to set off-time.
6	5	GND	Ground	Connect to system ground.
9	6	PGATE	Gate drive	Connect to gate of external PFET.
10	7	CSN	Negative current sense	Connect to negative side of sense resistor.
11	8	CSP	Positive current sense	Connect to positive side of sense resistor (also to VIN).
12	9	VCC	V_{IN} -referenced linear regulator output	Connect at least a 1 μ F ceramic capacitor to V_{IN} . The regulator provides power for the PFET drive.
14	10	VIN	Input voltage	Connect to the input voltage.
	DAP	DAP	Thermal pad on bottom of IC	Connect to GND pin. Place 4-6 vias from DAP to GND plane.

(b)

Figura 3.1: a)Package non in scala e b)descrizione PIN tratto dal datasheet.

3.1.1 Buck current regulator

Il regolatore buck è l'unico tra topologie non isolate, con il collegamento diretto dell' induttore al carico durante l'intero ciclo di commutazione. L' induttore controlla la velocità di variazione della corrente che fluisce attraverso di essa, quindi un collegamento diretto al carico è eccellente per la regolazione in corrente. Un regolatore di corrente buck, realizzato con il LM3409/09HV, è riportato in Figura 3.2. Durante il tempo che il PFET (Q1) è acceso (T_{on}), la tensione di ingresso carica l'induttore (L1). Quando Q1 è spento (T_{off}), il diodo di ricircolo (D1) diventa polarizzato direttamente

e L1 si scarica. Durante i due intervalli, la corrente viene fornita al carico mantenendo i LED polarizzati direttamente. La Figura 3.3 mostra la forma d'onda della corrente nell'induttore ($I_L(t)$) per un convertitore buck operante in CCM.

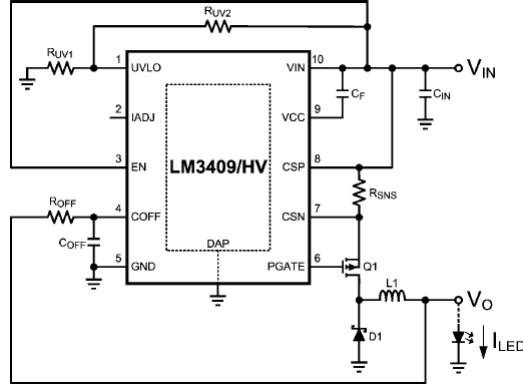


Figura 3.2: Applicazione tipica

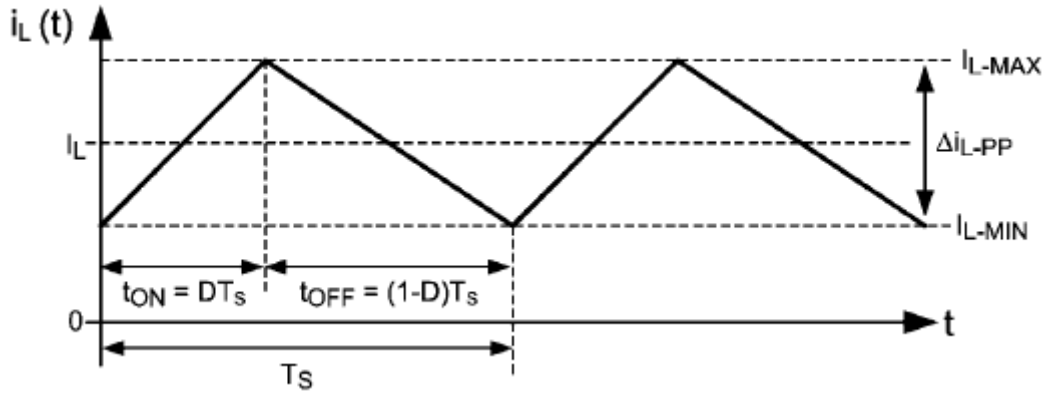


Figura 3.3: Corrente nell'induttore di un Buck ideale nel funzionamento CCM

La corrente media dell'induttore (I_L) è pari alla corrente media sul LED (I_{LED}), quindi se I_L è strettamente controllata, I_{LED} sarà ben regolata. Poiché il sistema cambia tensione di ingresso o tensione di uscita, il duty cycle (D) viene variato per regolare I_L e quindi I_{LED} . Per qualsiasi regolatore buck, D è dato dal rapporto :

$$D = \frac{V_o}{\eta \times V_{IN}} \quad \eta = \text{rendimento} \quad (3.1)$$

3.1.2 OFF-TIME(COFT) Architecture

L'architettura COFT viene utilizzata dal LM3409/09HV per controllare I_{LED} . Si tratta di una combinazione tra un rivelatore di corrente di picco e una regolazione del

3.1.2.1 Controllo corrente di picco

[illegible]

Ci sono tre differenti metodi per settare la corrente di soglia (V_{cst}) usando la funzione `Iadj`:

- 68

la massima tensione di soglia:

$$V_{cst} = \frac{V_{adj}}{5 \times R} \times R = \frac{V_{adj}}{5} = \frac{1.24}{5} = 248mV \quad (3.2)$$

2. Tensione esterna (V_{adj}) da 0V a 1.24V: viene applicata al pin Iadj per regolare V_{cst} da 0V a 248mV. Se la tensione V_{adj} è regolabile, il dimming analogico può essere raggiunto.
3. Resistenza esterna (R_{ext}) che porta il pin Iadj a massa: la generatore di corrente da 5μA imposta la tensione V_{adj} e la corrispondente tensione di soglia:

$$V_{cst} = \frac{V_{adj}}{5} = \frac{5\mu A \times R_{EXT}}{5} = 1\mu A \times R_{EXT} \quad (3.3)$$

3.1.2.2 Controllo dell'OFF-TIME

Una volta che Q1 è spento, rimane spento per un tempo costante (T_{off}), che è preimpostato da una resistenza esterna (R_{off}), da un condensatore esterno (C_{off}), e dalla tensione di uscita (V_o) come mostrato in Figura 3.5. Poiché la I_{LED} è ben regolata, V_o rimarrà quasi costante per un'ampia variazione della tensione di ingresso e della temperatura ottenendo un T_{off} pressoché costante.

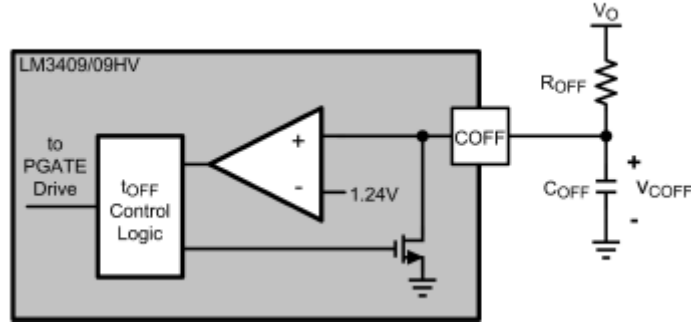


Figura 3.5: Circuito di controllo dell'Off-Time

All'inizio del T_{off} , la tensione ai capi di C_{off} ($V_{coff}(t)$) è nulla e il condensatore comincia a caricarsi secondo la costante di tempo fornita da R_{off} e C_{off} . Quando $V_{coff}(t)$ raggiunge la Soglia dell'off-time ($V_{oft} = 1,24$), il tempo di spegnimento termina e $V_{coff}(t)$ viene azzerato. T_{off} è calcolato come segue:

$$t_{OFF} = -R_{OFF} \times (C_{OFF} + 20\rho F) \times \ln \left(1 - \frac{1.24V}{V_o} \right) \quad (3.4)$$

In genere, la capacità parassita al pin dell'off-time, in parallelo con Coff, è di 20 pF e viene contabilizzata nel calcolo del Toff. Inoltre, l'equazione del Toff ha un segno negativo perché il risultato del logaritmo dovrebbe essere negativo per un circuito correttamente progettato. Il Toff risultante è un valore positivo finché $V_o > 1.24V$. Se $V_o < 1.24V$, l'off-time non può raggiungere Voft e si verificherà il limitate interno massimo dell' off-time (tipicamente 300μs).

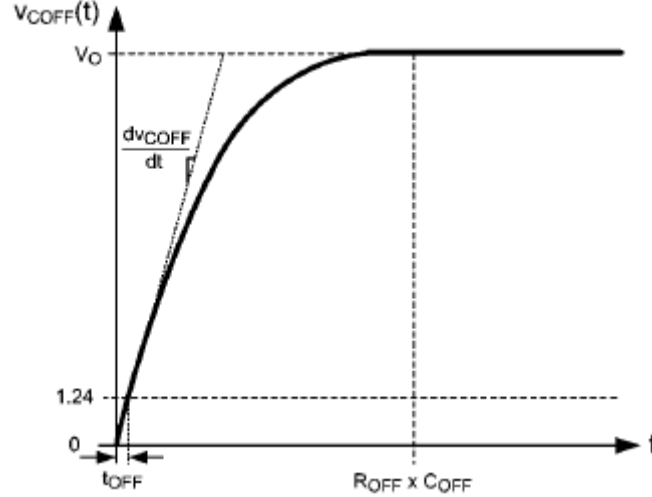


Figura 3.6: Exponential Charging Function Vcoff(t)

Sebbene l'equazione del Toff non sia lineare, il Toff è lineare nella maggior parte delle applicazioni. Ignorando la capacità parassita di 20pF al pin Coff, Vcoff(t) è tracciata in Figura 3.6. $\frac{dVcoff(t)}{dt}$ può essere calcolato per trovare un' approssimazione lineare dell'equazione del Toff:

$$\frac{dVcoff(t)}{dt} = \frac{V_o}{Roff \times Coff} \times e^{-\left(\frac{toff}{Roff \times Coff}\right)} \quad (3.5)$$

Quando $Toff \ll Roff \times Coff$ (equivalente a quando $V_o \gg 1.24V$), la pendenza della funzione è essenzialmente lineare e Toff può essere approssimato come un generatore di corrente che carica Coff:

$$Toff \approx \frac{Roff \times Coff \times 1.24V}{V_o} \quad (3.6)$$

Usando l'equazione reale del Toff , il ripple di corrente nell'induttore (Δi_{L-PP}) di un regolatore di corrente buck operante in CCM è:

$$\Delta i_{L-PP} = \frac{-V_o \times Roff \times (Coff + 20pF) \times \ln\left(1 - \frac{1.24V}{V_o}\right)}{L1} \quad (3.7)$$

Usando l'equazione di T_{off} approssimata , diventa:

$$\Delta i_{L-PP} \approx \frac{1.24 \times R_{off} \times C_{off}}{L1} \quad (3.8)$$

Come si può notare, l'approssimazione di Δi_{L-PP} è indipendente sia da V_{in} che da V_o quando è in CCM. Dipende solo da R_{off} , C_{off} , e $L1$, quindi il ripple è sostanzialmente costante nel range di funzionamento purchè $V_o \gg 1.24V$ (quando l'approssimazione del T_{off} è valida). Un'eccezione sull'approssimazione del T_{off} si verifica se si utilizza il pin I_{adj} come dim analogico . Quando la corrente sull'induttore diminuisce, il convertitore entra nel funzionamento DCM e il ripple diminuirà con la soglia della corrente di picco. L'approssimazione mostra come il convertitore LM3409/09HV raggiunge il ripple costante in un ampio range di funzionamento, tuttavia il T_{off} deve essere calcolato utilizzando l'equazione reale 3.7.

3.1.3 Average LED Current

Per un convertitore buck, la corrente media I_{LED} è semplicemente la corrente media nell' induttore.

