

UNIVERSITÀ DEGLI STUDI DI PADOVA

---

Facoltà di Ingegneria

Corso di Laurea Triennale in Ingegneria Elettronica

Tesi di Laurea

EVOLUZIONE DEI LED  
E DELLA LORO GESTIONE

THE EVOLUTION OF LEDS  
AND OF THEIR DRIVING

Relatore:  
Prof. GAUDENZIO MENEGHESSO

Laureando:  
DENIS DONI



DEPARTMENT OF  
INFORMATION  
ENGINEERING  
UNIVERSITY OF PADOVA

---

ANNO ACCADEMICO 2009/2010  
Data di Laurea 30/09/2010



*A Elena*



# Indice

<b>Introduzione</b>	<b>vii</b>
<b>1 Light Emitting Diode</b>	<b>1</b>
1.1 Fondamenti di fotometria e illuminotecnica . . . . .	1
1.1.1 Curva di sensibilità dell'occhio . . . . .	1
1.1.2 Unità fotometriche . . . . .	3
1.1.3 Colorimetria . . . . .	4
1.1.4 Temperatura di colore . . . . .	6
1.1.5 Indice di resa cromatica . . . . .	7
1.2 Cenni storici ed evoluzione . . . . .	8
1.3 Principi fisici di funzionamento . . . . .	10
1.4 Caratteristiche elettriche di funzionamento . . . . .	12
1.5 Colori e materiali . . . . .	14
1.5.1 Tecnica RGB . . . . .	15
1.5.2 Tecnica ai fosfori . . . . .	15
1.6 Power LEDs . . . . .	17
1.7 Confronto tra le varie tecnologie d'illuminazione . . . . .	19
1.7.1 Confronto Energetico . . . . .	20
1.7.2 Confronto Economico . . . . .	21
<b>2 LED driving</b>	<b>23</b>
2.1 Led Driving con regolatore lineare . . . . .	23
2.2 LED driving con DC/DC converter . . . . .	25
2.2.1 Convertitore Buck (o Step-Down) . . . . .	25
2.2.2 Convertitore Boost (o Step-Up) . . . . .	34
2.2.3 Convertitore Buck-Boost . . . . .	36
2.3 Pulse-width modulation (PWM) . . . . .	38
2.3.1 LSM vs PWM . . . . .	39
2.3.2 Efficienza . . . . .	40
2.3.3 Precisione e Stabilità . . . . .	40
2.3.4 Affidabilità e EMI . . . . .	41
2.3.5 Conclusioni LMS (o DC) vs PWM . . . . .	42
2.4 Infineon <sup>®</sup> Power LED Driver - TLD5095EL . . . . .	42

---

2.4.1	Boost Regulator . . . . .	44
2.4.2	Funzione di <i>Dimming</i> . . . . .	44
2.4.3	Applicazione . . . . .	45
2.5	Infineon <sup>®</sup> Power LED Driver - TLD5085EJ . . . . .	46
2.5.1	Buck Regulator . . . . .	48
2.5.2	Applicazione . . . . .	49
<b>3</b>	<b>Conclusioni</b>	<b>51</b>
	<b>Bibliografia</b>	<b>53</b>

# Introduzione

Nel 1879 Thomas Alva Edison inventò la lampadina ad incandescenza, svincolando di fatto l'uomo dai ritmi dettati dalla luce solare: da allora questo dispositivo è il più utilizzato per l'illuminazione artificiale. Il successo di questo dispositivo è dovuto alla sua semplicità costruttiva ed alla qualità della luce prodotta, molto simile a quella solare. Purtroppo, le lampade ad incandescenza hanno una bassissima efficienza, ed il 95% della potenza assorbita viene dissipata in calore; inoltre, la loro vita media è molto breve, di poco superiore alle 1000 ore.

Tecnologie più recenti riguardano le lampade a fluorescenza, capaci sia di una efficienza (pari al 25%) che di una durata superiore (circa 10000 ore). Inoltre la loro maggiore efficienza luminosa le rende più convenienti considerando il rapporto qualità/prezzo. Unico inconveniente rispetto alle lampade a incandescenza è rappresentato dal fatto che la luce bianca emessa risulta più "fredda" al nostro occhio.

Negli ultimi anni si sono intensificate le ricerche volte ad ottenere luce bianca mediante l'utilizzo di dispositivi optoelettronici. I LED (Light Emitting Diode) sono degli ottimi candidati per il raggiungimento di tale scopo, data l'elevata efficienza di questi dispositivi, che può essere anche molto vicina al 100%.

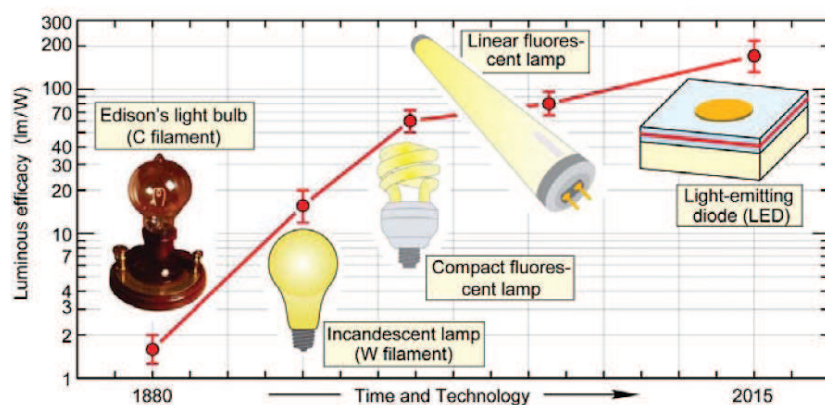


Figura 1: Evoluzione dell'illuminazione e dell'efficienza luminosa.

Le attuali lampadine a basso consumo e a lunga durata, pur offrendo un risparmio energetico rispetto alle lampadine a incandescenza, presentano dei difetti: in particolare, contenendo materiali pericolosi come il mercurio, non possono costituire soluzioni praticabili a lungo termine.

Oltre all'indubbio risparmio energetico, i LED possono vantare numerose altre qualità:

- una produzione di calore minima rispetto ai dispositivi per illuminazione tradizionali;
- tempo di vita medio di 100000 ore, pari a 100 volte quello di una normale lampadina ad incandescenza, e 10 volte quello di una lampada a fluorescenza;
- la possibilità di generare luce di qualsiasi colore;
- luce pulita perché priva di componenti IR e UV;
- assenza di costi di manutenzione;
- dimensioni molto compatte;
- una maggior robustezza che conferisce una migliore resistenza agli urti.
- facilità di realizzazione di ottiche efficienti in plastica;
- flessibilità di installazione del punto luce;
- possibilità di un forte effetto spot (sorgente quasi puntiforme);
- funzionamento in sicurezza perché a bassissima tensione;
- accensione a freddo (oltre  $-50^{\circ}\text{C}$ );
- assenza di mercurio.



Figura 2: Applicazioni illuminazione a LED.



Ad oggi comunque i LED vengono impiegati in svariati campi: nella realizzazione di insegne luminose o schermi giganti, nell'illuminazione stradale, come fonte di retroilluminazione per televisori o monitor LCD, come flash nelle fotocamere, nelle lampade da tavolo, nei fari delle automobili, e addirittura nelle sale operatorie.

Il lavoro di seguito presentato deriva dallo *stage* fatto presso i laboratori di *Infineon Technologies Italia S.r.l.* di Padova che ha fatto sì di poter apprendere conoscenze a riguardo l'illuminazione a LED e, in particolare, nell'uso in ambito automobilistico.

Il presente lavoro si divide nei seguenti capitoli:

- **Capitolo 1** - è dedicato ai LED: si parla dei principi di funzionamento, della loro struttura, con particolare riguardo ai LED di potenza bianchi usati nell'illuminazione;
- **Capitolo 2** - è dedicato ai *LED driver* ovvero a tutte quelle soluzioni di circuiteria elettronica per far sì di avere il migliore pilotaggio dei LED.
- **Capitolo 3** - sono presentate le conclusioni sul lavoro svolto.



# Capitolo 1

## Light Emitting Diode

I diodi emettitori di luce (LED) rappresentano il presente ma soprattutto il futuro dell'illuminazione a stato solido. Nel seguente capitolo, dopo un'introduzione riguardante i fondamenti di fotometria e illuminotecnica a stato solido e una breve sezione riguardante la storia dei LED, si analizzerà il loro funzionamento fisico e elettrico, e le prospettive future nell'uso comune di tutti i giorni.

### 1.1 Fondamenti di fotometria e illuminotecnica

La misura di intensità luminosa per dispositivi utilizzati nell'illuminazione di tutti i giorni, per essere un parametro utile nella valutazione, non può essere slegata dalla fisica dell'occhio umano. Quindi è necessario fornire, oltre alle unità di misura assolute come la potenza ottica (radiometria), una serie di parametri relativi alla sensibilità dell'occhio (fotometria).

#### 1.1.1 Curva di sensibilità dell'occhio

L'occhio umano è in grado di percepire la radiazione luminosa con lunghezza d'onda compresa tra circa i 390 nm e i 730 nm, chiamato spettro visibile. La luce entra dalla pupilla, le cui dimensioni vengono regolate dall'iride, che controlla la quantità della luce che entra nell'occhio e agisce quindi come il diaframma della macchina fotografica. I raggi luminosi passano poi dal cristallino, una vera e propria lente che mette a fuoco l'immagine e la proietta sulla retina. All'interno dello spettro visibile però la sensibilità non è costante ma ha un andamento approssimativamente a campana con picco intorno ai 555 nm, ovvero il colore verde. Il CIE (Commission Internationale de l'Eclairage) ha proposto l'andamento di questa curva di sensibilità a  $V(\lambda)$ , distinguendo tra andamento scotopico e fotopico: a livello strutturale dell'occhio infatti, c'è differenza tra la visione dovuta ai bastoncelli (regime di bassa illuminazione insensibile ai colori) detta scotopica e quella dovuta ai coni (alta illuminazione e sensibile ai colori) detta fotopica (Figura 1.1).

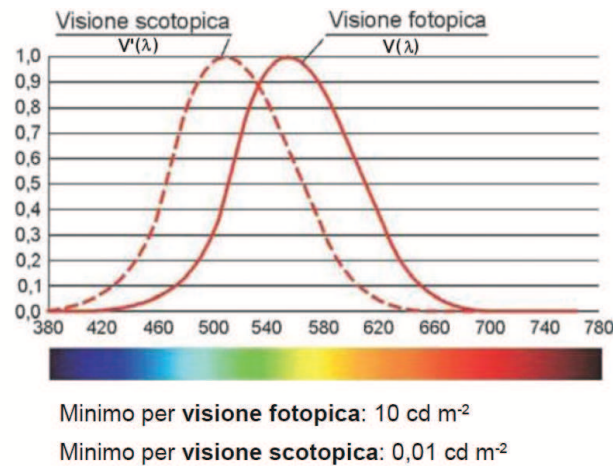


Figura 1.1: Visione scotopica  $V'(\lambda)$  e fotopica  $V(\lambda)$  dell'occhio umano

Ogni retina è composta mediamente da circa 7 milioni di coni e 12 milioni di bastoncelli. I coni, responsabili della visione diurna (visione fotopica), hanno la massima concentrazione in una piccola zona della retina, completamente priva di bastoncelli, detta fovea, e presiedono alla percezione del colore e alla nitidezza dei contrasti. Ciascun cono presente nella fovea è collegato ad una cellula nervosa: a questa via privilegiata di comunicazione con il cervello si deve la maggiore capacità di discriminazione dei dettagli che è associata con la stimolazione dei coni della fovea.

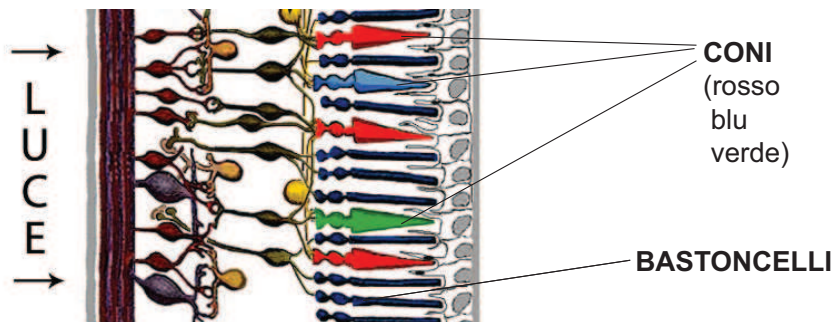


Figura 1.2: Retina: Coni e Bastoncelli

L'andamento non costante della curva di sensibilità porta a percepire maggiormente colori nella zona centrale come il verde e il giallo rispetto a colori ai bordi come il viola o il rosso con la stessa potenza ottica. I bastoncelli, dal canto loro, benché molto più sensibili dei coni alla stimolazione da parte della luce, sono collegati alle cellule nervose solo a gruppi e questo fa sì che l'immagine che essi veicolano sia più confusa. Tuttavia la loro maggiore sensibilità permette all'occhio di vedere anche in condizioni di scarsa luminosità, quando ormai i coni non riescono più a

fornire informazioni utili al cervello. La visione resa possibile dai bastoncelli è una visione non cromatica ed assume importanza primaria in condizioni di scarsa luminosità (visione scotopica). Durante la visione scotopica il massimo della curva di sensibilità si sposta sensibilmente verso lunghezze d'onda minori (Come ben visibile in Figura 1.1). In piena visione scotopica (cioè dopo circa 30 minuti di adattamento al buio) alcuni bastoncelli sono così sensibili che sono sufficienti pochissimi fotoni per stimolarne uno. In queste condizioni l'occhio si avvicina al caso ideale di un ricevitore che sia capace di rispondere a un singolo fotone.

### 1.1.2 Unità fotometriche

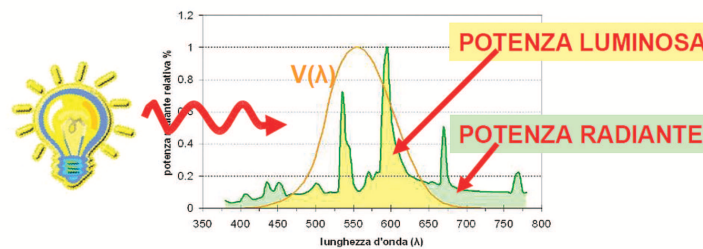
Le grandezze fotometriche sono delle misure definite a partire dalle grandezze radiometriche mediante pesatura con la curva di risposta spettrale dell'occhio umano (detta funzione di efficienza luminosa fotopica spettrale relativa). Vengono impiegate al posto delle grandezze radiometriche in quanto quest'ultime non sono direttamente utilizzabili in scienza del colore, mentre le grandezze fotometriche quantificano l'emissione luminosa in termini della risposta del sistema visivo umano, il quale presenta sensibilità non uniforme alle diverse lunghezze d'onda.