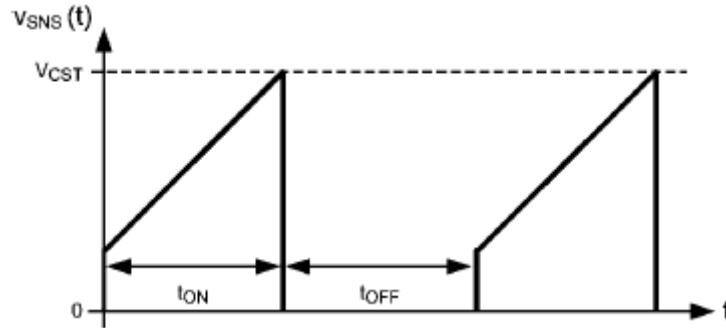


Figura 3.7: Sense Voltage $V_{sns}(t)$

Utilizzando l'architettura Coft, la corrente di picco nel transistor (I_{T-MAX}) viene rilevata come mostrato in Figura 3.7, che è uguale alla corrente di picco nell'induttore (I_{L-MAX}) dato dalla seguente equazione:

$$I_{L-MAX} = I_{T-MAX} = \frac{V_{cst}}{R_{SNS}} = \frac{V_{adj}}{5 \times R_{SNS}} \quad (3.9)$$

Poiché I_{L-MAX} viene impostato utilizzando il controllo della corrente di picco e Δi_{L-PP} è settato utilizzando il controllo dell' off-timer, I_L può essere calcolato come

segue:

$$I_L = I_{LED} = I_{L-MAX} - \frac{\Delta i_{L-PP}}{2} = \frac{V_{adj}}{5 \times R_{SNS}} - \frac{V_o \times t_{off}}{2 \times L1} \quad (3.10)$$

La tensione di soglia V_{cst} è affetto da offset di tensione all'ingresso del comparatore, che causa un errore nel calcolo di I_{L-MAX} e quindi di I_{LED} . Per attenuare questo problema, la polarità agli ingressi del comparatore è scambiata ogni ciclo, il che provoca l'alternanza fra due valori di picco (I_{LMAX-H} e I_{LMAX-L}), equidistanti dal teorico I_{L-MAX} come mostrato nella Figura 3.8. I_{LED} rimane accurata attraverso questa media.

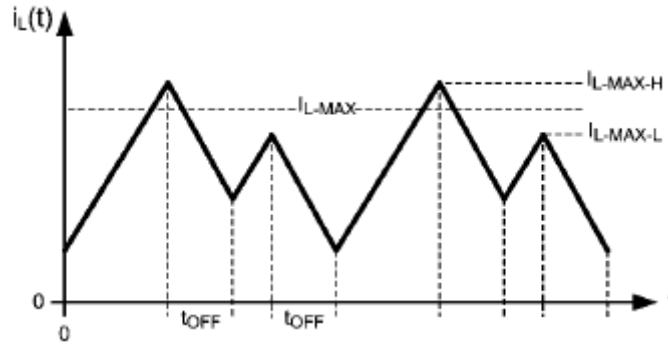


Figura 3.8: Corrente I_L che mette in luce l'offset

3.1.4 Ripple di corrente nell'induttore

Poiché l' LM3409HV scambia la polarità del comparatore di corrente differenziale ogni ciclo, è necessario mantenere il minimo ripple di corrente nell' induttore (Δi_{L-PP}) per regolare in modo accurato I_{LED} . Facendo riferimento alla Figura 3.8, il primo Ton termina alla maggiore tra le due soglie (corrispondente a I_{LMAX-H}). Durante il successivo Toff, I_L diminuisce fino a quando inizia il secondo Ton. Se Toff è troppo breve, quando inizia il secondo Ton, I_L sarà ancora al di sopra del picco più basso della soglia di corrente (corrispondente a I_{LMAX-L}) e un minimo impulso di Ton seguirà. Questo si tradurrà in una regolazione degradata di I_{LED} . Il minimo ripple di corrente nell'induttore ($\Delta i_{L-PP-MIN}$), per garantire un' accurata regolazione di I_{LED} , dovrebbe rispettare la seguente equazione :

$$\Delta i_{L-PP-MIN} > \frac{24mV}{R_{SNS}} \quad (3.11)$$

3.1.5 Frequenza di commutazione

La frequenza di commutazione dipende dall'attuale punto di funzionamento (V_{in} e V_o). V_o rimane relativamente costante per un dato impiego, quindi la frequenza di commutazione varierà con V_{in} (la frequenza aumenterà con l'aumentare di V_{in}). Il target della frequenza di commutazione (F_{sw}), nel punto di funzionamento nominale, è selezionato sulla base dei compromessi tra efficienza (meglio a bassa frequenza) e formato/costo (più piccolo ad alta frequenza). L' off-time dell' LM3409HV può essere programmato con la frequenza di commutazione fino a 5 MHz (teorico limite imposto dal Ton minimo). In pratica, frequenze di commutazione superiori a 1 MHz possono essere difficili da ottenere a causa di limitazioni dovute al pilotaggio del gate, alla alta tensione in ingresso, e le considerazioni termiche.

In funzionamento CCM, la frequenza di commutazione è definita come:

$$f_{sw} = \frac{1 - D}{t_{OFF}} = \frac{1 - \left(\frac{V_o}{\eta \times V_{IN}} \right)}{t_{OFF}} \quad (3.12)$$

In funzionamento CCM, la frequenza di commutazione è definita come:

$$f_{sw} = \frac{1}{t_{ON} + t_{OFF}} = \frac{1}{\left(\frac{I_{L-MAX} \times L_1}{V_{IN} - V_o} \right) + t_{OFF}} \quad (3.13)$$

Nell'equazione di calcolo della frequenza di commutazione, in funzionamento CCM, compare il fattore efficienza (η). Essa è difficile da stimare e, poiché la frequenza di commutazione varia con l'ingresso in tensione, la precisione nella regolazione della frequenza di commutazione nominale non è critica. Pertanto, una regola generale per l' LM3409HV è assumere un rendimento compreso tra 85% e 100%, a condizione che sia soddisfatta la seguente equazione:

$$\eta > \frac{V_o}{V_{IN}} \quad (3.14)$$

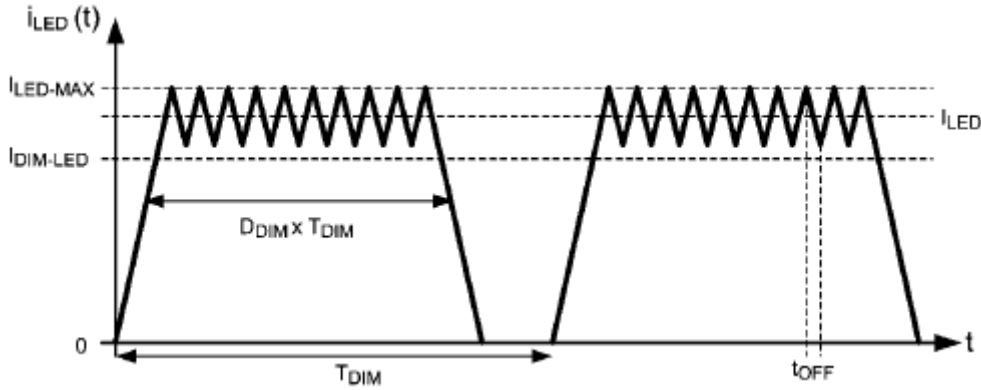


Figura 3.9: $I_{LED}(t)$ durante PWM dimming(pin EN)

3.1.6 PWM dimming usando il pin EN

Il pin enable (EN) è un ingresso compatibile per il dimming PWM . Allo stato logico basso (sotto i 0,5 V) EN disabilita il driver interno e interrompe il flusso di corrente verso i LED . Mentre il pin EN è in uno stato logico basso, la circuiteria di supporto (driver, bandgap, regolatore VCC) rimane attivo per ridurre al minimo il tempo necessario per riaccendere i LED quando il pin EN vede lo stato logico alto (sopra 1.74V). La Figura 3.9 mostra la corrente $I_{LED}(t)$ durante PWM dimming, dove il duty cycle (D_{DIM}), è la percentuale del periodo di dimming (T_{DIM}) che il PFET commuta. Per il rimanente T_{DIM} , il PFET è disabilitato. La corrente media risultante ($I_{DIM-LED}$) è:

$$I_{DIM-LED} = D_{DIM} \times I_{LED} \quad (3.15)$$

L'aumento della corrente e il tempo di discesa (che sono limitati dallo slew rate dell'induttore, e dal ritardo dall'attivazione del pin EN alla risposta del PFET esterno) limitano T_{DIM} e D_{DIM} . In generale, la frequenza di dimming dovrebbe essere almeno un ordine di grandezza inferiore alla frequenza di commutazione al fine di evitare l'aliasing. Tuttavia, per una buona risposta lineare su tutta la gamma di dimming , può essere necessario che la frequenza di dimming sia ancora più bassa.

L' LM3409HV contiene un regolatore lineare interno in cui la tensione nel pin Vcc è tipicamente 6,2 V, inferiore alla tensione nel pin Vin . Il pin Vcc deve essere bypassato dal pin Vin con una capacità di almeno $1\mu F$ collegato il più vicino possibile alla I_C .

3.1.7 UNDER-VOLTAGE LOCKOUT (UVLO)

Under-voltage lockout è settato con un partitore resistivo da Vin a GND e viene confrontata con una soglia di 1.24V come mostrato nella Figura 3.10. Una volta che la

tensione di ingresso supera il valore di preset della soglia UVLO , il generatore di corrente da $22\mu A$ entra in funzione. Questa corrente supplementare fornisce un' isteresi per creare una soglia UVLO inferiore. Il partitore resistivo è scelto da impostare sia salita che discesa della soglia UVLO.

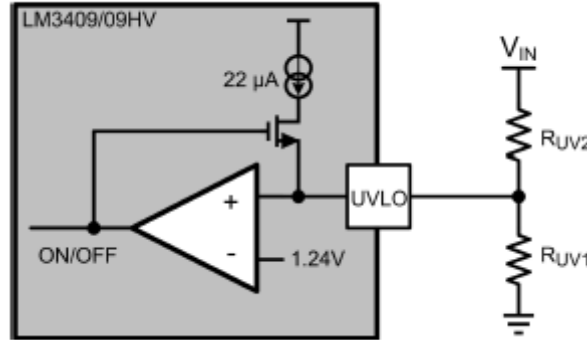


Figura 3.10: Circuiteria Under-voltage lockout

La soglia di accensione è definita da:

$$V_{TURN-ON} = \frac{1.24V \times (R_{UV1} + R_{UV2})}{R_{UV1}} \quad (3.16)$$

L'isteresi è definita come segue:

$$V_{HYS} = R_{UV2} \times 22\mu A \quad (3.17)$$

L' LM3409HV può essere collocato in uno spegnimento a bassa potenza (tipicamente $110\mu A$) mettendo a massa il terminale EN (qualsiasi tensione sotto $0.5V$) finchè V_{CC} scende sotto della soglia V_{CC} UVLO (tipicamente $3.73V$). Durante il normale funzionamento questo terminale dovrebbe essere ad una tensione di $1.74V$ sopra e sotto al massimo assoluto della tensione di ingresso.

Vengono forniti circuiti interni di arresto termico per proteggere la I_c nel caso in cui la temperatura massima di giunzione venga superata. La soglia di shutdown termico è di $160^\circ C$ con $15^\circ C$ di isteresi . Durante l'arresto termico il PFET e il driver vengono disabilitati.

3.2 Design Considerations

3.2.1 Funzionamento in dropout

Poiché il MOSFET di potenza è un PFET, l' LM3409HV può operare in dropout, il che si verifica quando l'ingresso di tensione è approssimativamente uguale alla tensione di uscita. Una volta che la tensione di ingresso scende al di sotto della tensione nominale di uscita, l' interruttore rimane costante ($D = 1$) e la tensione di uscita diminuisce con la tensione di ingresso. Nel funzionamento normale, la corrente media del LED è regolata alla corrente di picco della soglia meno la metà del ripple. Come il convertitore entra in dropout, la corrente del LED è esattamente la soglia di corrente di picco perché non è più in commutazione. Ciò causa l'aumento della $I_{LED}(t)$ della metà del ripple settato in quanto entra nel funzionamento dropout. Pertanto, l'ondulazione della corrente nell'induttore dovrebbe essere il più piccolo possibile (pur rimanendo sopra del minimo precedentemente stabilito) e dovrebbe essere aggiunta una capacità di uscita per aiutare a mantenere una buona regolazione di linea quando si avvicina al dropout.