Le grandezze fotometriche sono le seguenti:

- **Energia luminosa** (*luminous energy*): è la grandezza fotometrica che corrisponde alla grandezza radiometrica energia radiante
  - viene indicata con  $Q_v$
  - l'unità di misura nel SI è il lumen per secondi (lm s)
- **Flusso luminoso** (*luminous flux*): Quantità di energia luminosa emessa da una determinata sorgente nell'unità di tempo:  $Q_v/s$ .
  - viene indicato con la lettera greca  $\phi$  (phi) oppure con  $F$
  - l'unità di misura nel SI è il lumen (lm); 1 watt = 683 lumen
- **Emetenza luminosa o luminosità** (*luminous exitance*): è la grandezza fotometrica che corrisponde alla grandezza radiometrica emetenza radiante. Indica il rapporto tra il flusso luminoso e la superficie emettente.
  - viene indicata con  $M_v$
  - l'unità di misura nel SI è il lux (lx), ovvero ( $lm/m^2$ )
- **Illuminamento** (*illuminance*): Rapporto tra il flusso luminoso ricevuto da una superficie e l'area della superficie stessa.
  - viene indicata con  $E_v$
  - l'unità di misura nel SI è il lux (lx), ovvero il lumen al metro quadrato ( $lm/m^2$ )

- **Intensità luminosa** (*luminous intensity*): Flusso luminoso emesso all'interno dell'angolo solido unitario (steradiano) in una direzione data.
  - viene indicata con  $I_v$  ed è una grandezza vettoriale.
  - l'unità di misura nel SI è la candela (cd)
- **Luminanza** (*luminance*): Rapporto tra intensità luminosa emessa da una superficie in una data direzione e l'area della superficie apparente.
  - viene indicata con  $L_v$
  - l'unità di misura nel SI è la candela al metro quadrato ( $cd/m^2$ )
- **Efficienza Luminosa** (*Luminous efficacy*): Rapporto tra il flusso luminoso (lm) e la potenza in ingresso (W).
  - non viene indicata con una simbologia specifica
  - l'unità di misura nel SI è il lumen su watt ( $lm/W$ )

Il flusso luminoso è definito in base alla percezione soggettiva dell'occhio umano medio e corrisponde ad una particolare curva all'interno dello spettro della luce visibile (Figura 1.3).



**EFFICIENZA LUMINOSA** – rapporto tra **flusso luminoso** emesso e **potenza elettrica assorbita** [ $lm / W$ ].

Figura 1.3: Efficienza Luminosa

Una lampadina emette radiazione anche al di fuori della banda visibile, in genere nell'infrarosso e nell'ultravioletto, che non contribuiscono alla sensazione di luminosità. Una lampada ha una maggiore efficienza luminosa quanto più è in grado di emettere uno spettro adatto alla percezione umana.

Per lo studio della percezione della luce e del colore, la grandezza fotometrica più importante è la luminanza perché è direttamente correlata con la percezione visiva.

### 1.1.3 Colorimetria

La percezione di una determinata luce è data dalla combinazione delle risposte dei tre tipi di cono, quella della luce identificata come “blu”, per quella “verde” e per quella “rossa”.

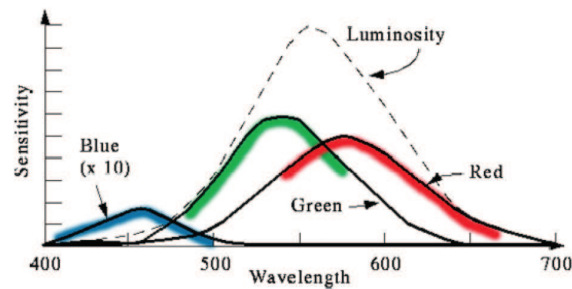


Figura 1.4: Sensibilità dei tre diversi coni (quindi della percezione dei colori)

Queste tre diverse lunghezze d'onda di luce (cioè questi tre “colori” base) non vengono recepite tutte con la stessa intensità, in particolare il colore blu viene percepito dai coni con una sensibilità molto bassa, mentre maggiormente viene percepito il verde e leggermente al di sotto il rosso.

Si può notare dalla (Figura 1.4) come la curva della luminosità sia circa in coincidenza della curva della sensibilità del verde, questo perché in quei punti c'è la lunghezza d'onda di riferimento dei 555 nm.

La sensibilità dell'occhio umano è un parametro estremamente soggettivo, soprattutto per quanto riguarda la percezione del colore. Quindi è necessario adottare uno standard per valutare il colore di una sorgente. Per questo la CIE ha stabilito delle curve di sensibilità al rosso  $\bar{x}(\lambda)$ , al verde  $\bar{y}(\lambda)$  e al blu  $\bar{z}(\lambda)$ , dove la curva relativa al verde coincide con la curva di sensibilità totale, visibili in Figura 1.5.

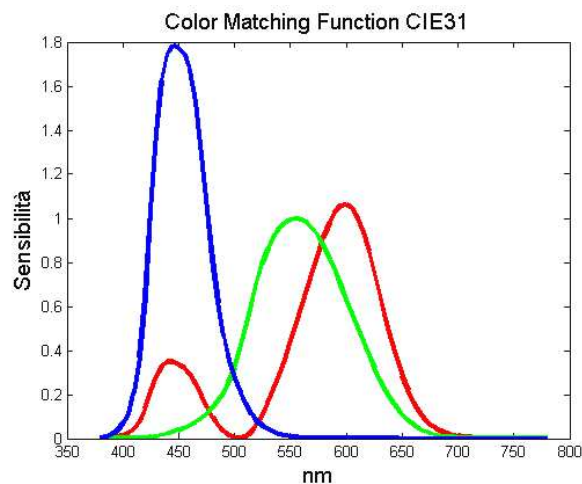


Figura 1.5: Curve di sensibilità al rosso, verde e blu

Nel 1931 la Commission Internationale de l'Eclairage (Commissione Internazionale per l'Illuminazione) definì uno spazio di colore che comprendeva tutte le tinte visibili

dall'occhio umano, a prescindere dalla luminanza. Infatti qualunque colore all'interno di questo spazio bidimensionale può avere una luminanza che varia dal bianco al nero e se si tiene conto anche di questo fattore (la luminanza) lo spazio così definito diviene tridimensionale e rappresentato mediante coordinate XYZ. Il modello CIE 1931 si basa, come altre codifiche note, sull'utilizzo di tre colori primari che, opportunamente miscelati tra loro in sintesi additiva, permettevano di ottenere tutti i colori che l'occhio umano può percepire. La commissione CIE ha comunque definito diversi modelli matematici di percezione del colore indicati come spazi di colore e rappresentati da sigle come XYZ (è il modello CIE 1931), xyY, Lab, Luv.

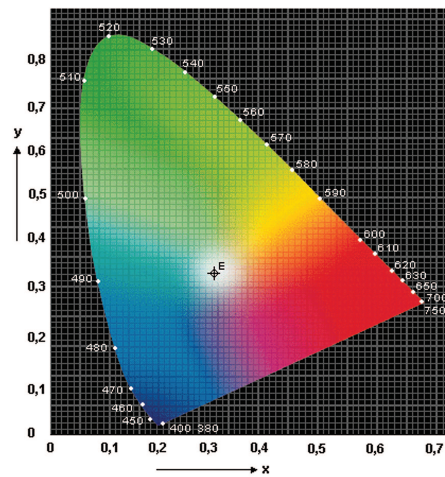


Figura 1.6: Lo spazio dei colori XYZ CIE 1931

A differenza, però, dei metodi RGB o CMYK (usati rispettivamente in sintesi additiva e in sottrattiva), il diagramma di cromaticità proposto dalla CIE non dipendeva dal comportamento di questo o quel dispositivo di visualizzazione o stampa in quanto basato sul concetto di *Osservatore Standard* quindi dalle curve di sensibilità standard dei tre colori base.

#### 1.1.4 Temperatura di colore

Nella parte centrale del diagramma di cromaticità c'è il bianco, che può assumere vari livelli. Il bianco è più puro in modo proporzionale a quanti più colori partecipano alla sua formazione dando uno spettro piatto su tutta la banda del visibile. Per individuare i livelli di bianco si utilizza il concetto di temperatura di colore. Come è noto, lo spettro luminoso emesso da un corpo nero presenta un picco di emissione determinato, in base alla *legge di Wien*, esclusivamente dalla sua temperatura. Una sorgente reale differisce da un corpo nero ideale ma l'analogia rimane valida. Pertanto, si definisce temperatura di colore, di una certa radiazione luminosa, la temperatura che dovrebbe avere un corpo nero affinché la radiazione luminosa



emessa da quest'ultimo appaia cromaticamente più vicina possibile alla radiazione considerata.

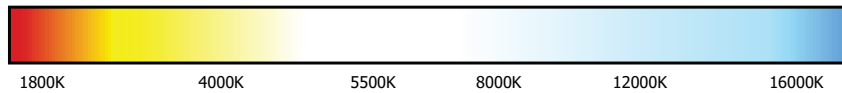


Figura 1.7: La luce bianca alle varie temperature di colore

C'è da dire che, in generale, (anche se, per convenzione, le lampade fluorescenti con 4 000 K sono denominate *cool white*) si parla di

- bianco caldo tra i 3 000 e i 3 500 K,
- bianco neutro tra i 3 500 e i 4 500 K,
- bianco freddo tra i 4 500 e i 7 000 K.

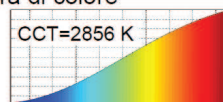
Si ritiene, inoltre, che il bianco puro sia collocato intorno ai 6 000 K.

### 1.1.5 Indice di resa cromatica

L'indice di resa cromatica (**IRC** o  $R_a$ ), oppure in inglese *Color Rendering Index* (**CRI**), di una sorgente luminosa è una misura di quanto naturali appaiano i colori degli oggetti da essa illuminati. La quantificazione avviene per confronto con una sorgente di riferimento (metodo CIE) e valuta l'alterazione, o meno, del colore delle superfici illuminate percepito nelle due condizioni. La sorgente campione per eccellenza è la luce naturale anche se leggermente alterata da condizioni atmosferiche od orari del giorno, mentre quella artificiale convenzionalmente utilizzata è la lampada ad incandescenza funzionante ad una ben precisa temperatura.

#### Illuminante di riferimento

Per sorgenti con temperatura di colore correlata minore di 5000 K, si considera come riferimento un corpo nero con eguale temperatura di colore



Per temperatura di colore correlata superiore a 5000 K si considera un illuminante D con pari temperatura di colore

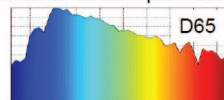


Figura 1.8: Alcuni illuminanti di riferimento

L'indice di resa cromatica ha un valore adimensionale. Il valore massimo dell'indice di resa cromatica è evidentemente 100 e si verifica quando non vi è differenza

di percezione del colore sotto la sorgente analizzata e con la sorgente utilizzata come riferimento.

La norma UNI 10380 suddivide l'insieme dei possibili valori dell'indice di resa cromatica in cinque gruppi:

- di grado **1A (ottimo)** se CRI compreso tra 90 e 100 utilizzate in abitazioni, musei, studi grafici, ospedali, studi medici, ecc;
- di grado **1B (molto buono)** se CRI compreso tra 80 e 89 utilizzate in uffici, scuole, negozi, palestre, teatri, industrie tessili e dei colori, ecc;
- di grado **2 (buono)** se CRI compreso tra 60 e 79 utilizzate in locali di passaggio, corridoi, scale ascensori, palestre, aree servizio, ecc;
- di grado **3 (sufficiente)** se CRI compreso tra 40 e 59 utilizzate in interni industriali, officine, magazzini depositi, ecc;
- di grado **4 (scarso)** se CRI inferiore a 40 utilizzate in parcheggi, banchine, cantieri, scavi, aree di carico e scarico, ecc.

## 1.2 Cenni storici ed evoluzione

Le prime notizie sui diodi a stato solido emettitori di luce risalgono al 1907 dall'inglese HENRY JOSEPH ROUND dei *Marconi Labs*. Round scoprì l'effetto fisico dell'elettroluminescenza notando che un campione di carburo emetteva una debole luce gialla se sottoposto ad una tensione di 10 V. Purtroppo Round stava lavorando contemporaneamente a un nuovo metodo per la ricerca della direzione dei segnali radio navali, e quindi questa scoperta venne inizialmente dimenticata.

In maniera indipendente, il russo OLEG VLADIMIROVICH LOSEV nel 1927 pubblicò "*Luminous carborundum (= carburo di silicio) detector and detection with crystals*" nel giornale russo *Telegrafiya i Telefoniya bez Provodov* (Telegrafia e Telefonia senza fili). Il lavoro di Lovev fu osservato ma non preso seriamente in considerazione.

RUBIN BRAUNSTEIN della *Radio Corporation of America* nel 1955 riportò un emissione infrarossa (quindi sotto lo spettro visibile) dall'Arseniuro di Gallio (GaAs) e altre leghe di semiconduttori sotto opportune sollecitazioni. Nel 1961, dei scienziati americani ROBERT BIARD e GARY PITTMAN lavorando alla *Texas Instruments* trovarono che l'Arseniuro di Gallio (GaAs) emetteva radiazioni infrarosse quando una corrente elettrica veniva applicata ricevendo così il brevetto per i LED ad infrarosso. La prima realizzazione fisica di un LED che emetteva luce visibile (inizialmente luce rossa) fu inventata da NICK HOLONYAK JR. nel 1962 mentre lavorava alla *General Electric Company*.

M. GEORGE CRAFT, uno studente meritevole di Holonyak, nel 1972 inventò il primo LED giallo e aumentò la luminosità dei LED rossi e LED rosso-arancio di un fattore 10.

Fino al 1968 i LED ad infrarosso e quelli a luce visibile erano estremamente costosi,

sull'ordine di US \$ 200 ad unità, avendo quindi poche applicazioni pratiche. Nel 1968 la *Monsanto Company* fu la prima ad organizzare una produzione di massa di LED a luce visibile, usando Fosforo Arseniuro di Gallio (GaAsP) per produrre LED rossi usati come indicatori. *Hewlett Packard* (HP) introdusse i LED nel 1968, inizialmente usando GaAsP concesso da *Monsanto*. La tecnologia dimostrò di avere applicazioni maggiori per display alfanumerici (come display sette segmenti) e fu integrata nelle calcolatrici tascabili dell'HP.

Negli anni '70 furono prodotti da *Fairchild Optoelectronics* dei LED con costo al di sotto di 5 centesimi a componente, ottenendo così un grande successo commerciale. Questa produzione impiegava componenti di chip semiconduttori fabbricati con un processo planare inventato da DR. JEAN HOERNI della *Fairchild Semiconductor*. L'unione del processo planare di produzione per la fabbricazione dei chip e l'innovativa tecnica di packaging rese possibile al team della *Fairchild* di ottenere una riduzione dei costi. Tale tecnica di produzione è ancor'oggi usata.

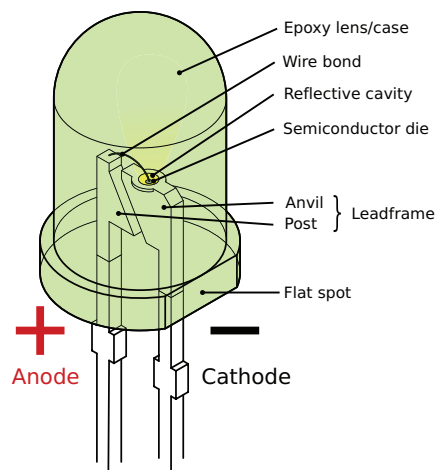


Figura 1.9: Struttura maggiormente conosciuta di un LED

I primi LED commerciali erano comunemente utilizzati come sostituti per gli indicatori a incandescenza o neon, nei display a sette segmenti, nelle costose attrezzature da laboratorio, poi in apparecchi come TV, radio, telefoni, calcolatrici e orologi. Questi LED erano utilizzati solo come indicatori, in quanto non emettevano abbastanza luce da illuminare un zona.

Nel 1976, T.P. PEARSALL creò il primo LED ad alta luminosità, LED ad alta efficienza per le telecomunicazioni a fibra ottica attraverso l'invenzioni di nuovi materiali semiconduttori specificatamente adatti per le lunghezze d'onda delle trasmissioni a fibra ottica.

Nel '93 vennero presentati diodi InGaN con emissione altamente efficiente nello spettro del blu e del verde, raggiungendo finalmente le condizioni per creare la luce bianca. Con l'introduzione di nuovi processi di crescita si approdò nel '93 alla costruzione del primo LED blu in InGaN/GaN funzionante grazie a SHUJI NAKA-

MURA della *Nichia Corporation*. I primi LED bianchi ad alta efficienza vennero costruiti dall'ingegnere Alberto Barbieri presso i laboratori dell'*Università di Cardiff* nel 1995, rilevando ottime caratteristiche per dispositivi in AlGaInP/GaAs con contatto trasparente di Indio e Stagno.

L'evoluzione dei materiali è stata quindi la chiave per ottenere le sorgenti luminose del futuro che hanno tutte le caratteristiche per sostituire quasi tutte quelle ad oggi utilizzate. Attualmente è in corso l'introduzione nel mercato dei LED di potenza a luce bianca per sostituire le tradizionali fonti di illuminazione.

### 1.3 Principi fisici di funzionamento

I diodi emettitori di luce, diversamente dalle sorgenti di luce convenzionali, sono in grado di convertire direttamente l'energia elettrica in luce. In linea di principio sono costituiti da una giunzione pn con particolari proprietà elettro-ottiche tali da permettere la conversione degli elettroni iniettati in fotoni. I meccanismi che prendono parte all'interno della giunzione possono essere riassunti in fenomeni di generazione e di ricombinazione.

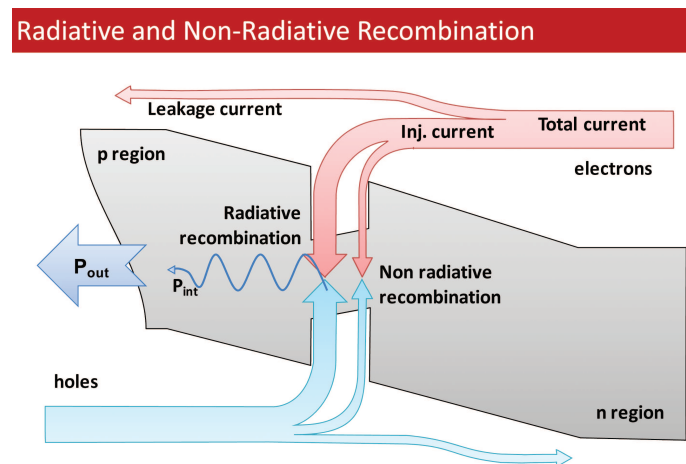


Figura 1.10: Giunzione p-n in polarizzazione diretta con fenomeno di ricombinazione radiativa e non

I primi consistono nella promozione di un elettrone dalla banda di valenza alla banda di conduzione con la conseguente creazione di una coppia elettrone-lacuna. Questo tipo di processi principalmente può avvenire per iniezione di portatori tramite una corrente elettrica, o per illuminazione diretta del semiconduttore. La seconda tipologia di fenomeni, invece, prevede l'eliminazione di una coppia elettrone-lacuna quando l'elettrone in banda di conduzione torna in banda di valenza cedendo la sua energia sotto forma di un fotone. L'energia del fotone emesso è strettamente legata al materiale con cui è realizzato il semiconduttore e, idealmente, è pari al salto

effettuato dall'elettrone e quindi pari all'*energy gap* o *bandgap* del semiconduttore. Quest'ultimo fenomeno è alla base del funzionamento dei LED e in Figura 1.10 si può vedere una semplice rappresentazione del processo.

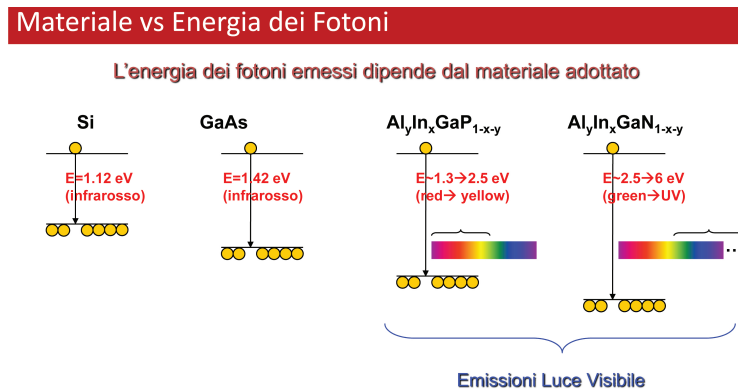


Figura 1.11: La luce emessa dal materiale dipende dall'energia dei fotoni emessi quindi dall'*energy gap*

Il legame tra il bandgap e l'energia (come mostrato in Figura 1.11), e quindi la lunghezza d'onda del fotone emesso con l'obiettivo di coprire completamente lo spettro del visibile. In linea di principio, quindi, ogni elettrone iniettato in banda di conduzione genera un fotone ricombinandosi con la rispettiva lacuna in banda di valenza. In realtà all'interno del semiconduttore intervengono diversi fenomeni che, oltre a ridurre l'efficienza del dispositivo con dissipazioni in termini di calore, causano l'allargamento dello spettro di emissione (Figura 1.12).

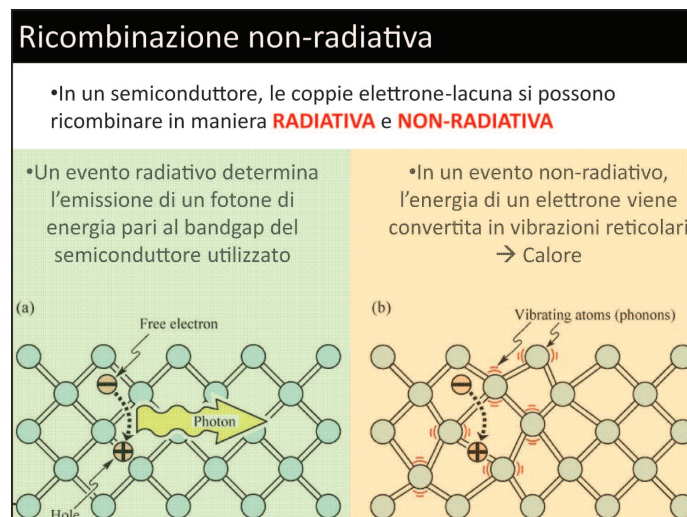


Figura 1.12: Effetti della ricombinazione non-radiativa

## 1.4 Caratteristiche elettriche di funzionamento

I LED, come dice il nome stesso (*Light-emitting diode*), sono dei diodi con la specialità di emettere luce visibile o meno. Di conseguenza il loro comportamento elettrico non differisce molto dai normali diodi a semiconduttore.

Con **polarizzazione diretta**, ovvero quando all'anodo è applicata una tensione positiva rispetto al catodo, si osserva che non passa corrente fino al valore di tensione  $V_T$ , detto valore di soglia; se la tensione applicata al diodo LED viene aumentata oltre tale valore, si verifica il passaggio di una corrente tanto più alta quanto maggiore è la tensione applicata e quindi l'emissione di luce.

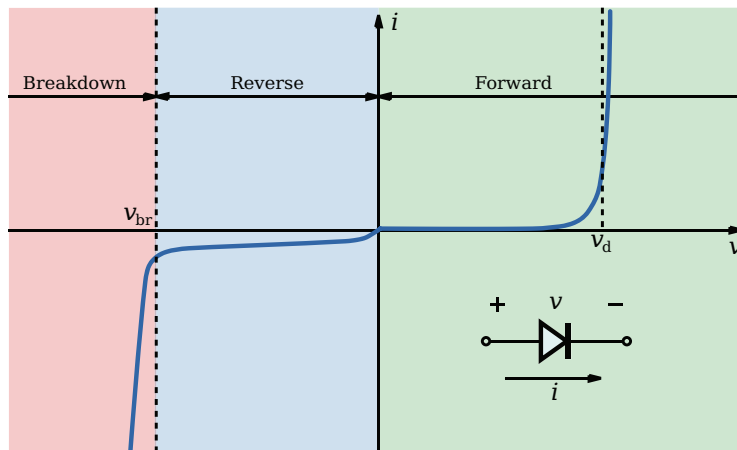


Figura 1.13: Caratteristica I-V del Diodo

La forma generale dell'equazione è la seguente:

$$I = I_0 e^{q_e V / (n_{ideal} k T)} \quad (1.1)$$

dove:

- $I$  è l'intensità di corrente sul diodo;
- $V$  è la differenza di potenziale tra i due terminali del diodo;
- $I_0$  è la intensità di corrente di saturazione, un fattore proporzionale che dipende dalle caratteristiche costruttive del diodo, direttamente proporzionale alla superficie della giunzione p-n, assumente quindi valori variabili tra i  $10^{-10}$ , quando le dimensioni del diodo sono grandi, ed i  $10^{-15}$ , quando le dimensioni del diodo sono piccole;
- $q_e$  è la carica elementare dell'elettrone;
- $k$  è la costante di Boltzmann;

- $T$  è la temperatura assoluta sulla superficie di giunzione tra la zone p ed n;
- $n_{ideal}$  è il coefficiente di emissione, anch'esso dipendente dal processo di fabbricazione e vale circa 2 per il Silicio e per LED ad arseniuri e fosfuri del III-V gruppo. Valori prossimi ad  $n = 6$  si son trovati in diodi ad GaN/GaInN.

Se il diodo viene **polarizzato inversamente**, e cioè si applica all'anodo una tensione negativa rispetto al catodo, in pratica non passa corrente, se si esclude una debolissima corrente detta di “*drift*”; se però si supera un determinato valore di tensione, detto valore di “*breakdown*”, la resistenza del diodo LED cede improvvisamente, ed ha luogo una conduzione senza limiti, detto “effetto valanga”. Poiché normalmente un diodo non viene costruito per funzionare nella regione di break-down, occorre evitare che questo accada, pena la distruzione irreversibile del LED, dovuta al brusco aumento della potenza dissipata.

Per quanto riguarda gli **assorbimenti**, questi variano molto in funzione della tipologia, sono minori nei LED normali usati come indicatori rispetto a quelli ad alta luminosità (led flash e di potenza), secondo la seguente tabella:

Tipologia LED	Assorbimento (mA)	Consumo (mW)
LED basso consumo	3 - 10	3-30
LED normali	10 - 15	30-50
LED flash	20 - 40	60-120
LED di potenza	100 - 20000	150-80000

Tabella 1.1: Assorbimento delle varie tipologie di LED

I LED devono essere alimentati a corrente costante e polarizzata e questo può essere fatto utilizzando un generatore di corrente o, più semplicemente, ponendovi in serie un resistore di valore appropriato, che limiti la corrente per una data tensione di alimentazione. Per i LED tradizionali usati come spie luminose o deboli sorgenti di luce, la corrente può variare da 5-6 mA fino a 20 mA; tale valore dipende anche dalla lunghezza d'onda della luce emessa dal LED.

La massima quantità di luce che può essere emessa da un LED è limitata essenzialmente dalla massima corrente media sopportabile, che è determinata dalla massima potenza dissipabile dal chip, i recenti dispositivi progettati per impieghi professionali hanno una forma adatta ad accogliere un dissipatore termico, assolutamente necessario per smaltire il calore prodotto: sono ormai in commercio LED a luce bianca con potenza di 500 watt e corrente assorbita di 20 ampere. Quando sono richiesti valori d'uscita più alti normalmente si tende a non usare correnti continue, ma ad usare delle correnti pulsanti con duty cycle scelto in maniera opportuna. Ciò permette alla corrente e, di conseguenza, alla luce di essere notevolmente incrementate, mentre la corrente media e la potenza dissipata rimangono nei limiti consentiti.

## 1.5 Colori e materiali

La tensione applicata alla giunzione dei LED dipende dall'atomo drogante, il quale determina il colore della luce emessa, come riportato nella seguente Figura 1.14: l'elevatissima efficienza nel trasformare la corrente elettrica in luce, con conseguente bassissimo consumo in rapporto alla luce emessa ne fanno il futuro sostituto di tutte le tipologie di lampadina. Anche per la luce bianca, spaziando nella temperatura di colore 3000-10000 K, sono disponibili dispositivi con emissione di tonalità fredda, normale e calda.