3.2.2 Ripple della corrente nei led

La selezione del ripple di corrente per la matrice di LED è analogo alla selezione del ripple della tensione di uscita in uno standard regolatore di tensione. Per un regolatore di tensione, il ripple della tensione di uscita è comunemente dal $\pm 1\%$ al $\pm 5\%$ della tensione di uscita DC. I produttori di LED raccomandano generalmente valori per la Δi_{L-PP} che si estendono dal $\pm 5\%$ al $\pm 20\%$ di $I_{LED}(t)$. Per un sistema nel punto di lavoro nominale, la specifica per la Δi_{L-PP} può tradursi in dimensione dell' induttore e / o condensatori di uscita più piccoli (o nessun condensatori di uscita), che aiuta a minimizzare le dimensioni totali e il costo. D'altra parte, una minore Δi_{L-PP} richiederebbe una maggiore induttanza di uscita, più alta frequenza di commutazione, o un'ulteriore capacità di uscita.

Poiché viene regolata la corrente e non tensione, il convertitore è privo di transistori di corrente di carico, quindi la capacità di uscita non è necessaria per alimentare il carico e mantenere costante la tensione di uscita. Questo è molto utile quando si utilizza un dimming PWM ad alta frequenza, in quanto, non utilizzando nessun condensatore di uscita, le stesse equazioni di progetto che governano Δi_{L-PP} valgono anche per Δi_{LED-PP} .

3.2.3 Utilizzo della capacità di uscita

Un condensatore posto in parallelo al carico può essere utilizzato per ridurre Δi_{LED-PP} mantenendo la stessa corrente media sia attraverso l'induttore che nella serie di LED. Inoltre l'induttanza può essere abbassata, divenendo più piccola e meno costosa. In alternativa, il circuito può essere progettato con frequenza minore mantenendo lo stesso valore dell' induttore, migliorando così l'efficienza e aumentando il massimo consentito della tensione media di uscita. Un condensatore parallelo di uscita è anche utile in applicazioni in cui l'induttore o la tolleranza della tensione di ingresso è scarsa. L'aggiunta del condensatore riduce Δi_{LED-PP} ben al di sotto del target previsto per i cambiamenti nell' induttanza o di V_{in} , che altrimenti potrebbero spingere Δi_{LED-PP} troppo alta.

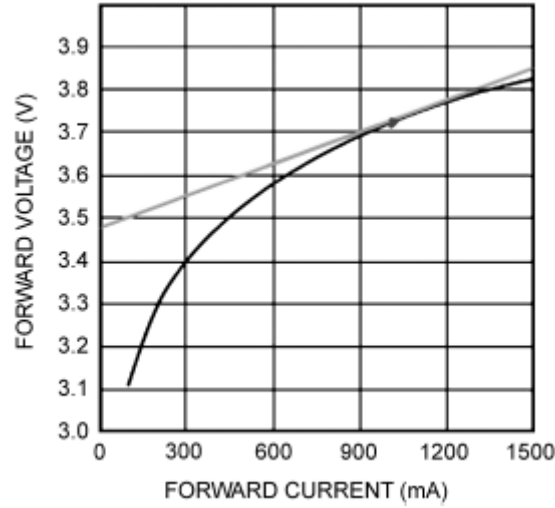


Figura 3.11: Calcolo della resistenza dinamica r_D

La capacità di uscita (C_o) è determinata conoscendo la Δi_{LED-PP} desiderata e la resistenza dinamica dei LED (R_d). La resistenza può essere calcolata come la pendenza ($\frac{\Delta V}{\Delta I} \times n$, con n =numero di led) della caratteristica esponenziale del LED nel punto di funzionamento nominale, come mostrato nella Figura 3.11. Le seguenti equazioni possono essere utilizzate per stimare Δi_{LED-PP} quando si utilizza un condensatore in parallelo:

$$\Delta i_{LED-PP} = \frac{\Delta i_{L-PP}}{1 + \frac{r_D}{Z_C}} \quad (3.18)$$

$$Z_C = \frac{1}{2 \times \pi \times f_{sw} \times C_o} \quad (3.19)$$

In generale, ZC deve essere almeno la metà di R_d per ridurre efficacemente il ripple. Condensatori ceramici sono la scelta migliore, a causa della loro elevata tenuta al ripple di corrente, bassa ESR, basso costo, e di piccole dimensioni rispetto ad altri tipi.

3.2.4 Capacità di ingresso

Condensatori d'ingresso sono stati selezionati usando requisiti minimi di capacità e RMS ripple di corrente. La corrente nel PFET durante il T_{on} è circa $I_{LED}(t)$, quindi i condensatori d'ingresso scaricano la differenza tra $I_{LED}(t)$ e la corrente media di ingresso (I_{IN}) durante il T_{on} . Durante il T_{off} , la sorgente di tensione in ingresso carica il condensatore di ingresso con I_{IN} . La minima capacità di ingresso (C_{in-min}) viene selezionata utilizzando il massimo ripple di tensione (ΔV_{in-max}), che può essere tollerato. ΔV_{in-max} è pari alla variazione di tensione ai capi di C_{in} durante il ton quando esso fornisce la corrente di carico. Un buon punto di partenza per la selezione di C_{in} è quello di utilizzare ΔV_{in-max} dal 2% al 10% di V_{in} . C_{in-min} può essere selezionata come segue:

$$C_{in-min} = \frac{I_{LED} \times t_{on}}{\Delta V_{in-max}} = \frac{I_{LED} \times \left(\frac{1}{f_{sw}} - t_{off} \right)}{\Delta V_{in-max}} \quad (3.20)$$

È consigliato utilizzare una capacità di ingresso di almeno il 75% superiore al valore calcolato. Per determinare I_{IN-RMS} la seguente approssimazione può essere utilizzata:

$$I_{IN-RMS} = I_{LED} \times \sqrt{D \times (1 - D)} = I_{LED} \times f_{sw} \times \sqrt{t_{on} \times t_{off}} \quad (3.21)$$

Il valore deve essere aumentato del 10-30% a seconda della quantità di ondulazione che si prevede.

3.2.5 Pfet

L' LM3409HV richiede un PFET esterno (Q1) come MOSFET di potenza per il regolare le commutazioni. Q1 dovrebbe avere una tensione nominale di almeno il 15% superiore alla massima tensione in ingresso per garantire un funzionamento sicuro durante la commutazione. In pratica tutti i convertitori switching hanno rumore al nodo di commutazione a causa della capacità parassita del diodo e l'induttanza del filo. Il PFET dovrebbe anche avere una corrente nominale di almeno il 10% superiore alla corrente media nel transistor (It):

$$I_T = D \times I_{LED} \quad (3.22)$$

La potenza viene verificata calcolando la perdita di potenza (P_T) utilizzando la corrente RMS nel transistor (I_{T-RMS}) e la R_{DS-ON} del PFET:

$$I_{T-RMS} = I_{LED} \times \sqrt{D \times \left(1 + \frac{1}{12} \times \left(\frac{\Delta i_{L-PP}}{I_{LED}} \right)^2 \right)} \quad (3.23)$$

$$P_T = I_{T-RMS}^2 \times R_{DS-ON} \quad (3.24)$$

E' importante considerare la carica di gate di Q1 . Come la tensione di ingresso aumenta dal valore nominale al suo massimo valore di ingresso , l'architettura COFT aumenta naturalmente la frequenza di commutazione . Le perdite di commutazione dominanti sono determinati dalla tensione di ingresso , frequenza di commutazione , e la carica di gate totale nel PFET(Q_g) . L' LM3409HV deve fornire e rimuovere carica Q_g dalla capacità di ingresso di Q1 , al fine di accenderlo e spegnerlo . Questo si verifica più spesso a più alte frequenze di commutazione, il che richiede più corrente dal regolatore , aumentando così la dissipazione di potenza interna e provocando di conseguenza un ciclo termico . Per un dato intervallo di punti operativi l'unico modo efficace per ridurre tali perdite di commutazione è minimizzare Q_g . Una buona regola è quella di limitare $Q_g < 30\text{nC}$ (se la frequenza di commutazione rimane sotto i 300kHz per tutto il range di funzionamento, una grande Q_g può essere considerata) . Se viene richiesto un PFET con piccola R_{DS-ON} e alta tensione , bisognerà per forza usare un PFET con $Q_g > 30\text{nC}$. Quando si utilizza un PFET con $Q_g > 30\text{nC}$, il condensatore di bypass (C_F) non deve essere collegato al pin di Vin . Questo assicurerà che il picco della corrente attraverso R_{SNS} , non sia influenzato dalla carica della capacità di ingresso del PFET durante la commutazione , che potrebbe causare false commutazioni del comparatore nel rilevamento di picco . Invece , C_F deve essere connessa tra il pin Vcc e il pin CSN che causerà un piccolo offset DC in V_{est} e quindi I_{LED} , ma evita le false commutazioni . In generale , il PFET dovrebbe essere scelto per soddisfare le specifiche di Q_g quando possibile , riducendo al minimo R_{DS-ON} . Questo minimizzerà le perdite di potenza garantendo corretto funzionamento nell'intero intervallo operativo .

3.2.6 Diodo di ricircolo

È necessario un diodo di ricircolo (D1) per trasportare la corrente nell'induttore durante l'intervallo T_{off} . La scelta più efficace per D1 è un Diodo Schottky a causa della bassa caduta di tensione in diretta e un tempo di recovery-inverso quasi nullo. Come Q1, D1

deve avere una tensione di almeno il 15% superiore alla tensione d'ingresso massima, per garantire un funzionamento sicuro durante lo squillo del nodo interruttore e una corrente nominale di almeno il 10% superiore alla media corrente del diodo (I_D):

$$I_D = (1 - D) \times I_{LED} \quad (3.25)$$

La potenza viene verificata calcolando la perdita di potenza attraverso il diodo. Questa si ottiene controllando la tensione in diretta del diodo (V_D), dalla curva I-V nel datasheet, e calcolando come segue:

$$P_D = I_D \times V_D \quad (3.26)$$

In generale, per correnti elevate nel diodo, si hanno tensioni V_D inferiori e questo avviene per packages performanti che minimizzano sia le perdite di potenza che l'aumento di temperatura.

3.3 Dimensionamento

Nel progetto sono presenti quattro canali, tre dedicati ai led colorati e uno ai led bianchi. Verrà descritto in modo dettagliato il dimensionamento relativo a uno dei quattro canali, mentre per i rimanenti essendo analogo il procedimento, verrà riportato solo un riassunto dei valori.

3.3.1 Channel white(13leds)

Coff	V _o	V _{in}	η	Δ_{iledpp}	Δ_{ilpp}	I_{led}	V_{inpp}	R_{dson}	V_{hys}	V_{turnon}	f_{sw}
470pF	40V	48V	0,95	50mA	275mA	0,35A	1,44V	190m Ω	1,1V	10V	300KHz

Tabella 3.1: specifiche

- Assumendo Coff=470pF e $\eta=0,95$, calcoliamo R_{off}:

$$R_{OFF} = \frac{-\left(1 - \frac{V_o}{\eta \times V_{IN}}\right)}{(C_{OFF} + 20pF) \times f_{sw} \times \ln\left(1 - \frac{1,24V}{V_o}\right)} = 26,5K\Omega \quad (3.27)$$

Il valore commerciale più vicino è $R_{OFF} = 26.7K\Omega$, quindi il T_{off} e il valore attuale di f_{sw} sono:

$$T_{off} = -(C_{OFF} + 20pF) \times R_{OFF} \times \ln \left(1 - \frac{1,24V}{V_o} \right) = 411,992ns \quad (3.28)$$

$$f_{sw} = \frac{1 - \frac{V_o}{\eta \times V_{IN}}}{T_{off}} = 298081KHz \quad (3.29)$$

- Impostare il ripple di corrente nell'induttore (ΔI_{L-PP}) e risolvendo l'equazione prima descitta per $L1$ ottengo:

$$L1 = \frac{V_o \times T_{off}}{\Delta I_{L-PP}} = 59,9262\mu H \quad (3.30)$$

Il valore commerciale più vicino è $L1 = 100\mu H$, quindi il valore attuale di ΔI_{L-PP} è:

$$\Delta I_{L-PP} = \frac{V_o \times T_{off}}{L1} = 0,165 \quad (3.31)$$

- Data la corrente media nei led I_{led} risolviamo l'equazione per I_{L-MAX} :

$$I_{L-MAX} = I_{led} + \frac{\Delta I_{L-PP}}{2} = 0,432A \quad (3.32)$$

Assumendo $V_{adj} = 1,24V$ ricaviamo:

$$R_{SNS} = \frac{V_{adj}}{5 \times I_{L-MAX}} = 0,57\Omega \quad (3.33)$$

Il valore commerciale più vicino è $R_{SNS} = 0,56\Omega$, quindi il valore attuale di I_{LED} è ($V_{adj} = 1,24V$ avendo lasciato il pin flottante) :

$$I_{LED} = \frac{V_{adj}}{5 \times R_{SNS}} - \frac{\Delta I_{L-PP}}{2} = 0,36A \quad (3.34)$$

- Determiniamo la capacità in ingresso ma per farlo abbiamo bisogno di T_{on} :

$$T_{ON} = \frac{1}{f_{sw}} - T_{OFF} = 2,9428\mu S \quad (3.35)$$

Risolviamo per C_{IN-MIN} :

$$C_{IN-MIN} = \frac{I_{LED} \times t_{on}}{\Delta V_{in-pp}} = 0,737\mu F \quad (3.36)$$

e scegliamo C_{IN} :

$$C_{IN} = C_{IN-MIN} \times 2 = 1,47\mu F \quad (3.37)$$

il valore commerciale più vicino è $C_{IN} = 2,2\mu F$

- Inoltre inseriamo anche una capacità in parallelo al carico per ridurre Δi_{LED-PP} . Dal datasheet ricaviamo una $r_D = 2\Omega$ quindi:

$$Z_C = \frac{r_D \times \Delta i_{LED-PP}}{\Delta i_{L-PP} - \Delta i_{LED-PP}} = 444m\Omega \quad (3.38)$$

Risolviemo per C_{O-MIN} :

$$C_{O-MIN} = \frac{1}{2 \times \Pi \times f_{sw} \times Z_C} = 1,19\mu F \quad (3.39)$$

scegliamo C_O :

$$C_O = C_{O-MIN} \times 1,75 = 2,09\mu F \quad (3.40)$$

il valore commerciale più vicino è $C_O = 2,2\mu F$

- Per scegliere il PFET determiniamo la tensione minima e la corrente:

$$V_{T-MAX} = V_{IN-MAX} = 48V \quad (3.41)$$

$$I_T = D \times I_{LED} = \frac{V_o \times I_{LED}}{\eta \times V_{IN}} = 0,32A \quad (3.42)$$

$$I_{T-RMS} = I_{LED} \times \sqrt{D \times \left(1 + \frac{1}{12} \times \left(\frac{\Delta i_{L-PP}}{I_{LED}}\right)^2\right)} = 0,34A \quad (3.43)$$

$$P_T = I_{T-RMS}^2 \times R_{DS-ON} = 22mW \quad (3.44)$$

Q1 → 3.7A, 100V

- Per scegliere il DIODO determiniamo la tensione minima e la corrente:

$$V_{D-MAX} = V_{IN-MAX} = 48V \quad (3.45)$$

$$I_D = (1 - D) \times I_{LED} = \left(1 - \frac{V_o}{\eta \times V_{IN}}\right) \times I_{LED} = 0,044A \quad (3.46)$$

$$P_D = I_D \times V_D = 33mW \quad (3.47)$$

D1 → 1A, 100V

- L'ingresso UVLO è impostato con la tensione di soglia di accensione (V_{TURNON}) e l'isteresi desiderata (V_{HYS}). Risolvendo per R_{UV2} :

$$R_{UV2} = \frac{V_{HYS}}{22\mu A} = 50000\Omega \quad (3.48)$$

Il valore commerciale più vicino è $R_{UV2} = 49900\Omega$.

R_{UV1} è invece:

$$R_{UV1} = \frac{1,24V \times R_{UV2}}{V_{TURN-ON} - 1,24V} = 7064\Omega \quad (3.49)$$

Il valore commerciale più vicino è $R_{UV1} = 7320\Omega$ quindi il valore attuale di $V_{TURN-ON}$ è:

$$V_{TURN-ON} = \frac{1.24V \times (R_{UV1} + R_{UV2})}{R_{UV1}} = 9,69V \quad (3.50)$$

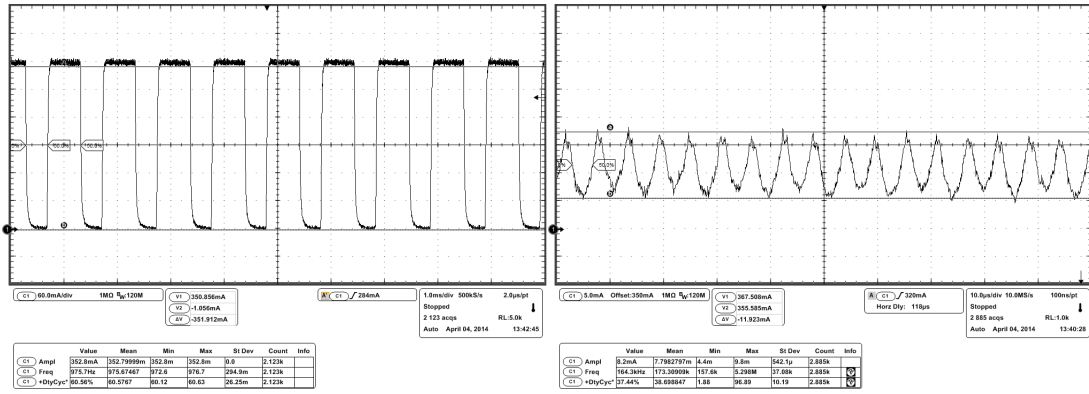


Figura 3.12: $I_{LED}(t)$ misurata con una sonda di corrente durante PWM dimming, a destra invece un focus sul ripple

Come si vede dai dati misurati con la sonda di corrente, la frequenza e la corrente del PWM dimming sono rispettati, dovendo essere $I_{LED}(t)=350mA$ ($I_{LEDmis}(t)=352.8mA$) e $f_{PWM} = 1kHz$ ($f_{PWMmis} = 975,7Hz$). Per quanto riguarda il ripple troviamo delle discrepanze giustificate dall'inserimento della capacità di uscita e dal sovradimensionamento dell'induttanza. Infatti Δi_{LED-PP} cala sensibilmente (da 165mA a 8.2mA), come voluto, ma questa diminuzione comporta un'aumento del T_{off} (aumento dettato anche dal sovradimensionamento dell'induttanza) che, comparando come denominatore nell'equazione 3.29, diminuisce la frequenza di commutazione (da 298KHz a 164KHz) non alterando comunque il corretto funzionamento del mio sistema.

3.3.2 Channel color

Per i tre canali dedicati rispettivamente ai led rossi, blu, e verdi vengono dimensionati in modo equivalente, perchè le specifiche sono pressoché simili (2Rossi, 2Blu, 4Verdi) e in questo modo non servirà acquistare ulteriori componenti, abbattendo così il costo complessivo. Dimensioneremo quindi per il caso più estremo, evidentemente quello riferito ai led verdi. I rimanenti due canali saranno parzialmente sovradimensionati, ma ciò non ne comprometterà il corretto funzionamento.

Coff	Vo	Vin	η	Δ_{iledpp}	Δ_{ilpp}	I_{led}	V_{inpp}	R_{dson}	V_{hys}	V_{turnon}	f_{sw}
470pF	10V	48V	0,95	50mA	275mA	0,35A	1,44V	190m Ω	1,1V	10V	300KHz

Tabella 3.2: specifiche

C_{IN}	2,2 μ f
C_{OFF}	470pF
C_O	2,2 μ f
Q_1	3.7A,100V
D_1	1A,100V
L1	0,15mH
Roff	41,2K Ω
R_{UV1}	7,32K Ω
R_{UV2}	49,9K Ω
R_{SNS}	0,56 Ω

Tabella 3.3: Riassunto valori commerciali dei componenti necessari

Confrontiamo con i valori misurati, per il canale dei led verdi(per il canale dei led rossi e blu, essendo dimensionati in modo uguale, i risultati sono pressoché uguali).

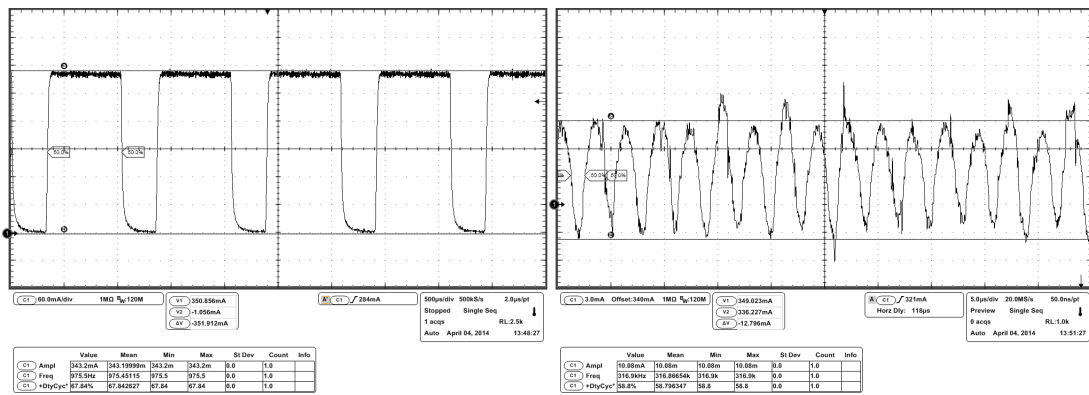


Figura 3.13: $I_{LED}(t)$ misurata con una sonda di corrente durante PWM dimming, a destra invece un focus sul ripple

La frequenza e corrente del PWM dimming sono rispettati, $I_{LED}(t)=350\text{mA}$ ($I_{LEDmis}(t)=343.3\text{mA}$) e $f_{PWM} = 1\text{kHz}$ ($f_{PWMmis} = 975,4\text{Hz}$). Δi_{LED-PP} grazie alla capacità di uscita è 10.08mA , e la frequenza di commutazione rimane pressoché invariata (da 300KHz a 316KHz).

3.4 Sensore

Il controllo diretto della luce bianca prodotta dalla miscelazione di più sorgenti luminose può essere fatto in maniera molto precisa misurando le coordinate cromatiche del mix ottenuto. Questo tipo di misura richiede sensori con una risposta spettrale compatibile con gli standard dettati dal CIE. I segnali di retroazione che si avranno a disposizione utilizzando questa tecnica di controllo saranno le coordinate dei tre colori primari virtuali utilizzati dalla CIE, ovvero X,Y e Z. In questo modo, controllando esattamente la grandezza fisica di uscita del sistema, è possibile un controllo preciso della luce.

Il sensore scelto è il TCS3472, il quale contiene un'array di fotodiodi 3×4 , quattro convertitori analogico-digitale (ADC) che integrano la corrente del fotodiodo, registri dati, una macchina a stati, e un'interfaccia I^2C . L'array di fotodiodi 3×4 è composto da un filtro per il blu, verde, rosso, e un fotodiodo senza filtro. Inoltre, i fotodiodi sono rivestiti con un filtro IR. I quattro convertitori ADC convertono contemporaneamente le correnti amplificate dei fotodiodi in un valore digitale a 16 bit. Al termine di un ciclo di conversione, i risultati vengono trasferiti nei registri, che sono a doppio buffer per garantire l'integrità dei dati. L'intero ciclo di funzionamento è controllato da una macchina a stati. L'interfaccia di comunicazione del TCS3472 è realizzata su una veloce, fino a 400 kHz , linea seriale a due fili I^2C . L'interfaccia I^2C facilita, la connessione diretta a microcontrollori e processori integrati. Oltre al bus I^2C , il TCS3472 fornisce un'uscita separata con segnale di interrupt. Quando gli interrupt sono abilitati, e le soglie definite dall'utente vengono superate, l'interrupt attivo basso viene asserito e rimane asserito finché non viene eliminato dal controllore. Questa funzione di interruzione semplifica e migliora l'efficienza del software, eliminando la necessità di interrogare il TCS3472. L'utente può definire le soglie superiore e inferiore per l'innesco dell'interrupt e applicare un filtro di persistenza interrupt. Il filtro persistenza interrupt consente all'utente di definire il numero di eventi consecutivi di superamento della soglia, necessari prima di generare un interrupt.