Color	Wavelength (nm)	Voltage (V)	Semiconductor Material
Infrared	$\lambda > 760$	$\Delta V < 1.9$	Gallium arsenide (GaAs) Aluminium gallium arsenide (AlGaAs)
Red	$610 < \lambda < 760$	$1.63 < \Delta V < 2.03$	Aluminium gallium arsenide (AlGaAs) Gallium arsenide phosphide (GaAsP) Aluminium gallium indium phosphide (AlGaInP) Gallium(III) phosphide (GaP)
Orange	$590 < \lambda < 610$	$2.03 < \Delta V < 2.10$	Gallium arsenide phosphide (GaAsP) Aluminium gallium indium phosphide (AlGaInP) Gallium(III) phosphide (GaP)
Yellow	$570 < \lambda < 590$	$2.10 < \Delta V < 2.18$	Gallium arsenide phosphide (GaAsP) Aluminium gallium indium phosphide (AlGaInP) Gallium(III) phosphide (GaP)
Green	$500 < \lambda < 570$	$1.9 < \Delta V < 4.0$	Indium gallium nitride (InGaN) / Gallium(III) nitride (GaN) Gallium(III) phosphide (GaP) Aluminium gallium indium phosphide (AlGaInP) Aluminium gallium phosphide (AlGaP)
Blue	$450 < \lambda < 500$	$2.48 < \Delta V < 3.7$	Zinc selenide (ZnSe) Indium gallium nitride (InGaN) Silicon carbide (SiC) as substrate Silicon (Si) as substrate — ( under development)
Violet	$400 < \lambda < 450$	$2.76 < \Delta V < 4.0$	Indium gallium nitride (InGaN)
Purple	multiple types	$2.48 < \Delta V < 3.7$	Dual blue/red LEDs, blue with red phosphor, or white with purple plastic
Ultraviolet	$\lambda < 400$	$3.1 < \Delta V < 4.4$	Diamond (235 nm) Boron nitride (215 nm) Aluminium nitride (AlN) (210 nm) Aluminium gallium nitride (AlGaN) Aluminium gallium indium nitride (AlGaInN) — (down to 210 nm)
White	Broad spectrum	$\Delta V = 3.5$	Blue/UV diode with yellow phosphor

Figura 1.14: Cadute di tensione e materiali usati nei LED in base alla luce emessa

Un passo importante nella storia e nella tecnologia dei LED è stato fatto quando furono inventati i LED che emettevano luce BLU attraverso la combinazione di Indio Gallio e Azoto (InGaN) . Tale scoperta aprì la strada per la produzione dei LED a luce bianca. Per quanto riguarda la tecnologia impiegata, due sono le tecniche principali: i LED RGB e la conversione tramite fosfori.



### 1.5.1 Tecnica RGB

La luce Bianca può essere prodotta mixando differenti tipi di luce colorata, il metodo più comune è usare rosso verde e blu (RGB). Di conseguenza il metodo viene chiamato LED a multi colore (o spesso RGB LED). Siccome questo metodo è complesso dal punto di vista del controllo elettro-ottico del mix e della diffusione dei diversi colori, tale approccio è poco usato per produrre la luce bianca. Tuttavia questo approccio è particolarmente interessante in molte applicazioni per la sua flessibilità di miscelare i diversi colori e, in particolar modo, per avere un'alta efficienza di emissione della luce bianca. Il problema fondamentale è però legato alle diverse cinetiche di degrado dei tre LED (soprattutto dall'innalzamento della temperatura), che portano a variazioni anche evidenti dello spettro in uscita. Questi LED sono attualmente utilizzati nella retroilluminazione di display LCD.

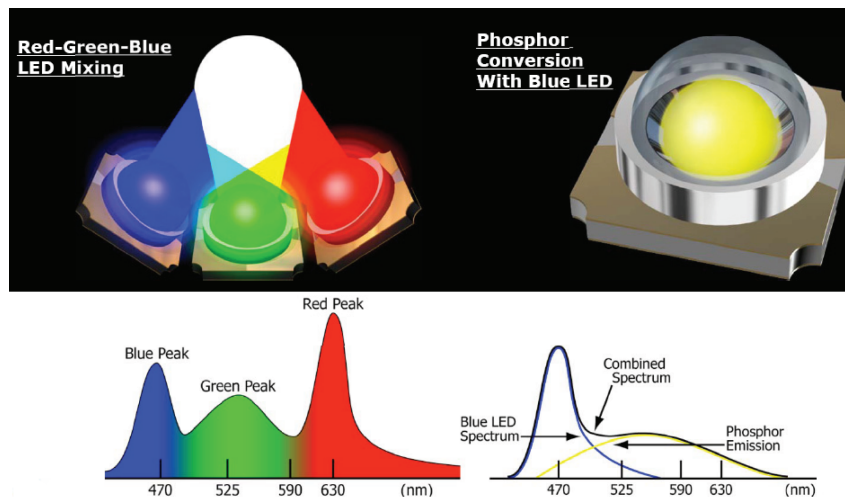


Figura 1.15: LED RGB (a sinistra) e LED ai fosfori (a destra, in questa immagine fosfori dicromatici)

### 1.5.2 Tecnica ai fosfori

Questo metodo copre con uno strato un led di un solo colore (spesso un LED blu fatto di InGaN) con un fosforo di un altro colore per produrre luce bianca. Una parte della luce blu subisce lo *Stokes shift*, cioè trasformando delle lunghezze d'onda della luce da corte a lunghe (quindi dal blu verso la parte rossa). I LED basati sui fosfori hanno una bassa efficienza rispetto ai normali led dovuto al calore perso dall'effetto *Stokes shift* e sono soggetti al degrado dei fosfori stessi che lo ricoprono. Tuttavia, il metodo dei fosfori resta la tecnica più diffusa per produrre LED bianchi ad alta intensità luminosa soprattutto perché più semplici da produrre rispetto al sistema a LED RGB.

La grande barriera dell'alta efficienza è l'apparente inevitabilità della perdita di energia per effetto *Stokes shift*<sup>1</sup>.

Tale problema può essere attenuato ottimizzando il package desin al fosforo usato, così da aumentare l'omogenità della luce emessa (evitando eventuali effetti Halo). Questa tecnica di copertura può essere fatta con fosfori dicromatici o policromatici.

### LED ai fosfori dicromatici

I LED ai fosfori dicromatici sono ad oggi la soluzione più utilizzata. Consiste in un LED GaN blu immerso in una resina epossidica contenente fosfori, generalmente YAG (Yttrium Aluminium Garnets) drogato con cerio. I fosfori operano una conversione verso lunghezze d'onda minori, creando un colore complementare al blu, mentre la riga nel blu rimane invariata. Le due componenti si sommano e vanno a formare una luce bianca di buona qualità. Ci sono però due grossi problemi, lo scarso assorbimento del blu da parte dei fosfori e l'*effetto Halo*: quest'ultimo si manifesta con un'emissione multicolore laterale dovuta al fatto che il LED produce una luce direzionale mentre i fosfori operano una conversione in un angolo solido di  $2\pi$  sterad (un effetto alone di luce).

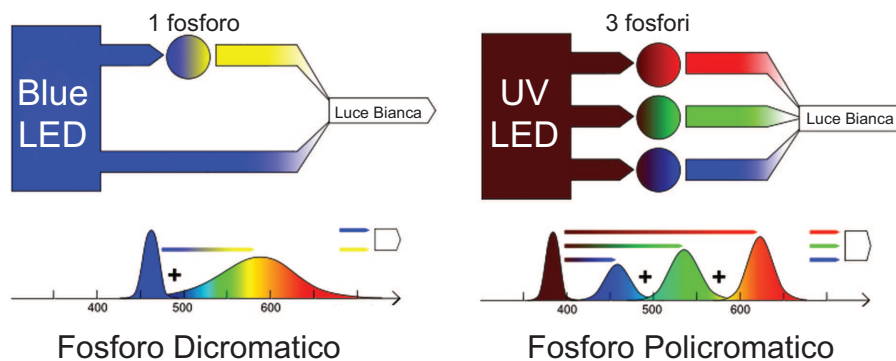


Figura 1.16: LED a fosfori dicromatici (a sinistra) e policromatici (a destra)

<sup>1</sup>Lo spostamento di Stokes o *Stokes shift* è la differenza (in unità di lunghezza d'onda o frequenza) tra le posizioni dei massimi degli spettri di assorbimento e di emissione della stessa transizione elettronica. Prende il nome dal fisico irlandese George G. Stokes. Quando un sistema (sia esso una molecola o atomo) assorbe un fotone, guadagna energia ed entra in uno stato eccitato. Un modo per il sistema di rilassarsi è quello di emettere un fotone, perdendo così la sua energia (un altro metodo sarebbe la perdita di energia termica). Quando il fotone emesso ha meno energia di quella del fotone assorbito, questa differenza di energia è lo spostamento di Stokes, la radiazione emessa è detta radiazione Stokes. Se il fotone emesso ha più energia, la differenza di energia è chiamata spostamento anti-Stokes; questa energia in più viene dalla dissipazione dei fononi termici nel reticolo di un cristallo, e comporta il raffreddamento del cristallo durante il processo.

### LED ai fosfori policromatici

In questo caso il chip è un LED ultravioletto mentre i fosfori sono una combinazione di rosso, verde e blu, che permettono di avere un output simile a quello dei LED RGB. Questi LED hanno un CRI paragonabile a quello di una lampada a fluorescenza, ma anche qui c'è il problema di un abbassamento dell'efficienza radiativa causata dallo *Stokes shift* dei fosfori. Inoltre i fosfori rossi tendono ad assorbire molto più degli altri e quindi ad abbassare l'efficienza del LED.

## 1.6 Power LEDs

I LED ad alta Potenza (**High Power LEDs - HPLEDs**) sono quei LED guidati da un corrente che va dai centinaia mA fino a più di qualche Ampere, in confronto alle decine di mA delle altre tipologie di LED. Tali LED arrivano a produrre un flusso luminoso pari a migliaia di *lumen* ma, allo stesso tempo, hanno bisogno di far dissipare di calore per smaltire la potenza dissipata per effetto termico.

Per illuminare in maniera soddisfacente una stanza, o meglio ancora all'aperto, c'è bisogno di un flusso luminoso di almeno *1000 lumen* e i HPLED sono in grado di arrivare ad emettere tale flusso luminoso. Oltre a ciò sono in grado di avere una buona efficienza luminosa (*lm/W*), temperatura di colore e CRI confrontabile con altre tecnologie d'illuminazione (Figura 1.17). Tutte queste caratteristiche contribuiscono a renderli dei buoni illuminatori avendo in più le caratteristiche di avere piccole dimensioni, alto tasso di efficienza luminosa e soprattutto tempo di vita molto lungo.

	Incandescent	Halogen	Fluorescent	Metal Halide	White LED
					
Efficacy (lm/W)	7 - 20	15 - 20	50 - 100	80 - 110	70 - 110
Life time (hrs)	750 - 2,000	2,000 - 4,000	9,000 - 20,000	5,000 - 20,000	50,000+
CCT (K)	2,500 - 3,000	2,800 - 3,150	2,700 - 7,500	4,000	2,700 - 10,000
CRI	≥ 95	100	70 - 85	70	70 - 85

Figura 1.17: Confronto in efficienza luminosa, tempo di vita, temperatura di colore e CRI tra i led e le principali tecnologie per l'illuminazione

Ciò che caratterizza il tempo di vita dei LED, quindi anche dei HPLED, non sono le loro rotture brusche con l'interruzione del funzionamento come accade con le normali lampade in commercio, ma il lento degrado del flusso luminoso emesso e dello spettro di luce emessa. L'alta temperatura e la difficoltà di espellere il calore in prossimità del *die* danno luogo al degrado dei fosfori dicromatici o policromatici nei LED bianchi a copertura a fosfori e anche del *package* che lo contiene.

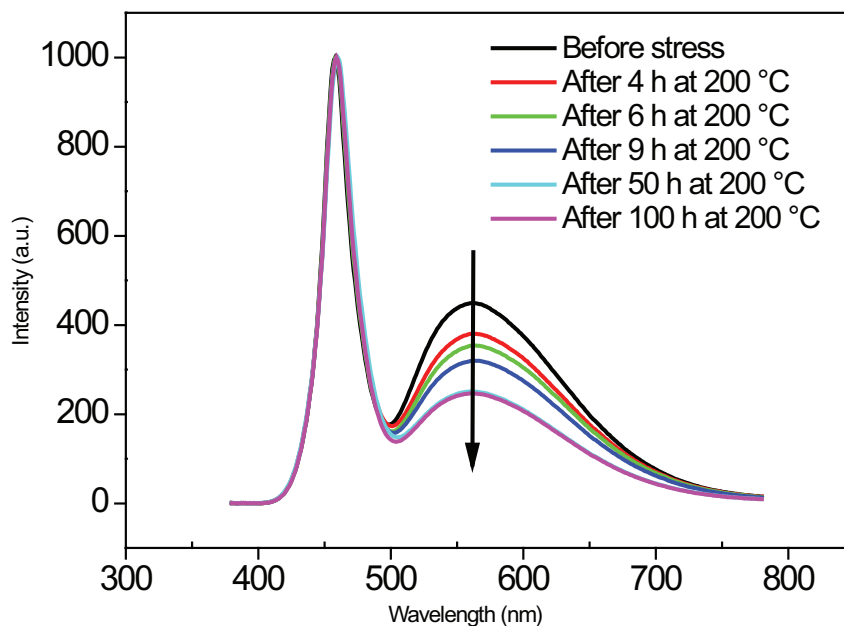


Figura 1.18: Degrado dello spettro luminoso emesso da un LED bianco a fosfori

La continua evoluzione dei HPLED li rendono sempre più versatili e pronti a sostituire le fonti luminose domestiche di media potenza (limitati dalla dissipazione di calore). I limiti attuali restano il costo di ogni singolo LED per Watt consumato e dell'alimentazione che deve essere in DC (o DC pulsata).

Riguardo l'alimentazione, il problema di alimentare una lampada a LED in DC lo si ha solo per utilizzi domestici o industriali, per utilizzo automobilistico o per altra elettronica dove il funzionamento è già in DC il problema non sussiste. Viene in aiuto la realizzazione di nuovi prodotti come specifici HPLED funzionanti in AC presentati dalla *Seoul Semiconductor* con il nome di *Acriche*. Tale prodotto può essere connesso direttamente ai 110V o ai 220V AC senza uso di circuiti convertitori AC/DC. L'azienda ha usato un approccio chip-level che consente alle differenti regioni del chip di accendersi e spegnersi quando la corrente cambia direzione. In altre parole, per ogni mezzo ciclo una parte del chip si accende mentre l'altra parte rimane spenta, e così viceversa per l'altro mezzo ciclo. *Seoul Semiconductor* dice che la tecnologia di *Acriche* confrontata alle altre tecnologie di illuminazione risulta favorevole e il suo piano è di aumentare l'efficienza dall'attuale 40 lm/W ai 80 lm/W fino a 120 lm/W.