3.4.1 Descrizione dettagliata

Il dispositivo TCS3472, mostrato in figura 3.14, fornisce dei valori digitali di rilevamento della luce rossa, verde, blu (RGB), e chiara. Un filtro IR, integrato nel-chip e localizzato vicino ai fotodiodi di rilevamento del colore, minimizza lo spettro nell'infrarosso della componente di luce che entra e consente misurazioni precise. L'elevata sensibilità, un'ampia gamma dinamica e filtro IR, rendono il TCS3472 una soluzione per l'uso sotto diverse condizioni di illuminazione e attraverso materiali di attenuazione. Il sensore di colore TCS3472 ha una vasta gamma di applicazioni, tra cui il controllo della retroilluminazione RGB LED, di faretto alogeni, prodotti per il fitness e sanitari, controlli di processo industriale e le attrezzature medico diagnostiche. Inoltre, il Filtro IR consente al TCS3472 di eseguire il rilevamento della luce ambientale (ALS). Il rilevamento della luce ambientale è ampiamente usato in prodotti basati sui display come telefoni cellulari, notebook e televisori per percepire l'illuminazione ambientale e controllare automaticamente la luminosità del display per ottimizzare la visione e il risparmio potenza.

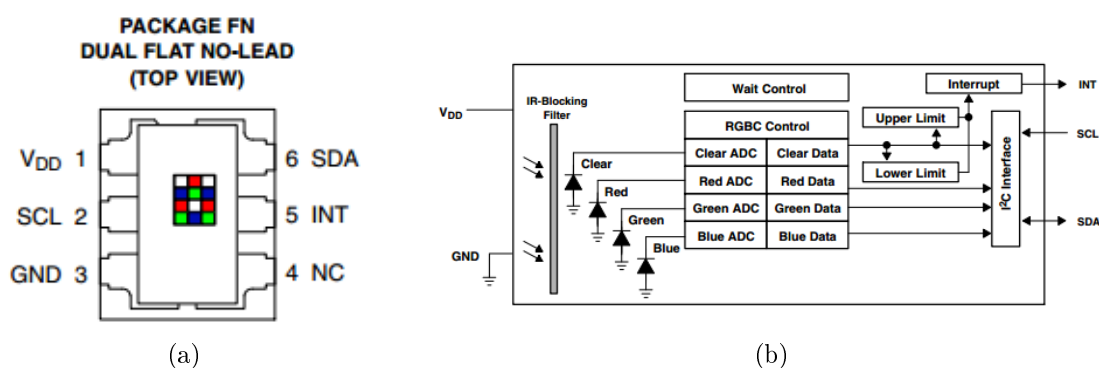


Figura 3.14: a)Package non in scala e b)diagramma a blocchi del funzionamento.

La macchina di stato interna fornisce un sistema di controllo delle funzionalità RGBC e della gestione dell'alimentazione del dispositivo. All'accensione, un reset inizializza il dispositivo e lo mette nello stato Sleep (attesa) a basso consumo. Quando viene rilevata una condizione di start sul bus I^2C , il dispositivo passa allo stato Idle cui si verifica la Enable Register (0x00) PON bit. Se PON è disabilitata, il dispositivo tornerà nello stato Sleep per risparmiare energia. In caso contrario, il dispositivo rimarrà nello stato Idle finché la funzione RGBC è abilitata (AEN). Una volta attivato, il dispositivo eseguirà lo stato Wait e RGBC in sequenza come indicato nella figura 3.15. Al completamento e ritorno all'Idle, il dispositivo inizierà automaticamente un nuovo ciclo Wait-RGBC finché PON e AEN rimangono abilitati.

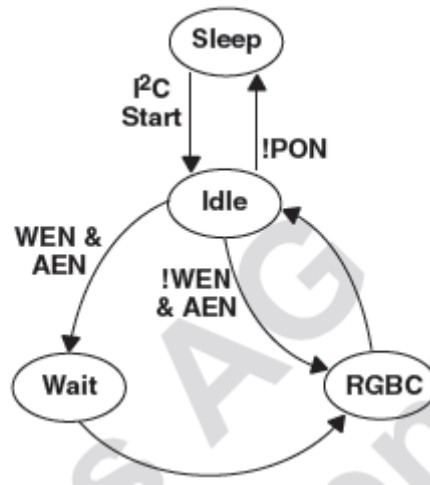


Figura 3.15: diagramma di stato

Il circuito interno RGBC (Fig.3.16) contiene un controllo del guadagno RGBC (AGAIN) e quattro convertitori integrati analogico-digitale (ADC) per i fotodiodi RGBC. Il tempo di integrazione RGBC (ATIME) incide sia sulla risoluzione, che sulla sensibilità della lettura. L'integrazione di tutti e quattro i canali avviene contemporaneamente, ed al completamento del ciclo di conversione, i risultati vengono trasferiti ai registri dati (C-R-G-B). I trasferimenti sono a doppio-buffer per garantire che i dati non validi non vengono letti durante il trasferimento. Dopo il trasferimento, il dispositivo passa automaticamente allo stato successivo secondo la configurazione della macchina a stati.

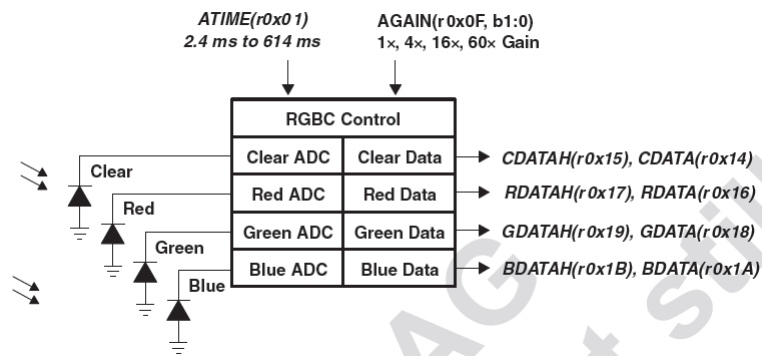


Figura 3.16: funzionamento dell'RGBC

Nel nostro progetto mediante una maschera, abbiamo preso in considerazione i primi 8 bit significativi che variavano. Le motivazioni vanno ricercate nel fatto che ad esempio per il GREEN ADC i primi 2 bit rimanevano sempre fissi e quindi influenti nei nostri calcoli, mentre gli ultimi 6 anche per una situazione stabile (CCT e luminosità fissata)

erano molto variabili e quindi non aumentavano la precisione del nostro sistema nel qualcaso li considerassimo.

Come tempo di integrazione, settato scegliendo un valore opportuno di $ATIME$, abbiamo impostato 100mS circa. Essendo la nostra frequenza del PWM pari a 1KHz, $f_{PWM} = 1\text{mS}$, in questo modo integro 100 cicli .

Infine servirà una trasformazione per tenere conto di eventuali discrepanze tra la risposta spettrale del sensore e quello dei valori CIE . Le due risposte normalizzate sono tracciate accanto all'altro nella Figura 3.17 . Le equazioni riportate di seguito possono essere utilizzate per correlare i valori RGB reali con quelli del sensore ($R_{snc}, G_{snc}, B_{snc}$) .

$$R = (R') * (R_{snc}) + (G') * (G_{snc}) + (B') * (B_{snc}); \quad (3.51)$$

$$G = (R'') * (R_{snc}) + (G'') * (G_{snc}) + (B'') * (B_{snc}); \quad (3.52)$$

$$B = (R''') * (R_{snc}) + (G''') * (G_{snc}) + (B''') * (B_{snc}); \quad (3.53)$$

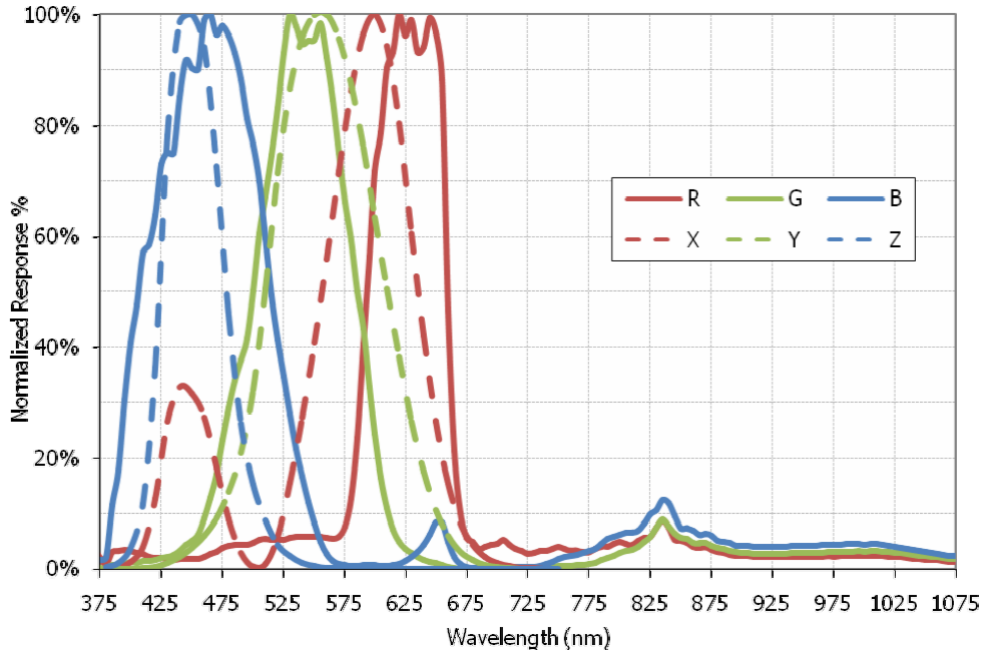


Figura 3.17: RGB Normalized response vs. CIE tristimulus XYZ

3.5 Scelta del microcontrollore

Il lavoro che dovrà svolgere il microcontrollore impiegato in questo lavoro di tesi non è di certo estremo, ma gli sarà richiesto di fare dei calcoli e dovrà avere la possibilità di:

-
- gestire quattro uscite PWM per il dimming dei tre colori e del bianco;
 - comunicazione seriale a due fili I^2C per poter comunicare con il sensore;
 - comunicazione seriale per poter, in fase di prototipizzazione, comunicare con un PC che gli invierà i comandi di programmazione;
 - due ingressi analogici dove collegare i due trimmer;

La combinazione di queste specifiche ci ha portati a scegliere tra i microcontrollori della Microchip a otto bit, e tra questi ci è sembrato adeguato il PIC16F1509 (Figura 3.18).

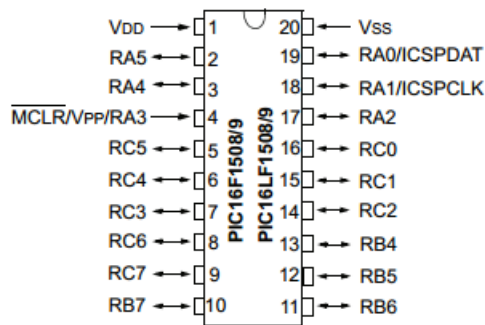


Figura 3.18: PIC16F1509

3.6 Schema elettrico

Il circuito è stato disegnato utilizzando il software Orcad Capture ed è riportato integralmente in Figura 3.19.