## 1.7 Confronto tra le varie tecnologie d'illuminazione

Per determinare la vera efficienza luminosa di una fonte luminosa non è corretto considerare solo l'effettiva efficienza luminosa della fonte (lm/W), ma anche l'eventuale efficienza di conversione della tensione da AC in DC di un *ballast* e dell'efficienza di riflessione ottica e dello smaltimento del calore della lampada su cui è montata la fonte luminosa. Nella Figura 1.19 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).

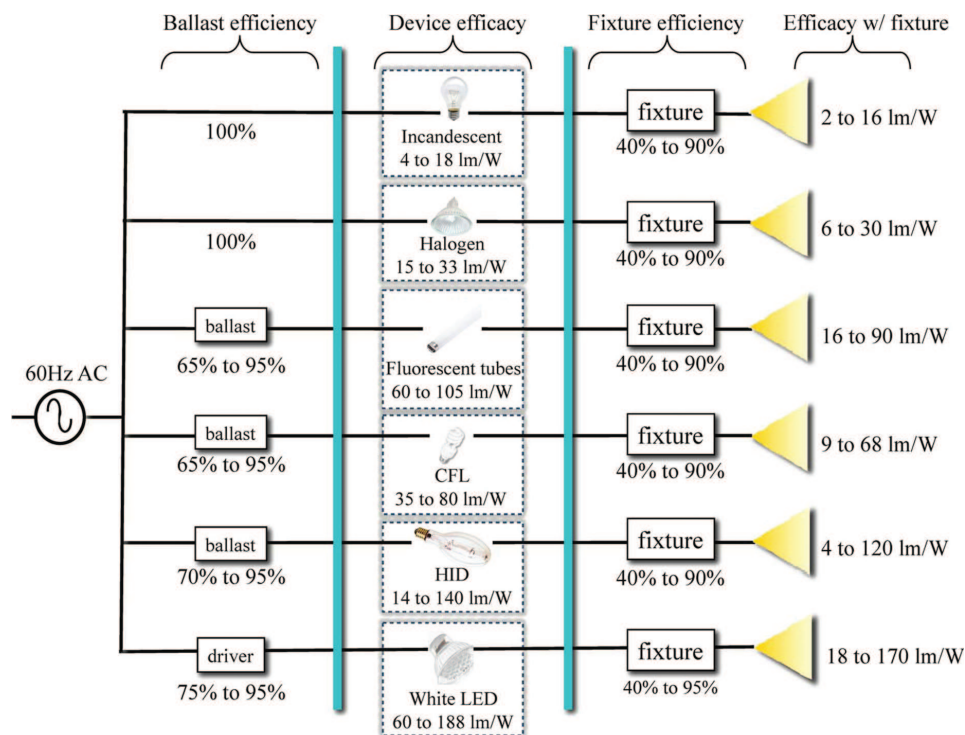


Figura 1.19: Confronto dell'effettiva efficienza luminosa da alimentazione in AC

La tecnologia a LED risulta ancora molto efficiente in termini luminosi anche con alimentazione in AC, ma allo stesso tempo anche più costosa in quanto:

- l'alimentazione deve essere convertita in DC e un normale *ballast* non è soddisfacente per alimentarlo. Infatti si fa uso di circuiti opportuni chiamati *led driver* i quali ottimizzano l'efficienza di conversione da AC in DC a scapito di un maggior costo e di una maggiore elettronica.
- la lampada che lo accoglie deve contenere anche un opportuno dissipatore di calore per far sì che il calore all'interno del *die* venga smaltito.

Di conseguenza il costo di una lampada a LED sarà maggiore di una lampada ad incandescenza o a fluorescenza anche se l'efficienza luminosa è più alta e il consumo energetico molto basso.

### 1.7.1 Confronto Energetico

Di seguito viene riportata una tabella riassuntiva (Figura 1.20) di tutte le caratteristiche elettriche ed illuminotecniche delle lampade solitamente utilizzate nell'uso domestico (lampade a bulbo). Le lampade prese in considerazione sono tali da essere messe in paragone, ovvero presentano più o meno lo stesso stesso flusso luminoso.

Tipo	Potenza [W]	Tensione [V]	Flusso Luminoso [lm]	Durata di Vita [h]	CRI	CCT [K]	Efficienza Luminosa [lm/W]
Incandescenza	40	230	420	1500	100	2800	11
Alogena	28	230	345	2000	100	2800	12
Fluorescente Compatta	10	230	550	15000	85	2500	55
LED	7	12-230	450	30000	75-80	Cold White 6000 Warm White 3000	64

Figura 1.20: Tutti i dati sono presi dal catalogo Osram 2010.

Bisogna fare delle particolari considerazioni sulle lampade fluorescenti:

- la durata di vita è calcolata fino alla rottura, ma il flusso luminoso si riduce notevolmente con il passare delle ore:
- vita media al 50% del flusso luminoso: 12000 h
- flusso luminoso dopo 2000 h: 85%
- flusso luminoso dopo 5000 h: 80%

Dalla tabella si possono fare le seguenti considerazioni:

1. Le lampade a LED risultano avere una minor potenza nominale e quindi un risparmio in termini di assorbimento di energia;
2. La durata di vita delle lampade presentano un grande salto di durata se si paragona incandescenza ed alogene a quelle fluorescenti e LED;

3. Nonostante il flusso luminoso maggiore risulti essere quello delle lampade fluorescenti compatte, le lampade a LED risultano avere la maggior efficienza luminosa.
4. L'accensione dei LED è immediata come quella delle lampade ad incandescenza ed alogene, mentre per le lampade fluorescenti bisogna attendere qualche minuto per avere il 100% del flusso luminoso.

### 1.7.2 Confronto Economico

Viene riportata ora una tabella relativa ai costi in termini economici delle stesse lampade a bulbo considerate nella Figura 1.20.

Tipo	Potenza [W]	Flusso Luminoso [lm]	Efficienza Luminosa [lm/W]	Durata di Vita [h]	Costo Lampada [€]	Costo per Watt [€/W]	Costo per lumen [€/lm]	Costo per vita utile [€/anno]
Incandescenza	40	420	11	1500	1	0,025	0,002	5,84
Alogena	28	345	12	2000	4	0,143	0,012	17,52
Fluorescente Compatta	10	550	55	15000	3	0,300	0,005	1,75
LED	7	450	64	30000	22	3,143	0,049	6,42

Figura 1.21: Confronto costi in riferimento alle lampade in Figura 1.20

Si può notare come le lampade a LED rimangano ancora costose al momento dell'acquisto. Il risparmio nella tecnologia LED avviene al momento del consumo energetico (con un risparmio di più di 1/6 rispetto le normali lampade ad incandescenza).

Un altro fattore competitivo in termini economici è la durata, quindi un numero minore di volte nella sostituzione della lampada, parametro molto utile ove la sostituzione è difficoltosa e richieda personale qualificato (illuminazione pubblica).

Si può concludere che le lampade a LED rimangono ancora un sostituto difficile nell'uso domestico in quanto ancora troppo costoso rispetto alle ormai comuni lampade a fluorescenza, senza un significativo risparmio in termini di consumi rispetto a quest'ultime, ma si candida tra i primi posti per l'illuminazione pubblica.





## Capitolo 2

# LED driving

In questo capitolo vengono presentate le differenti possibilità di *driving* applicabili ai LED; in particolare il pilotaggio in DC o attraverso *DC/DC converter* con o senza modulazione PWM.

Tali conoscenze sulle diverse sono frutto dello *stage* fatto presso i laboratori di *Infineon Technologies Italia S.r.l.* di Padova. Ecco perchè in questo capitolo si faranno diretti riferimenti a dei prodotti conosciuti attraverso questa esperienza in *Infineon*.

### 2.1 Led Driving con regolatore lineare

Quando si dispone di una fonte in tensione continua, stabile con il variare del tempo e regolata in tensione (come un generatore di tensione continua o una batteria opportunamente dedicata), la soluzione del driving con regolatore lineare risulta la più semplice e la più economica in termini costruttivi.

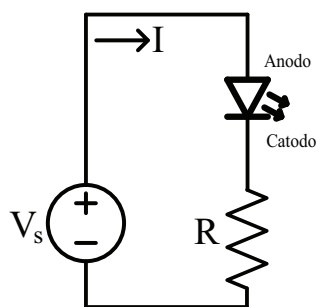


Figura 2.1: Circuito elementare in DC con LED

Nel caso in cui si avesse un semplice circuito (o riconducibile a tale) come mostrato in Figura 2.1, dove la tensione  $V_s$  risulta stabile e costante nel tempo, c'è la

possibilità di porre un resistore in serie al LED con valore pari a (attraverso la regola del *partitore di tensione*):

$$R = \frac{V_s - V_d}{I_d} \quad (2.1)$$

dove si ha:

- $V_s$  è la tensione di alimentazione del circuito e principalmente del LED
- $V_d$  è la caduta di tensione del LED quando assorbe una certa corrente  $I_d$ . Tali valori si ricavano dalla caratteristica I-V (Formula 1.1) o dal datasheet del LED (soprattutto per ciò che riguarda il valore ottimale di  $I_d$  per ottenere la maggiore efficienza del LED).

Per esempio, se si avesse un LED bianco di potenza con una caduta di tensione  $V_d = 3.5V$  mentre assorbe  $I_d = 200mA$  (corrente di massima efficienza tra luce emessa e calore dissipato), con un generatore DC che eroga  $V_s = 12V$  si avrebbe:  $R = \frac{12-3.5}{0.2} = 42.5\Omega$ .

Con tale configurazione si ha però una dissipazione di potenza sulla resistenza pari a  $P_R = RI_d^2$ . Con l'esempio precedente risulterebbe  $P_R = 1.7W$  dissipata per mezzo della resistenza in calore mentre  $P_d = 0.7W$  dissipati dal LED per produrre luce (e un po' di calore).

Nei casi in cui si avesse una fonte in tensione vicina ai valori ottimali di polarizzazione del LED ( $V_d \approx V_s$ ), oppure vengono messi in serie 2 o più LED tale che la somma delle loro cadute di tensione sia circa pari a  $V_s$  ( $\sum V_d \approx V_s$ ), in tal casi la resistenza può essere omessa.

Tale soluzione viene usata spesso per gestire basse potenze in applicazioni economiche come pile portatili a LED o con lo scopo di indicatori quando si dispone di una tensione di alimentazione generale per tutto il circuito. Tutto ciò a scapito di potenza dissipata per nulla trascurabile (nell'esempio precedente più del 70%) che in applicazioni dove la potenza disponibile è limitata (come batterie) oppure dove deve essere garantito un certo risparmio energetico tale soluzione risulta alquanto inappropriata.

In sintesi, i problemi che presenta tale soluzione sono i seguenti:

- non consente una regolazione efficiente della tensione; infatti, anche se la regolazione è possibile con l'uso di un reostato (al posto di un resistore di valore fisso), questo richiede che una parte della potenza sia dissipata dal reostato stesso;
- richiede comunque la conoscenza della resistenza del carico;
- offre poca efficienza, il che porta anche a un eccesso della dissipazione del calore;

- essendo un circuito lineare risulta impossibile generare tensioni più alte di quella della batteria (teorema di non amplificazione di tensione);
- tensioni negative possono essere generate solo se la massa è un nodo interno nella rete dei resistori.

## 2.2 LED driving con DC/DC converter

Un convertitore DC/DC è un circuito che converte una sorgente di corrente continua da una tensione a un'altra, usando il metodo di conversione a switch.

Questi circuiti tipicamente compiono la conversione applicando tensione continua DC su un induttore per un periodo di tempo (di solito in un range di frequenza da 100 kHz a 5 MHz) nel quale scorre una corrente elettrica così da immagazzinare energia magnetica, quando viene tolta la tensione si trasferisce l'energia immagazzinata come tensione d'uscita del convertitore in maniera controllata. Agendo sul rapporto di *on/off time*, detto anche *duty cycle*, la tensione d'uscita rimane regolata anche se la corrente d'uscita cambia. Questo metodo di conversione è molto efficiente (compreso tra 80% e il 95%) a differenza del metodo lineare che dissipa potenza. Grazie all'elevata efficienza si aumenta la durata delle batterie dei dispositivi portatili. Uno svantaggio dei convertitori a commutazione è il rumore elettrico generato alle alte frequenze che comunque può essere limitato con appositi filtri.

Schemi solitamente usati di questi DC/DC converter son lo schema a Buck (abbassatore di tensione), Boost (innalzatore di tensione), Buck-Boost, Ćuk e SEPIC (innalzatore e abbassatore di tensione).

### 2.2.1 Convertitore Buck (o Step-Down)

Un convertitore buck è un convertitore DC-DC riduttore (convertitore step-down). Fa parte della categoria dei convertitori switching a tensione impressa. Il circuito è costituito da due interruttori (un transistor e un diodo), un induttore e un condensatore.

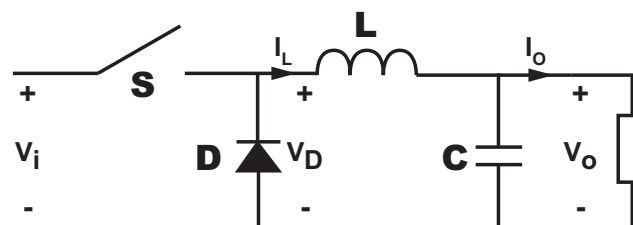


Figura 2.2: Schema di principio del convertitore Buck

Il funzionamento del convertitore buck è semplice: tramite l'interruttore si connette l'induttore alla fonte di energia che così si carica di energia magnetica; scollegandolo esso si scarica sul carico.

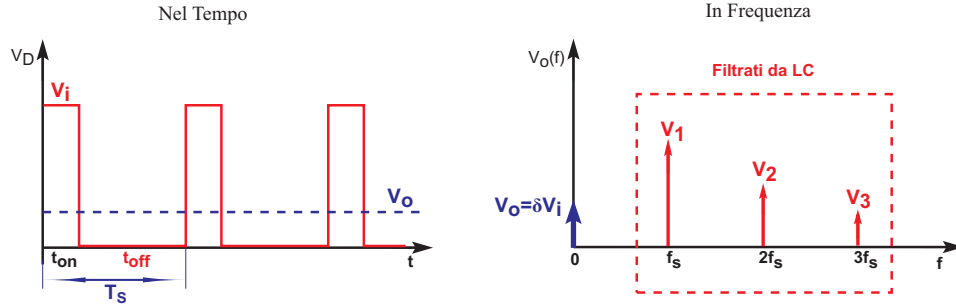


Figura 2.3: Andamento della tensione  $V_D$  ai capi del diodo D e relativo spettro

In linea di principio si può osservare che attivando e disattivando l'interruttore S con una certa frequenza  $f_S$  e un certo *duty-cycle*  $\delta$ , si ottiene una tensione pulsata sul diodo D con una forma di onda quadra. Tale tensione poi viene filtrata da L e da C che assieme formano un filtro di secondo ordine con frequenza di taglio pari a  $f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$ .

Lo scopo del filtro di uscita (vedi Figura 2.3) è quindi quello di eliminare le componenti armoniche presenti nella tensione  $u_D$  in modo che la tensione di uscita  $u_o$  sia praticamente costante e coincidente con la componente media  $V_D$  di  $v_D$ , che è data dalla seguente espressione:

$$v_o \approx V_o = V_D = \frac{1}{T_S} \int_0^{T_S} v_o(t) dt = \frac{1}{T_S} \int_0^{t_{on}} V_i dt = \frac{t_{on}}{T_S} V_i = \delta V_i \quad (2.2)$$

dove indichiamo con  $\delta$  la durata relativa del tempo di accensione dell'interruttore S, parametro che viene chiamato *duty-cycle*. Le armoniche della tensione  $u_D$  sono date dalla seguente espressione:

$$V_n = \frac{2V_i}{n\pi} \sin(n\pi\delta) \quad \text{con } n = 1, 2, 3, \dots \quad (2.3)$$

Per garantire una buona riduzione delle componenti armoniche della tensione  $V_D$ , viene solitamente scelta una frequenza di taglio pari ad almeno un decimo della frequenza di commutazione  $f_S$ .

### Modo di funzionamento continuo (CCM)

Un convertitore buck funziona in modo continuo (CCM) se la corrente che circola nell'induttore ( $I_L$ ) non va mai a zero durante il ciclo di commutazione. In Figura 2.4 sono riportate le forme d'onda nel tempo:

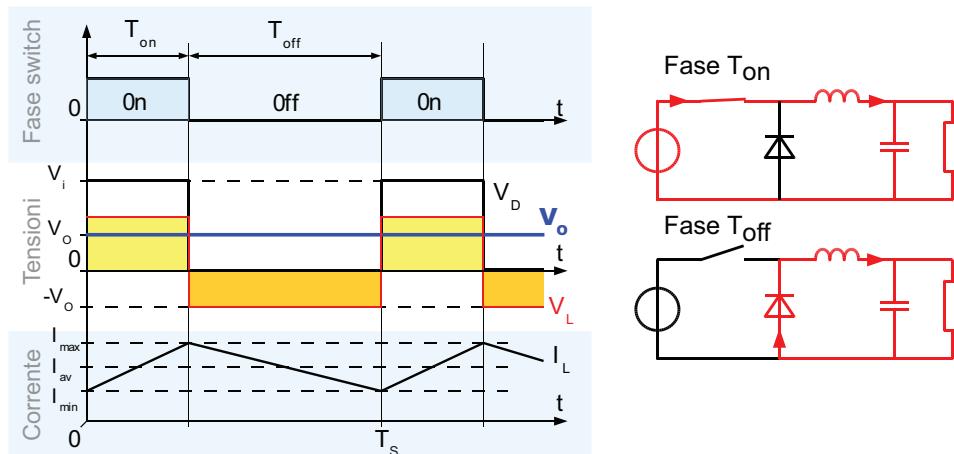


Figura 2.4: Forme d'onda di corrente e tensione in funzione del tempo, in un convertitore buck ideale, in funzionamento continuo e le due configurazioni del convertitore Buck: *stato on*, quando l'interruttore è chiuso, e *stato off*, quando l'interruttore è aperto.

- Quando l'interruttore è chiuso (fase on, Figura 2.4 a destra-sopra), la tensione sull'induttore è  $V_L = V_i - V_o$ . La corrente che circola attraverso l'induttore cresce linearmente. Il diodo è inversamente polarizzato e non vi è circolazione di corrente in esso;
- Quando l'interruttore è aperto (fase off, Figura 2.4 a destra-sotto), il diodo è polarizzato direttamente. La tensione sull'induttore è  $V_L = -V_o$  (trascurando la caduta sul diodo: caso ideale) e la corrente  $I_L$  cala.

Come mostrato sempre in Figura 2.4, si può notare come la corrente media  $I_L$  corrisponda alla corrente assorbita dal carico  $I_o$ , infatti l'oscillazione di corrente ( $\Delta I_L = I_{max} - I_{min}$ ) viene assorbita quasi interamente dalla capacità C.

L'energia immagazzinata nell'induttore è

$$E = \frac{1}{2} L \cdot I_L^2 \quad (2.4)$$

Quindi l'energia immagazzinata nell'induttore L cresce durante la fase "on" e cala durante la fase "off". In pratica L è usata per trasferire l'energia dall'ingresso all'uscita del convertitore.

Il valore della corrente  $I_L$  è dato da:

$$V_L = L \frac{dI_L}{dt} \quad (2.5)$$

Con  $V_L$  uguale a  $V_i - V_o$  durante la fase “on” e uguale a  $-V_o$  durante la fase “off”. Quindi l’incremento della corrente nella fase “on” è dato da:

$$\Delta I_{L_{on}} = \int_{I_{min}}^{I_{max}} dI_L = \int_0^{t_{on}} \frac{V_L}{L} dt = \frac{(V_i - V_o) \cdot t_{on}}{L} \quad (2.6)$$

conseguentemente il calo della corrente nella fase “off” è dato da:

$$\Delta I_{L_{off}} = \int_{I_{min}}^{I_{max}} dI_L = \int_0^{t_{off}} \frac{V_L}{L} dt = -\frac{V_o \cdot t_{off}}{L} \quad (2.7)$$

Se assumiamo che il convertitore lavora in regime stazionario, l’energia immagazzinata in ciascun componente alla fine del ciclo di commutazione è uguale a quella di inizio ciclo. Questo significa che il valore della corrente  $I_L$  è lo stesso a  $t = 0$  e a  $t = T_S$  (vedi Figura 2.4).

Quindi,  $\Delta I_{L_{on}} + \Delta I_{L_{off}} = 0$ . Così possiamo scrivere, dalle precedenti equazioni:

$$\frac{(V_i - V_o) \cdot t_{on}}{L} - \frac{V_o \cdot t_{off}}{L} = 0 \quad (2.8)$$

Vale la pena di notare che le suddette integrazioni possono essere fatte graficamente: nella Figura 2.4,  $\Delta I_{L_{on}}$  è proporzionale alla superficie dell’area gialla, e  $\Delta I_{L_{off}}$  alla superficie dell’area arancione, dato che queste superfici sono definite dalla curva (rossa) della tensione sull’induttore. Dal momento che queste aree sono dei semplici rettangoli, le loro superfici si possono trovare facilmente:  $t_{on} \times (V_i - V_o)$  per ogni rettangolo giallo e  $-t_{off} \times V_o$  per quelli arancione. Per il funzionamento in modo continuo, la somma di entrambe le superfici deve essere zero.

Dall’equazione 2.8 ne deriva che

$$V_o = \frac{t_{on}}{T_S} V_i = \delta \cdot V_i \quad (2.9)$$

Da questa equazione, si può osservare che la tensione di uscita del convertitore varia linearmente con il *duty cycle* per una data tensione di ingresso. Dato che il *duty cycle*  $\delta$  è uguale al rapporto tra  $t_{on}$  ed il periodo  $T_S$ , esso non può essere maggiore di 1. Perciò,  $V_o \leq V_i$ . Questa è la ragione per cui questo convertitore viene chiamato anche convertitore *step-down* (trad. gradino in basso).

Si noti ancora che sempre dall’equazione 2.9 non rientra in nessun modo la dipendenza dalla corrente di carico  $I_o$ . Questa caratteristica è tipica del funzionamento in CCM, ma non sempre è realizzabile, basti pensare ad un semplice distacco del carico.

### Modo di funzionamento discontinuo (DCM)

Si definisce funzionamento discontinuo quando la corrente nell’induttanza  $L$  arriva ad annullarsi all’interno del periodo  $T_S$ . Ciò accade quando la quantità di energia richiesta dal carico è abbastanza piccola da essere trasferita in un tempo minore dell’intero periodo di commutazione. L’unica differenza col principio sopra

descritto (CCM) è che l'induttore viene completamente scaricato alla fine del ciclo di commutazione (Figura 2.5).

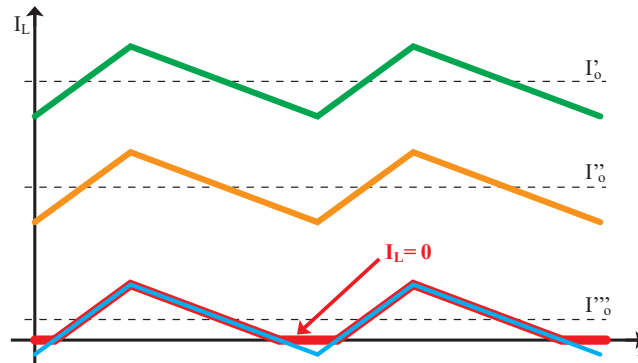


Figura 2.5: Andamento della corrente  $i_L$  in corrispondenza di tre diversi valori della corrente di carico  $I_o''' < I_o'' < I_o'$

La presenza del diodo D impedisce che, durante il l'intervallo  $t_{off}$ , la corrente  $i_L$  diventi negativa. La corrente di uscita corrispondente alla situazione limite tra il funzionamento continuo e discontinuo è dalla dalla seguente espressione:

$$I_{olim} = \frac{\Delta I_L}{2} \quad (2.10)$$

Per correnti inferiori a  $I_{olim}$ , la corrente  $i_L$  si annulla prima del termine dell'intervallo  $t_{off}$  e rimane a zero (diodo D interdetto) fino al successivo ciclo di commutazione. Questa situazione modifica sostanzialmente le relazioni trovate in funzionamento continuo e necessita di una ulteriore analisi.

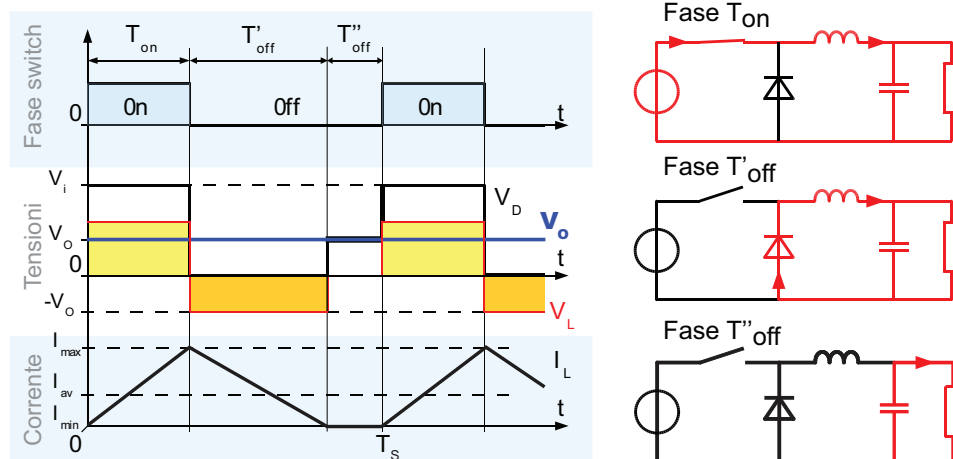


Figura 2.6: Forme d'onda di corrente e tensione in funzione del tempo, in un convertitore buck ideale, in funzionamento discontinuo.

- Quando l'interruttore è chiuso (fase on, Figura 2.6 a destra-sopra), la tensione sull'induttore è  $V_L = V_i - V_o$ . La corrente che circola attraverso l'induttore cresce linearmente. Il diodo è inversamente polarizzato e non vi è circolazione di corrente in esso;
- Quando l'interruttore è aperto (fase off', Figura 2.6 a destra-centro), il diodo è polarizzato direttamente. La tensione sull'induttore è  $V_L = -V_o$  (trascurando la caduta sul diodo: caso ideale) e la corrente  $I_L$  cala.
- Quando l'interruttore è aperto e la corrente nell'induttore arriva ad annullarsi (fase off", Figura 2.6 a destra-sotto), il carico viene alimentato dal solo condensatore posto in uscita. La tensione sull'induttore è nulla come pure la corrente.

Con  $V_L$  uguale a  $V_i - V_o$  durante la fase "on" e uguale a  $-V_o$  durante la fase "off". Quindi l'incremento della corrente nella fase "on" è dato da:

$$\Delta I_{L_{on}} = \frac{(V_i - V_o) \cdot t_{on}}{L} \quad (2.11)$$

calcolando anche  $I_{max}$  in questa fase:

$$I_{max} = \frac{V_i - V_o}{L} t_{on} \quad (2.12)$$

conseguentemente il calo della corrente nella fase "off" è dato da:

$$\Delta I_{L_{off'}} = -\frac{V_o \cdot t'_{off}}{L} \quad (2.13)$$

Quindi ne risulta:

$$\frac{(V_i - V_o) \cdot t_{on}}{L} = \frac{V_o \cdot t'_{off}}{L} \quad (2.14)$$

Questa equazione, da sola, non permette di calcolare il rapporto di conversione per la presenza della ulteriore incognita rappresentata dall'intervallo  $t'_{off}$ . Utilizzando quindi la relazione  $I_L = I_o$  derivante dalla condizione di regime (corrente media nulla nel condensatore di uscita):

$$I_o = I_L = I_{max} \frac{t_{on} + t'_{off}}{2 \cdot T_S} \quad (2.15)$$

Mettendo assieme, di conseguenza, le equazioni 2.12, 2.14 e 2.15 si ottiene la relazione ingresso-uscita del funzionamento in DCM:

$$M_{DCM} = \frac{V_o}{V_i} = \frac{\delta^2}{\delta^2 + \frac{2f_S L I_o}{V_i}} = \frac{\delta^2}{\delta^2 + I_{oN}} \quad (2.16)$$



dove  $I_{oN}$  è la corrente di carico normalizzata ed è data da:

$$I_{oN} = \frac{I_o}{I_N} = I_o \cdot \frac{2f_S L}{V_i} \quad (2.17)$$

Si può notare che la tensione di uscita di un convertitore Buck operante in modalità discontinua è molto più complessa della sua controparte in modalità continua. Inoltre, la tensione di uscita ora è una funzione non solo della tensione di ingresso ( $V_i$ ) e del duty cycle  $\delta$ , ma anche del valore di induzione ( $L$ ), del periodo di commutazione ( $T_S$ ) e della corrente di uscita ( $I_o$ ).