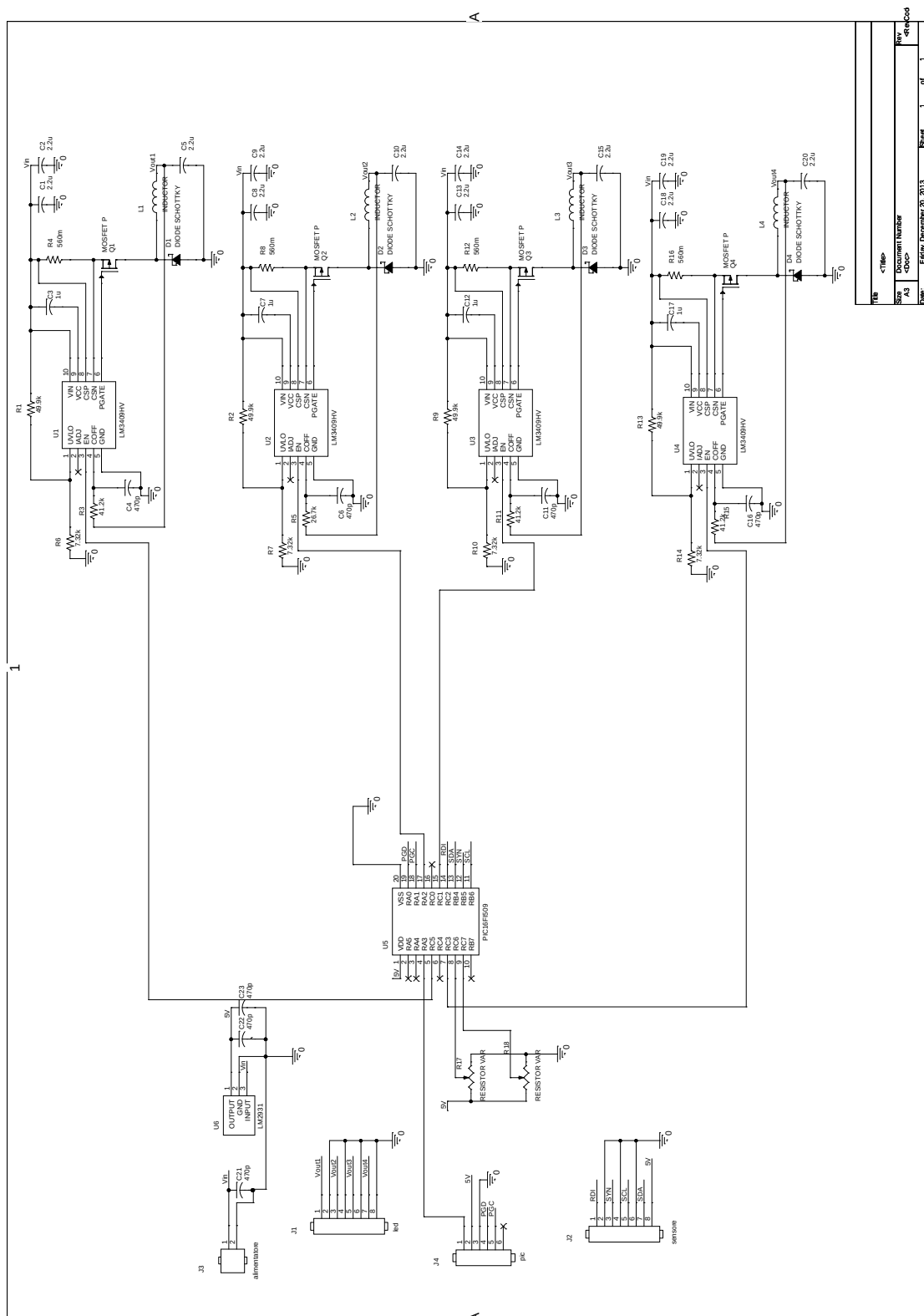
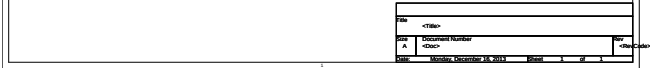


Figura 3.19: Schema del circuito utilizzato

Il circuito viene alimentato a 48V quindi è presente un regolatore di tensione (



3.7 Firmware

In questo capitolo viene descritto il funzionamento generale del firmware. Per scrivere e compilare il codice è stato utilizzato il tool di sviluppo messo a disposizione gratuitamente dalla Microchip, MPLAPX IDE. Il codice è stato scritto in linguaggio C utilizzando le librerie a disposizione. Il programmatore utilizzato per caricare il firmware sul microcontrollore è un ICD3. Inseriamo di seguito il corpo del main, che ci aiuterà ad essere più chiari nella descrizione del funzionamento.

MAIN

1. `ADCON0bits.CHS = 8;`
`ReadPOT();`
`L =<ADC_H;`
 2. `ADCON0bits.CHS = 9;`
`ReadPOT();`
`K =ADC_H*10+2700;`
 3. `KtoRGB(K);`
 4. `Read_Sens();`
 5. `RGBsenstoRGB(Rsnc,Gsnc,Bsnc);`
 6. `correzioneILED(R,G,B,Rs,Gs,Bs);`
 7. `L = scalaILED(L,K);`
-
1. Innanzi tutto andiamo a leggere il valore della luminosità impostato dal trimmer `CHS = 8` (da 0 a 250), e lo mettiamo in una variabile temporanea `L`.
 2. Stessa cosa facciamo con il trimmer della temperatura di colore `CHS = 9` (da 0 a 250). Se ad esempio in ingresso ho 0 sarà $K = 0 * 10 + 2700 = 2700$, se ho 250 sarà $K = 250 * 10 + 2700 = 5200$.
 3. La funzione `void KtoRGB(uint16_t K)` è realizzata così:

```
{  
    uint8_t i;
```

```

for (i = 0; i < 120; i++) {
  if( ((2000+(i*50))<= K) && (K < 2000+(i+1)*50) )
  { K= 2000+(i*50); } }
switch(K){
case 2700: R= 204; G= 103; B= 40; break;
case 2750: R= 201; G= 108; B= 44; break;.....}

```

Supponiamo ad esempio che tramite il trimmer abbiamo selezionato $K=2733$. Il ciclo for itera, incrementando la variabile "i" finchè $K \geq 2000+(i*50)$ e $K < 2000+(i+1)*50$, il che avviene per $i=14$ e approssimo a $K=2000+(i*50)=2700$ perchè la tabella è costruita con step di $50K$. A questo punto grazie ad una struttura switch-case seleziono i corrispettivi valori $R=204$; $G=103$; $B=40$; della curva del corpo nero.

4. Leggo i valori istantanei rilevati dal sensore
5. Li moltiplichiamo per la matrice di trasformazione, per correggere eventuali discrepanze tra la risposta spettrale del sensore e quello dei valori CIE $\implies R_s, G_s, B_s$
6.

```

void correzioneILED(uint16_t R,uint16_t G,uint16_t B,uint16_t Rs,uint16_t
Gs,uint16_t Bs){
  if(Rs<(R-1) || Rs>(R+1)){
    if (Rs>R) PWMr=PWMr-1;
    if (Rs<R) PWMr=PWMr+1;
    if (PWMr<1) { PWMr=1; }
    if (PWMr>253) { PWMr=253; }}
  PWM2DCH = PWMr;

```

A questo punto non resta che portare le tre coordinate $R_s G_s B_s$ lette dal sensore a coincidere con le RGB impostate dal trimmer. Per far questo andiamo a modificare il duty-cycle dei relativi PWM, se R_s è maggiore di R andremo a diminuirlo, viceversa andremo ad aumentarlo quando la potenza emessa dai led rossi sarà inferiore a quella prevista dalla tabella.

Facciamo un esempio nel caso del rosso, visto che per il blu e verde vale la stessa cosa. Supponiamo ad esempio di essere nel caso selezionato dal punto 3: case 2700: $R=204$;

$G = 103$; $B = 40$. Il canale è inizializzato a $PWMr = 100$ e supponiamo il sensore legga $R_s = 150$ ($G_s = 80$, $B_s = 30$) . Quando il programma entra nella funzione correzioneLED essendo $R_s < (R-1)$ incremento $PWMr = PWMr + 1$ e quindi il duty-cycle $PWM2DCH = PWMr$ finchè $R_s = R$. Raggiunto il valore desiderato, se non andiamo a modificarne la CCT tramite il trimmer, grazie al feedback tengo bloccata la temperatura di colore nonostante il differente degrado dei led e la deriva termica come vedremo nei grafici sottostanti. Inoltre sono presenti due limiti , nel caso $PWMr > 253$, cioè raggiungo il limite massimo lo blocco a $PWMr = 253$ (valore max), e nel caso $PWMr < 1$ lo blocco a $PWMr = 1$ (spento). In base al valore di luminosità scelta dal trimmer, vengono scalati in modo lineare i valori della tabella: per $L = 255$ (luminosità 100%), $L = 60$ (luminosità 60%) valore minimo raggiungibile come vedremo nel punto 7.

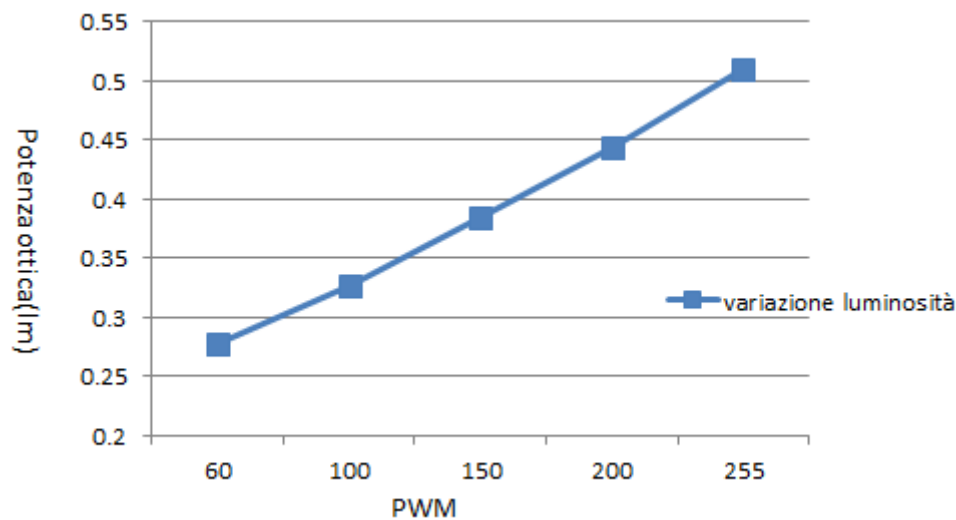


Figura 3.22: potenza luminosa rilevata per diversi valori di PWM

7. Come si vede dal grafico 3.23 (curva blu) , con la correzione attiva e luminosità fissa abbiamo un aumento della potenza luminosa quando passiamo dai 2700K ai 3400K e poi rimane abbastanza stabile.