### Controllo della Tensione di Uscita

Come visto precedentemente, le condizioni di funzionamento di un convertitore DC/DC e più dettagliatamente nel Buck dipendono da vari fattori e condizioni, tra cui la tensione di ingresso  $V_i$ , l'assorbimento del carico  $I_o$  che ne determina il funzionamento in CCM o DCM, il *duty-cycle*  $\delta$  e la tensione di uscita  $V_o$ , la prima ad esser il più costante possibile.

Per far sì che la tensione d'uscita sia pressochè costante, c'è bisogno di introdurre un controllo di retroazione in modo che il duty-cycle possa essere regolato in base ai cambiamenti di  $V_o$  e anche di  $I_o$ .

Come prima cosa c'è da introdurre il concetto di modulazione PWM.

La **modulazione di larghezza di impulso**, dall'inglese *pulse-width modulation* o *PWM*, è un tipo di modulazione analogica in cui l'informazione è codificata sotto forma di durata nel tempo di ciascun impulso di un segnale.

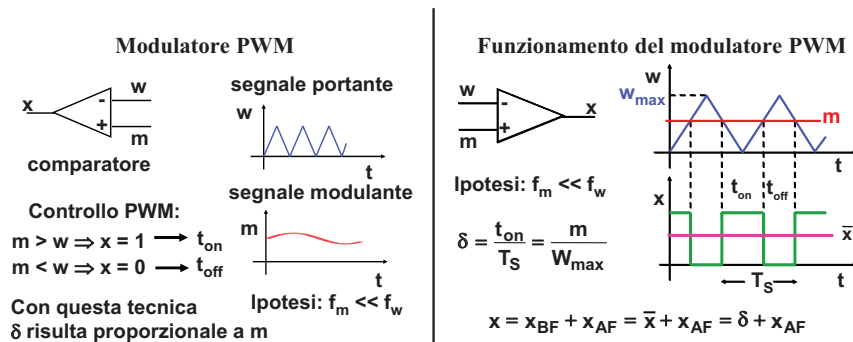


Figura 2.7: Realizzazione del modulatore PWM e suo principio di funzionamento.

Riferendosi alla Figura 2.7,  $x$  risulta già 'pronta' per essere introdotta direttamente nel driver dell'interruttore in quanto contiene già l'informazione in termini temporali, oltre che in termini di tensione media nel periodo ( $\bar{x}$ ). Altra osservazione determinate è che il periodo della portante  $W$  cioè  $T_W$  risulta anche essere il periodo di switching dell'interruttore  $S$  cioè  $T_S$ .

**Controllo diretto della tensione di uscita** Questa è la soluzione più semplice ed intuitiva. Semplicemente il segnale modulante  $m$  viene generato dalla retroazione di  $V_o$  al quale viene sottratto il valore di riferimento ( $V_o^*$ ) ed opportunamente adattato attraverso un amplificatore regolatore  $A_R$ .

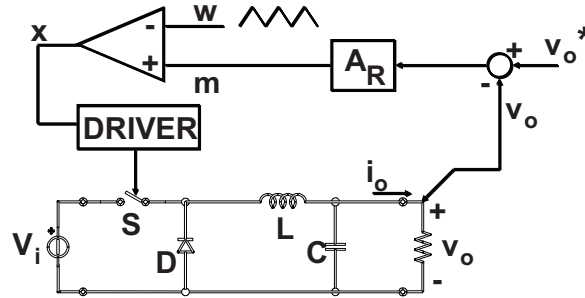


Figura 2.8: Anello di regolazione di tensione del convertitore Buck

Avendo come funzione di trasferimento quindi:

$$\frac{v_o(s)}{m(s)} = \frac{V_i}{W_{max}} \cdot \frac{1}{1 + s\frac{L}{R_o} + s^2LC} \quad (2.18)$$

Tale soluzione risulta semplice nella realizzazione, ma con qualche problema nel funzionamento in base al tipo di regolatore usato:

- Se usato in  $A_R$  un regolatore di tipo Proporzionale (P) trasformerebbe il convertitore in un oscillatore di potenza in quanto ne aumenterebbe l'instabilità.
- Se usato in  $A_R$  un regolatore di tipo Proporzionale-Integrale (PI) questo ne limita la banda passante del convertitore e quindi rendendolo lento alla risposta delle variazioni dell'uscita  $V_o$ .
- Se usato in  $A_R$  un regolatore di tipo Proporzionale-Integrale-Derivatore (PID) ne aumenta la banda passante del convertitore e quindi rendendo il sistema molto veloce alla risposta delle variazioni dell'uscita  $V_o$ , ma introducendo grandi picchi di corrente in  $L$ , tali da essere distruttivi per l'induttore stesso. Se questi picchi venissero limitati per evitare la distruzione di  $L$ , si tornerebbe comunque ad una velocità di risposta più lenta, uguale o peggiore alla soluzione con regolatore PI.

**Controllo di corrente di picco** Questo tipo di controllo risulta più efficiente di quello visto precedentemente, in quanto mantiene una velocità di risposta paragonabile al modello precedente con regolatore PID ma senza introdurre sovracorrenti distruttive.

Avendo come funzione di trasferimento quindi:

$$\frac{v_o(s)}{i_L(s)} = \frac{R_o}{1 + sR_oC} \quad (2.19)$$

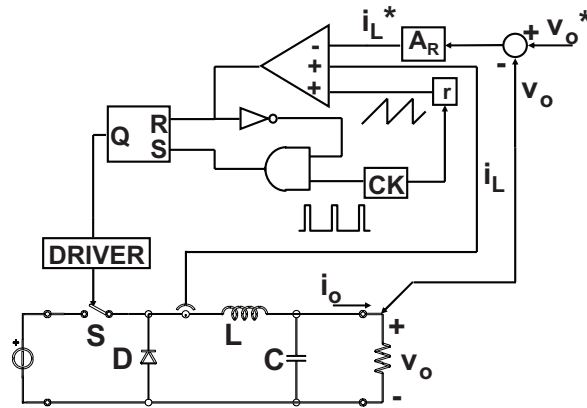


Figura 2.9: Schema di principio del controllo di corrente di picco.

e avendo come  $A_R$  un semplice regolatore PI tale da garantire stabilità dinamica e prontezza nella risposta.

Il problema di instabilità statica che si genererebbe viene risolto con una compensazione a rampa. Questa tecnica è molto usata in quanto semplice nella realizzazione e con risultati molto soddisfacenti nel controllo.

**Controllo di corrente media** Il controllo di corrente media è un classico controllo multianello in cui l'anello di corrente risulta interno all'anello di tensione.

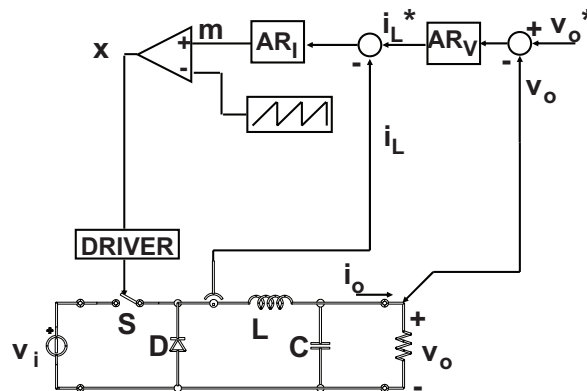


Figura 2.10: Schema del controllo di corrente media

Tale tipo di controllo risulta più preciso del controllo di corrente medio, ma più costoso in quanto deve avere ben 2 regolatori e una progettazione più fine.

### 2.2.2 Convertitore Boost (o Step-Up)

Un convertitore boost (o convertitore step-up) è un convertitore DC/DC con una tensione di uscita maggiore dell'ingresso. Usa gli stessi elementi del convertitore Buck: diodo D, interruttore S, induttore L e capacità C ma posti in una diversa configurazione.

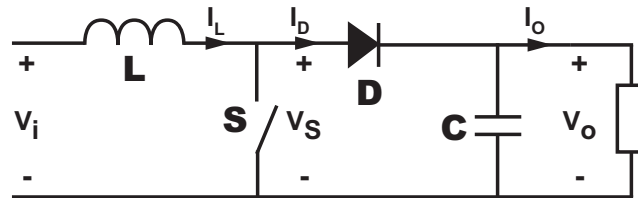


Figura 2.11: Schema di principio del convertitore Boost

Si può notare dalla Figura 2.11 la posizione del diodo D: esso funge da “senso unico” del flusso di energia. Infatti la carica che passa per esso non potrà più tornare indietro, così facendo la carica immagazzinata nel condensatore potrà solo aumentare facendone così aumentare anche la tensione ai suoi capi e quindi la tensione di uscita.

Al contrario del convertitore Buck dove la corrente di uscita  $I_o$  coincideva con la media della corrente nell'induttore ( $I_L$ ), nel convertitore Boost la corrente di uscita corrisponde con la corrente media nel diodo ( $I_D$ ). Fatto sta che a determinarne la condizione di funzionamento continua o discontinua resta sempre la corrente nell'induttore L e valgono le stesse condizioni determinate nel Buck:

- Se la corrente in L non si annulla mai allora il funzionamento è continuo;
- Se la corrente in L si annulla durante il ciclo di commutazione allora il funzionamento risulta discontinuo.

Il principio base di funzionamento di un convertitore boost consiste in due stati distinti:

- nello stato “on”, il commutatore S è chiuso, provocando un aumento di corrente nell'induttore e l'alimentazione del carico dal solo condensatore C;
- nello stato “off”, il commutatore è aperto e l'unico percorso offerto alla corrente dell'induttore è attraverso il diodo D, la capacità C e il carico. Ciò provoca il trasferimento dell'energia accumulata durante lo stato “on” nella capacità.

Seguiamo brevemente le analisi fatte anche per il convertitore Buck nei funzionamenti in continuo e in discontinuo.

**Modo Continuo (CCM)** Applicando lo stesso metodo di analisi usato per il Buck, otteniamo nel modo continuo:

$$\Delta I_{L_{On}} + \Delta I_{L_{Off}} = 0 \quad (2.20)$$

Sostituendo  $\Delta I_{L_{On}}$  e  $\Delta I_{L_{Off}}$  con le loro espressioni si ottiene:

$$\Delta I_{L_{On}} + \Delta I_{L_{Off}} = \frac{V_i \cdot \delta \cdot T_S}{L} + \frac{(V_i - V_o)(1 - \delta) T_S}{L} = 0 \quad (2.21)$$

Questo può essere scritto come:

$$M_{CCM} = \frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{1 - \delta} \quad (2.22)$$

Dall'espressione precedente si può vedere che la tensione di uscita è sempre maggiore di quella di ingresso (come il duty cycle va da 0 a 1), e che essa cresce con  $\delta$ , teoricamente all'infinito come  $\delta$  raggiunge il valore di 1. Questa è la ragione per la quale questo convertitore viene spesso chiamato convertitore *step-up* (trad. gradino in alto).

**Modo Discontinuo (DCM)** Anche in questo caso utilizziamo lo stesso metodo di analisi usato per il convertitore Buck. Otteniamo quindi:

- l'uguaglianza  $\Delta I_{L_{On}} = \Delta I_{L_{Off}'}$ :

$$V_i \cdot t_{on} = (V_o - V_i) \cdot t'_{off} \quad (2.23)$$

- la corrente massima di L:

$$I_{L_{Max}} = \frac{V_i}{L} \cdot t_{on} \quad (2.24)$$

- La corrente di carico  $I_o$  è uguale alla corrente media del diodo ( $I_D$ ). Come si può intuire, la corrente del diodo è uguale alla corrente nell'induttore durante lo stato *off'*. Perciò la corrente in uscita può essere scritta come:

$$I_o = \bar{I}_D = I_{L_{max}} \cdot \frac{t'_{off}}{2 \cdot T_S} \quad (2.25)$$

Ottenendo così la seguente equazione:

$$M_{DCM} = \frac{V_o}{V_i} = 1 + \frac{\delta^2}{I_{oN}} \quad (2.26)$$

dove  $I_{oN}$  corrisponde all'equazione 2.17 cioè  $I_{oN} = \frac{I_o}{I_N} = I_o \cdot \frac{2f_S L}{V_i}$ .

Confrontata con l'espressione della tensione di uscita per la modalità continua, questa espressione è molto più complicata. Inoltre, in modalità discontinua, la tensione di uscita non dipende solo dal duty cycle, ma anche dal valore dell'induttore, dalla tensione in ingresso e dalla corrente in uscita.

### 2.2.3 Convertitore Buck-Boost

Il convertitore buck-boost è una tipologia di convertitore DC/DC, che presenta una uscita continua di valore maggiore o minore del valore della tensione in ingresso. È un alimentatore che ha una topologia circuitale simile a quella del convertitore buck e del boost. Il livello dell'uscita può essere aggiustato agendo sul duty cycle del transistor che commuta. Uno dei possibili lati negativi di questo convertitore è il fatto che l'interruttore non abbia uno dei terminali a terra: questo complica la circuiteria di pilotaggio; inoltre, la polarità dell'uscita è opposta a quella dell'ingresso. Lo switch può essere posto sia al lato della terra, o su quello dell'alimentazione.

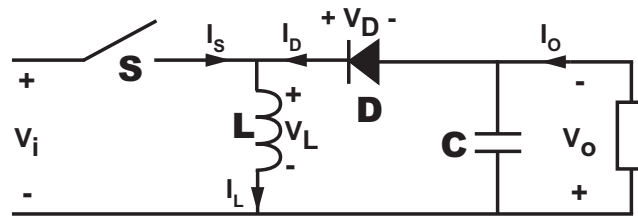


Figura 2.12: Schema di principio del convertitore Buck-Boost

Come si nota dalla Figura 2.12, in tale posizione l'induttore  $L$  esso funge da "pompa": viene caricato di energia nella fase di *on* e viene scaricato di energia, che si dirige verso il carico, nella fase di *off*. Il verso del diodo risulta opposto rispetto allo schema del Boost in quanto deve essere coerente con il verso della corrente imposto dell'induttore (nel caso del diodo nella fase di *off*). La corrente di uscita  $I_o$  corrisponde con la corrente media nel diodo ( $I_D$ ) proprio come nel boost.