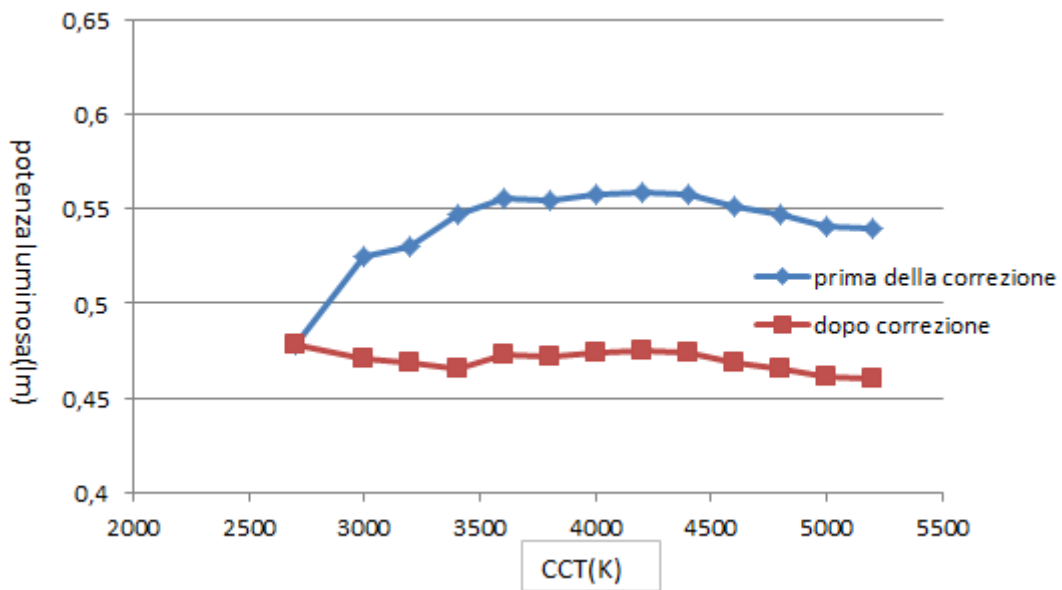


Figura 3.23: Andamento della potenza luminosa prima e dopo la correzione

Per correggere questa defezione abbiamo realizzato la seguente funzione:

```
uint8_t scalaLED(uint8_t L,uint16_t K)

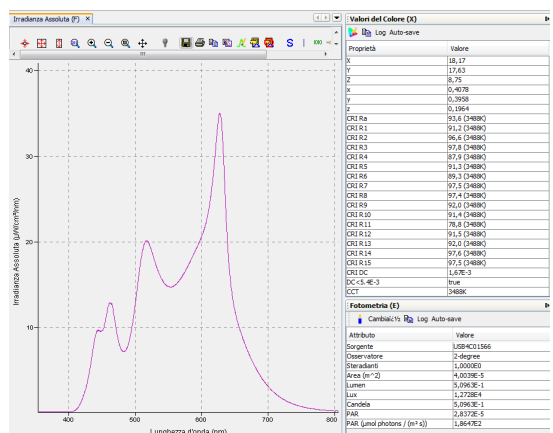
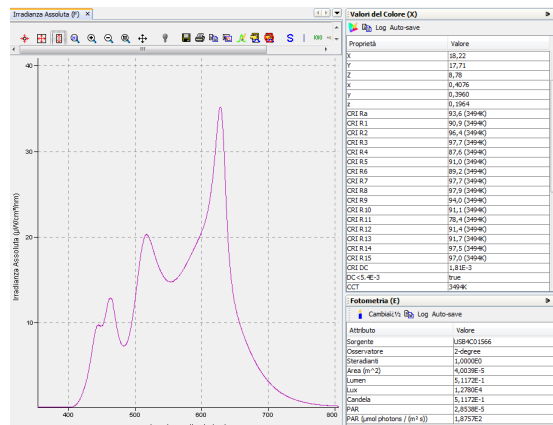
{ if(K<3400){ T = K*0,085714; T = T-231,4278; L = L-T; }

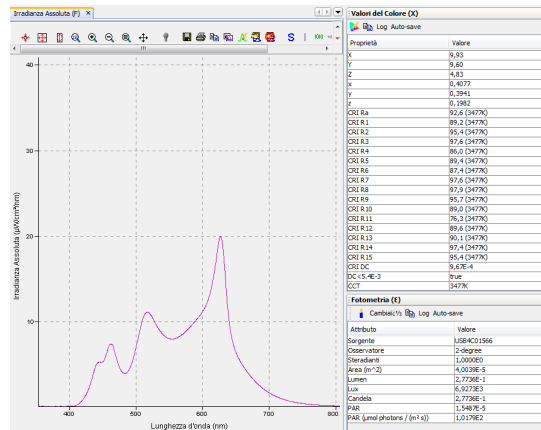
else{L=L-60;}}

return L; }
```

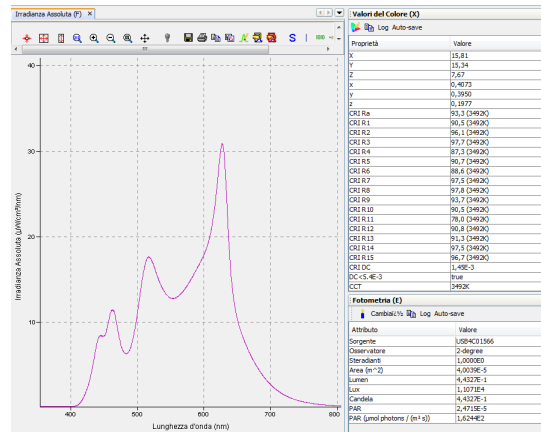
Questa correzione non è altro che una retta di compensazione fino ai 3400K visto che ho una crescita lineare, e dai 3400K fino ai 5200K lo abbasso di un valore costante. Il risultato ottenuto è raffigurato in 3.23 curva rossa. Al massimo vengono scalati di 60 quindi come anticipato nel punto 6 la luminosità minima impostabile è L=60.

Riportamo di seguito una dimostrazione del funzionamento mediante i dati rilevati grazie allo spettrometro:

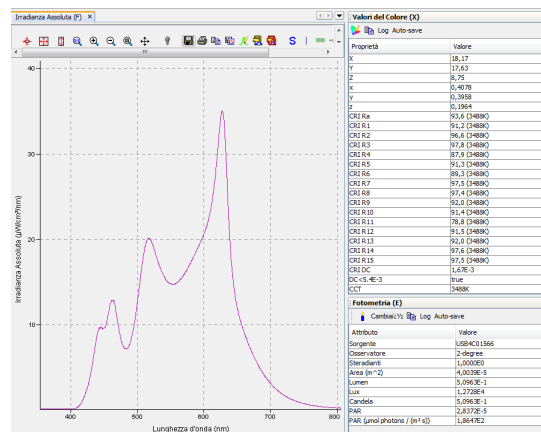




(a) Luminosità 60%



(b) luminosità 89%



(c) luminosità 100%

Figura 3.25: Variazione luminosità a CCT costante

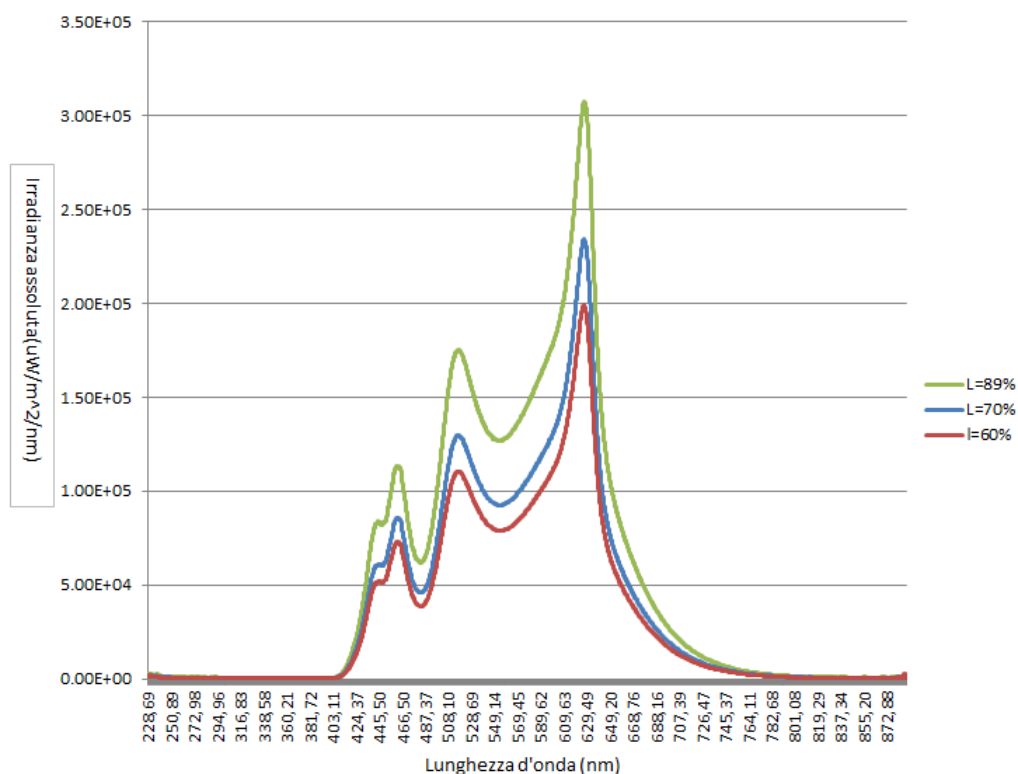


Figura 3.26: Variazione dello spettro al variare della luminosità con CCT=3500K

Inoltre per provare che il nostro sistema è in grado di sopprimere la deriva termica dei vari led, abbiamo aumentato la temperatura del dissipatore su cui era montata la lampada tramite la cella di Peltier. La cella di Peltier è fondamentalmente una pompa di calore a stato solido dall'aspetto di una piastrina sottile; una delle due superfici assorbe il calore mentre l'altra lo emette. La direzione in cui il calore viene trasferito dipende dal verso della corrente continua applicata ai capi della piastrina stessa.

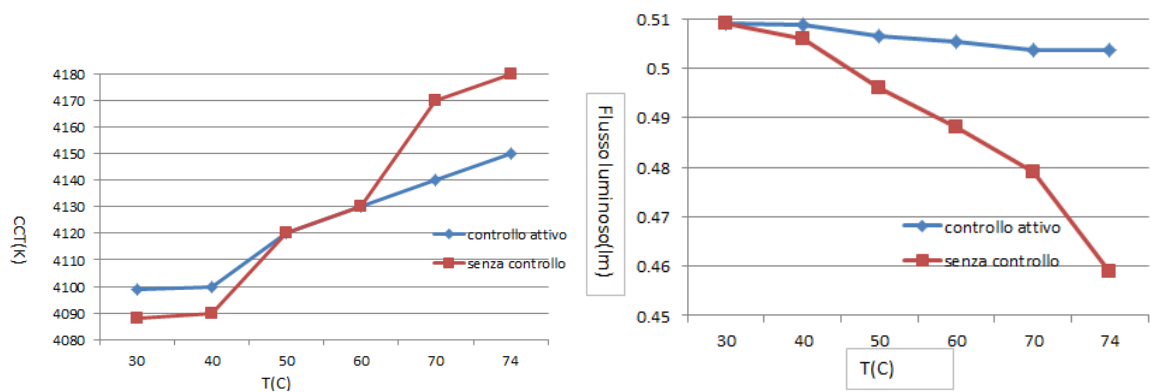


Figura 3.27: A sinistra temperatura di colore al variare della temperatura. A destra flusso luminoso al variare della temperatura. Comportamento del sistema con e senza controllo attivo

Come si vede dai grafici il flusso luminoso resta pressochè costante, con il controllo attivo, e la CCT varia di 50K (ricordiamo che la tabella è tarata volutamente con uno step di 50K quindi questo è un ottimo risultato) mentre senza controllo il flusso luminoso ha un calo del 10% e la CCT varia di 90K. Questa variazione di CCT con il controllo attivo è dovuto allo shift nella lunghezza d'onda del rosso come si vede nella figura sottostante.

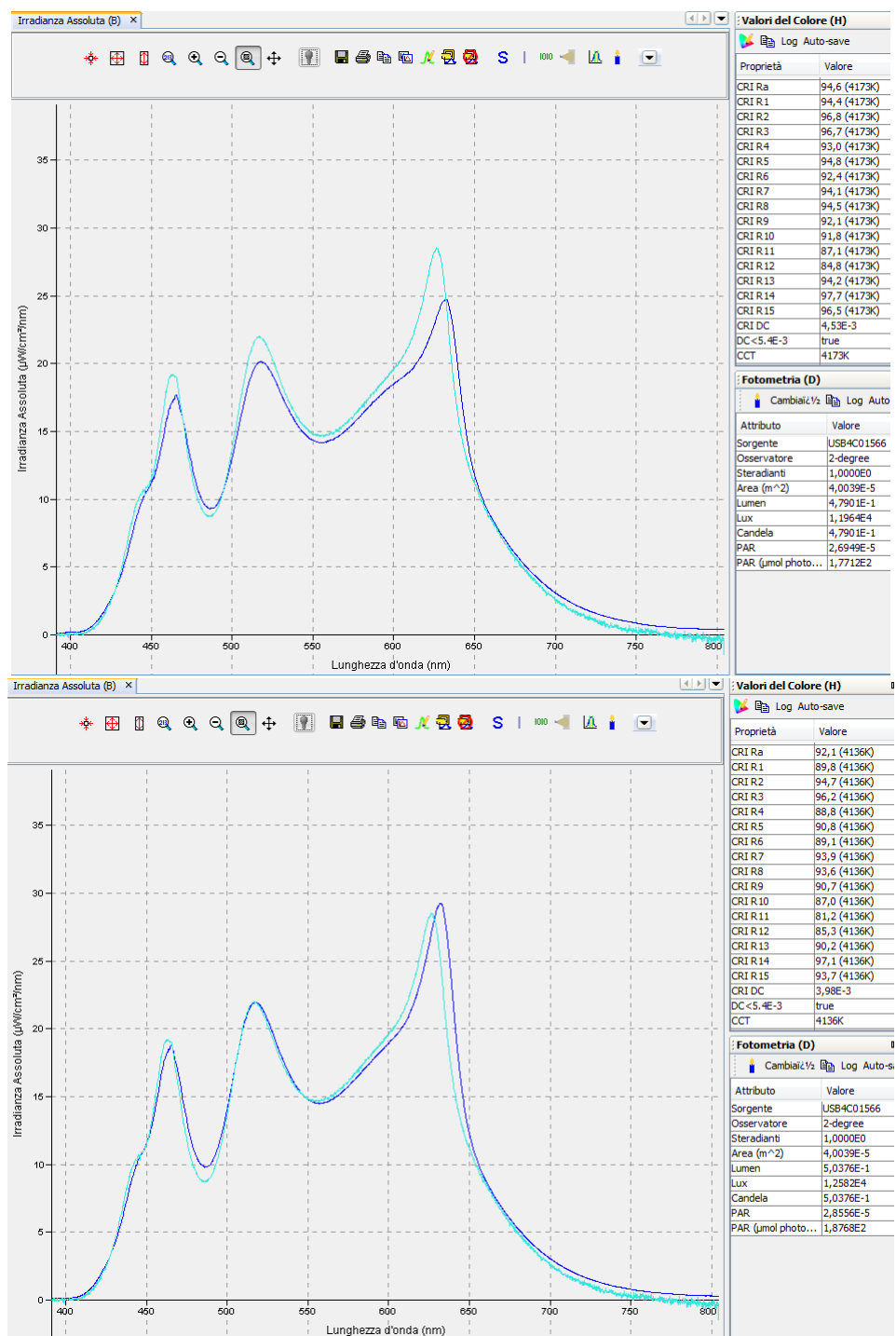


Figura 3.28: Spettro della lampada (SOPRA)senza controllo(SOTTO) controllo attivo

Il CRI si mantiene anche in questa condizione sopra i 90 punti.

Conclusion

Al giorno d'oggi la maggior parte del tempo viene trascorso all'interno di ambienti confinati, dove l'illuminazione è spesso prevalentemente artificiale. La progettazione dell'illuminazione è da sempre finalizzata a rendere ottimale la prestazione visiva richiesta da una determinata attività . Recentemente, si è scoperto che la luce ha una forte implicazione anche per la salute e il benessere , e si prevede che nel futuro tali implicazioni saranno prese in considerazione per una più completa e corretta illuminazione naturale e artificiale degli ambienti. Si sta verificando cioè un passaggio da un'impostazione più strettamente tecnica a una integrata, in cui convergono il benessere dell'individuo (visibilità in un determinato ambiente, comfort, umore e giudizio estetico, azione biologica), l'architettura strutturale (morfologia, composizione, codici e standard), e gli aspetti economici connessi con l'impiego di tali sistemi (installazione, mantenimento, funzionamento, energia e ambiente); tutti questi elementi insieme conducono ad una corretta progettazione illuminotecnica, garantendo in tal modo una illuminazione "ottimale" . Le considerazioni riguardanti gli aspetti biologici dovranno essere introdotte con attenzione e solo quando ci sarà la giusta consapevolezza e conoscenza . Poiché gli effetti fotobiologici della luce sono legati alle caratteristiche dell'energia luminosa incidente sulla retina, i sistemi d'illuminazione dovranno certamente essere valutati e testati anche per la luce che indirizzano all'occhio (intesa come la somma di quella proveniente dalla sorgente luminosa e da quella riflessa dalle superfici e oggetti circostanti) e non soltanto, come attualmente viene fatto, per quella emessa e/o che investe le superfici costituenti l'ambiente. Naturalmente per una corretta qualità della luce continueranno a valere gli aspetti progettuali "tradizionali" individuati dal-

la CIE in termini di colore, riflettanze delle pareti, abbagliamento, utilizzo della luce naturale, etc. Molte sono ancora le questioni irrisolte; tra queste, quali siano :

- le fasce orarie, l'intensità, lo spettro, la durata, il modello di esposizione luminosa da applicare come ottimale,
- le giuste dosi di luce e di “buio salubre” in relazione ai soggetti e alle loro caratteristiche ed età
- le caratteristiche circadiane dell'occhio medio umano, se lo spettro di azione della melatonina è l'unico da considerare.

Quel che appare però certo è che nel futuro un'illuminazione salubre e sostenibile dovrà prevedere una progettazione orientata sia agli aspetti visivi (performance e comfort) che a quelli circadiani, integrata dagli aspetti di efficienza energetica e sostenibilità ambientale. Nel CIE Technical Report 158:2004 , sono riportati cinque principi generali per un'illuminazione orientata alla salute e al benessere. Tali principi affermano che:

1. Lo stile di vita dei Paesi industrializzati comporta una esposizione alla luce giornaliera limitata: essa è potenzialmente così bassa da risultare dannosa per la nostra salute. Manca a oggi un'idea chiara di quale sia la dose giornaliera di luce ottimale.

2. L'illuminazione biologica è inestricabilmente connessa al “buio biologico”: il mantenimento dei ritmi circadiani richiede periodi di buio da affiancare a periodi di luce. Raccomandazioni per una dose giornaliera di buio sono importanti quanto quelle della dose di luce giornaliera, ma anch'esse ad oggi non esistono.

3. L'illuminazione biologica deve essere ricca nelle regioni dello spettro cui il sistema circadiano sia più sensibile: la zona dello spettro di maggiore interesse sembra essere quella compresa nella regione blu-verde. Un approfondimento delle conoscenze permetterebbe di trasferire informazioni per la progettazione e realizzazione di ambienti e sorgenti orientati a massimizzare i loro effetti per la salute, contenendo così i problemi connessi con l'efficienza energetica.

4. Un aspetto fondamentale nella determinazione dell'esposizione giornaliera alla luce è la quantità di luce ricevuta all'occhio, sia direttamente dalla sorgente luminosa, sia indirettamente dalle superfici al contorno: l'illuminazione biologica dovrebbe essere pensata sulla base della luce che arriva all'occhio, piuttosto che di quella sul piano di lavoro.

5. L'ora di esposizione alla luce influenza gli effetti dell'esposizione: la sensibilità del sistema circadiano all'esposizione luminosa varia in modo significativo durante le

24 ore; ad oggi, per le applicazioni pratiche non si conosce né il periodo di esposizione più adatto, né i tempi di esposizione.

La questione diventa ancora più complessa quando si pensi al ruolo dell'illuminazione biologica nei confronti del sistema circadiano.

Nel 2002 è stato scoperto nella retina umana un terzo fotoricettore chiamato melanopsina responsabile della sincronizzazione dell'orologio biologico. Da allora è apparso chiaro che le condizioni d'illuminazione influenzano i nostri ritmi corporei in modo molto preciso: molti studi hanno indagato la relazione tra la luce e il tracciato di alcune secrezioni ormonali, in particolare i livelli di melatonina, prodotta dalla ghiandola pineale in condizioni di assenza di stimolazioni luminose. Sulla base di questi primi studi è stato pubblicato il Final Report della CIE 158:2004, che elenca i principi dell'“illuminazione salubre” (healthy lighting).

Dal punto di vista prettamente fisico comunque, oltre che sulla secrezione della melatonina, la luce ha un impatto diretto sull'attività della corteccia cerebrale, sulla temperatura corporea e sulla frequenza cardiaca, mentre per quanto riguarda la sfera psichica è stata dimostrata la sua influenza sullo stato d'animo e sul comportamento degli individui: questo secondo aspetto è legato al messaggio visivo che l'immagine (colore e luce) produce sul nostro sistema percettivo e sulla nostra psiche. Le reazioni psicofisiologiche sono inconsapevoli o scarsamente coscienti e sono legate a reazioni immediate ad alcuni stimoli legati alla sopravvivenza: in particolare il rosso è istintivamente collegato a una condizione di pericolo, mentre il blu è inconsciamente associato a uno stato di quiete. Più in generale, una luce calda o una luce fredda, indipendentemente dalla loro composizione spettrale, provocano reazioni differenti nei soggetti (Tab. 1). Figueiro et al. ha poi successivamente verificato sulla base dell'analisi del tracciato elettroencefalografico che c'è una relazione tra l'aumento della luce sull'occhio e l'aumentare dello stato di vigilanza. In sintesi si può affermare a oggi che:

- la luce rossa dal punto di vista circadiano crea calma e rilassamento e predispone al sonno, mentre dal punto di vista psicologico aumenta i livelli di allerta probabilmente perché collegata inconsciamente al senso di pericolo;

- la luce blu dal punto di vista circadiano aumenta i livelli di allerta e predispone all'attività sia fisica che mentale, mentre dal punto di vista psicologico predispone alla calma e all'introspezione.

	Colore o luce	
	caldo	freddo
La pressione sanguigna, l'espiazione, il battito cardiaco vengono	stimolati	calmati
I vasi sanguigni si	dilatano	restringono
La produzione di adrenalina viene	stimolata	frenata
Il tasso emoglobinico viene	rialzato	abbassato
Il battito delle palpebre	aumenta	diminuisce
Il sistema nervoso si	eccita	rilassa
La sensibilità acustica è	minore	maggiore
La temperatura ambientale appare	maggiore	minore

Figura 3.29: Relazioni psicofiche ai colori caldi e freddi

Questi studi, orientati alla valutazione delle intercorrelazioni esistenti tra l'illuminazione ambientale e le reazioni umane, è destinato a muovere un primo passo verso la definizione di nuove linee guida per un'illuminazione "consapevole" anche degli aspetti psicologici e fisiologici. Grazie al sistema realizzato, combiniamo i vantaggi portati dal color-mixing e della variazione della CCT:

- CRI>90
- luce calda o una luce fredda a seconda nella necessità

mantenendo, grazie alla retroazione, un comportamento stabile anche al variare della temperatura dei LED e del diverso degrado.

BIBLIOGRAFIA

- [1] F. Schubert, Light Emitting Diodes. Cambridge University Press, 2009.
- [2] R. R. Baniya, Study of various metrics evaluating color quality of light sources, Thesis for the degree of Master of Science, AALTO University School of Electrical Engineering, 2012.
- [3] I. L. Azevedo, M. G. Morgan, and F. Morgan, The transition to solid-state lighting, Proceedings of the IEEE, vol. 97, no. 3, pp. 481510, March 2009.
- [4] M. H. Crawford, Leds for solid-state lighting: Performance challenges and recent advances, IEEE JOURNAL OF SELECTED TOPICS IN QUANTUM ELECTRONICS, vol. 15, no. 4, pp. 10281040, July/August 2009.
- [5] S. M. Sze and K. N. Kwok, Physics of Semiconductor Devices. Wiley Interscience, 2007.
- [6] M. Meneghini, A. Tazzoli, G. Mura, G. Meneghesso, and E. Zanoni, A review on the physical mechanisms that limit the reliability of gan-based leds, IEEE TRANSACTIONS ON ELECTRON DEVICES, vol. 57, no. 1, pp. 108118, January 2010.
- [7] M. Meneghini, L. Trevisanello, s. Podda, G. Meneghesso, and E. Zanoni, Stability and performance evaluation of high-brightness light-emitting diodes under dc and pulsed bias conditions Proc. SPIE, vol. 6337, p. 633 70R, January 2006. 241
- BIBLIOGRAPHY
- [8] CREE XLamp LEDs, CREE, Datasheet, Available at *www.cree.com*

[9]OSLON OSRAM SSL , OSRAM Opto Semiconductors, Datasheet, Available at *[http : //catalog.osram – os.com](http://catalog.osram-os.com)*

[10] Y. Xi and M. E. F. Schubert, Junction-temperature measurement in gan ultra-violet light-emitting diodes using diode forward voltage method, APPLIED PHYSICS LETTERS, vol. 85, no. 12, pp. 21632166, September 2004.