A determinare la condizione di funzionamento continuo o discontinuo rimane sempre la corrente nell'induttore  $I_L$  e con le stesse condizioni viste per il Buck ed il Boost.

Il principio di base del funzionamento del buck-boost consiste sempre in due stati distinti:

- in stato ON (interruttore chiuso), la tensione di ingresso è direttamente connessa all'induttore  $L$ ; si accumula pertanto energia in  $L$ . In questo stadio, il condensatore fornisce energia al carico di uscita.
- in stato OFF (interruttore aperto), l'induttore è collegato all'uscita ed alla capacità, in modo da trasferire energia da  $L$  a  $C$  e quindi al carico.

Rispetto al convertitore buck e al boost, le caratteristiche del buck-boost sono principalmente:

- la polarità dell'uscita, opposta a quella dell'ingresso;
- l'uscita può variare in modo continuo da  $0$  a  $-\infty$  (per un convertitore ideale). Le variazioni dell'uscita per un buck ed un boost sono rispettivamente da  $0$  a  $V_i$  e da  $V_i$  a  $+\infty$ .

**Modo Continuo (CCM)** Applicando lo stesso metodo di analisi usato per il Buck e per il Boost, otteniamo nel modo continuo:

$$\Delta I_{L_{On}} + \Delta I_{L_{Off}} = 0 \quad (2.27)$$

Sostituendo  $\Delta I_{L_{On}}$  e  $\Delta I_{L_{Off}}$  con le loro espressioni si ottiene:

$$\Delta I_{L_{On}} + \Delta I_{L_{Off}} = \frac{V_i \delta T}{L} + \frac{V_o (1 - \delta) T}{L} = 0 \quad (2.28)$$

Questo può essere scritto come:

$$M_{CCM} = \frac{V_o}{V_i} = \frac{\delta}{1 - \delta} \quad (2.29)$$

Dalla precedente espressione, si può notare che il suo valore assoluto cresce con  $\delta$ , teoricamente fino a infinito, man mano che  $\delta$  tende a 1. Questo convertitore è sia *step-up* (come un convertitore boost) che *step-down* (come un convertitore buck): questo è il motivo per cui ha nome buck-boost.

**Modo Discontinuo (DCM)** Anche in questo caso utilizziamo lo stesso metodo di analisi usato per il convertitore Buck e Boost. Otteniamo quindi:

- l'uguaglianza  $\Delta I_{L_{On}} = \Delta I_{L_{Off}}$ :

$$V_i \cdot t_{on} = V_o \cdot t'_{off} \quad (2.30)$$

- la corrente massima di L:

$$I_{L_{Max}} = \frac{V_i}{L} \cdot t_{on} \quad (2.31)$$

- La corrente di carico  $I_o$  è uguale alla corrente media del diodo ( $I_D$ ). Come si può intuire, la corrente del diodo è uguale alla corrente nell'induttore durante lo stato *off*'. Perciò la corrente in uscita può essere scritta come:

$$I_o = \bar{I}_D = I_{L_{max}} \cdot \frac{t'_{off}}{2 \cdot T_S} \quad (2.32)$$

Ottenendo così la seguente equazione:

$$M_{DCM} = \frac{V_o}{V_i} = \frac{\delta^2}{I_{oN}} \quad (2.33)$$

dove  $I_{oN}$  corrisponde all'equazione 2.17 cioè  $I_{oN} = \frac{I_o}{I_N} = I_o \cdot \frac{2f_S L}{V_i}$ .

Confrontata con l'espressione della tensione di uscita per la modalità continua, questa espressione è molto più complicata. Inoltre, in modalità discontinua, la tensione di uscita non dipende solo dal duty cycle, ma anche dal valore dell'induttore, dalla tensione in ingresso e dalla corrente in uscita.

## 2.3 Pulse-width modulation (PWM)

Come già descritto brevemente nella sezione relativa al controllo in tensione, la **modulazione di larghezza di impulso**, dall'inglese *pulse-width modulation* o *PWM*, è un tipo di modulazione analogica in cui l'informazione è codificata sotto forma di durata nel tempo di ciascun impulso di un segnale.

La durata di ciascun impulso può essere espressa in rapporto al periodo tra due impulsi successivi, implicando il concetto di *duty cycle*. Un duty cycle pari a 0% indica un impulso di durata nulla, in pratica assenza di segnale, mentre un valore del 100% indica che l'impulso termina nel momento in cui inizia il successivo.

Importante è ciò che riguarda il segnale modulato, ovvero in Figura 2.13 la funzione  $X$ :

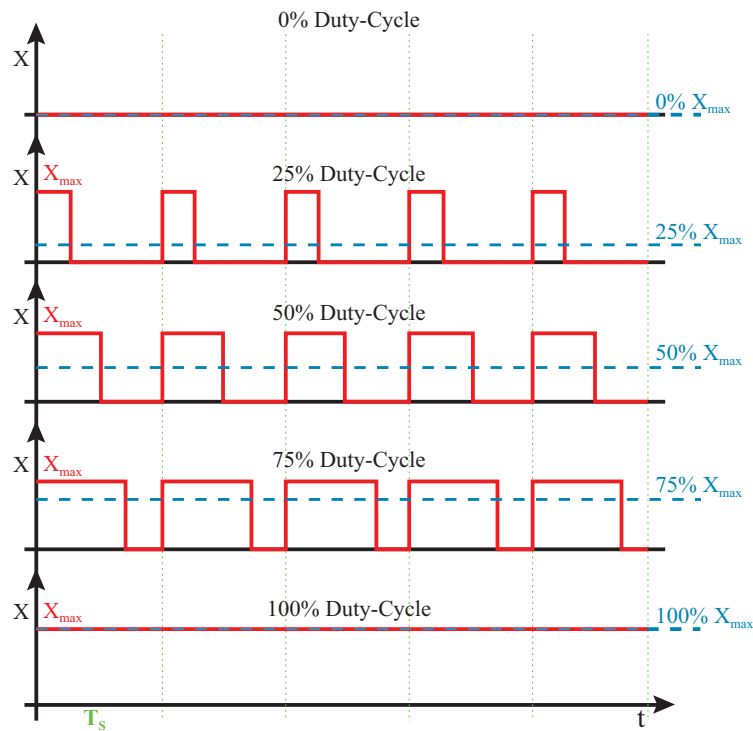


Figura 2.13: Modulazione PWM ai variare del duty-cycle

come si può osservare dalla Figura 2.13, nel segnale modulato, il proprio valore medio ( $\bar{X}$ ) corrisponde al valore massimo moltiplicato il proprio *duty-cycle*, ovvero:

$$\bar{X} = \frac{1}{T_S} \int_0^{T_S} X(t) \cdot dt = \frac{1}{T_S} \int_0^{t_{on}} X_{max} \cdot dt = \frac{t_{on}}{T_S} X_{max} = \delta \cdot X_{max} \quad (2.34)$$



Tale modulazione può risultare utile per il *dimming* dei LED, ovvero per regolare l'intensità luminosa emessa del LED. Infatti se applicassimo prima del carico (in tal caso prima dei LED) un interruttore in serie tale che venga aperto e chiuso con un certo *duty-cycle*  $\delta$  e con una certa frequenza  $f_S$  tale da essere superiore alla velocità di aggiornamento dell'occhio umano (ovvero dai 100 Hz circa per ciò che riguarda la  $f_{PWM}$ ), si avrebbe la possibilità di controllare l'assorbimento del carico (cioè  $I_o$ ), quindi la luminosità emessa ed il calore dissipato per ciò che riguarda i LED.

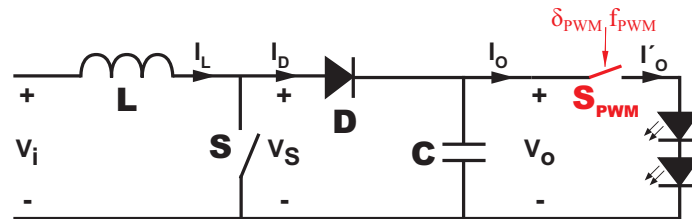


Figura 2.14: Schema di esempio di un convertitore Boost che alimenta un carico corrispondenti a due LED in serie con possibilità di *dimming* attraverso modulatore PWM in serie.

### 2.3.1 LSM vs PWM

Nelle applicazioni *LED lighting* è preferibile o necessario controllare l'intensità luminosa emessa dai LED per il *dimming*, il *mix* dei colori (es. RGB LED) e per compensare l'invecchiamento dei componenti. Queste sono i due principali metodi per controllare l'intensità luminosa dei LED:

- **Linear mixing system - LMS** dove la corrente del LED (in DC) è variata direttamente secondo lo stato di polarizzazione del LED, ma mantenuta la minima possibile. Questo metodo è anche comunemente chiamato **metodo lineare** o pilotaggio con corrente in **DC**.
- **Pulse width modulation - PWM** dove il *duty-cycle* della corrente del LED è variata cambiando la corrente media nel dispositivo LED commutando tra la corrente massima possibile nel LED e l'assenza di corrente.

PWM è l'approccio più comune per il *mixing* e *dimming* in quanto è più semplice da applicare. Il concetto base è variare il tempo di "on" del *duty-cycle* per ottenere una luminosità d'uscita che è proporzionale al *duty-cycle* applicato. Come il *duty-cycle* cambia, anche la temperatura nel dispositivo viene a ridursi, così da cambiare anche la luminosità e spostare il colore della luce emessa. Nel caso del mix del colore, queste variazioni devono essere individuate e compensate per ottenere performance ottimali. Inoltre, se l'efficienza luminosa è importante, sarebbe meglio pilotare il LED in un intervallo di corrente più ottimale per diminuire la potenza persa in calore.

LMS ha bisogno di mantenere un controllo di corrente accurato per essere efficace. Con una soluzione integrata corretta, i vantaggi inerenti del metodo LMS possono essere ottenuti in maniera alquanto semplice. LMS opera alla più bassa corrente diretta possibile e con tensione tale da aver l'ottimale efficienza luminosa per il LED. Oltre al controllore del LMS, il circuito richiede un basso intervallo di frequenze per operare, richiedendo semplicemente un circuito a bassa banda passate. Il risultato è un costo minore e basse emissioni elettromagnetiche (EMI).

### 2.3.2 Efficienza

Alla piena potenza, con PWM al 100% di *duty-cycle* e LMS alla piena corrente, i due metodi sono essenzialmente uguali in termini di efficienza. Se l'alimentazione è configurata per minimizzare la tensione di polarizzazione diretta del LED, il metodo LMS è il chiaro vincitore in termini di efficienza in quanto opera alla minima corrente possibile in quella data tensione di polarizzazione. Questo è illustrato in Figura 2.15.

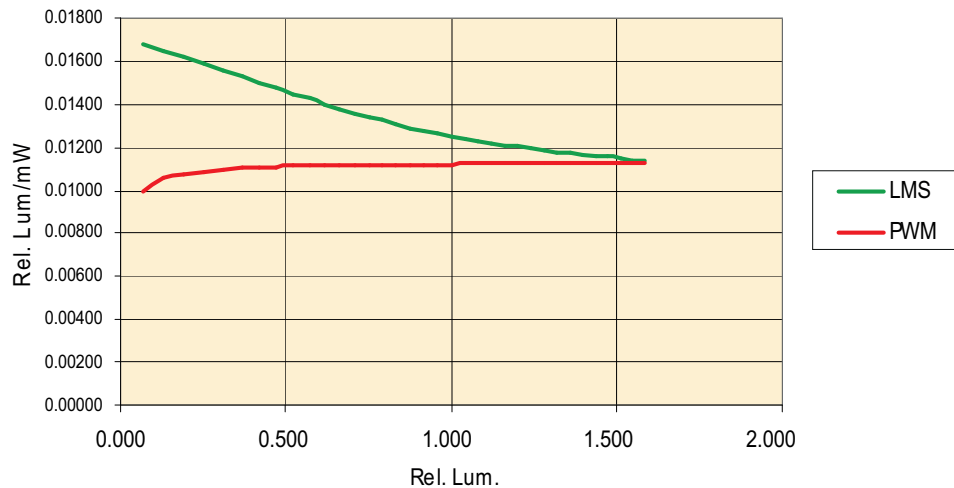


Figura 2.15: Efficienza di un LED blu pilotato in LMS e in PWM

### 2.3.3 Precisione e Stabilità

Nelle applicazioni *low-end* (basso prezzo e bassa qualità), il metodo LMS semplicemente varia il livello di corrente mentre PWM varia il *duty-cycle* per controllare la luce emessa del LED. Per applicazioni più esigenti che usano il *mix* di colori per avere una certa accuratezza nella realizzazione dei colori, è necessario fornire una compensazione dovuta allo *shifting* dei colori e alle variazioni della luminosità causati alla corrente e al cambiamento della temperatura del *die*.

Nel metodo PWM, la risoluzione è determinante per la precisione della larghezza dell'impulso relativo al periodo. Per esempio, una risoluzione a 12-bit (4096 a 1) con

una frequenza di ciclo di 300Hz è richiesta un impulso minimo di larghezza di 0.8 $\mu$ s. Questo richiederebbe una banda passante di circa 2 Mhz per garantire l'integrità dell'impulso generato.

Nel metodo LMS, la risoluzione è determinata dalla risoluzione del segnale del controllo analogico. Generalmente questo è collegato alla risoluzione del DAC che tipicamente va dagli 8 ai 16 bit in base alle necessità.

Oltre alla risoluzione, la precisione complessiva in entrambi i casi dipenderà dall'efficacia dallo schema di compensazione usato. Certi schemi impiegati hanno risposte non-lineari nella regolazione della corrente o del duty-cycle così da ottenere risultati più precisi nel *mix* dei colori.

Un altro approccio per compensare le variazioni nei LED viene dal metodo della retroazione, o *feedback*. Se dei sensori sono posti all'uscita dei LED tali da percepire la luminosità emessa, questa potrà essere mantenuta costante con il passare del tempo senza subire gli effetti dell'invecchiamento o altre variazioni a breve termine. L'approccio a retroazione risulta essere il più diretto e preciso per mantenere una certa luminosità e una certa colorazione, ma è richiesta uno o più sensori e un circuito addizionale.

#### 2.3.4 Affidabilità e EMI

Il tempo di vita dei LED è tipicamente dalle 50 000 alle 100 000 ore quando operano nei limiti specificati dal produttore. Questo tempo è misurato, in media, per i LED che arrivano a perdere il 30% della loro luminosità.

In quanto tutti i limiti elettrici sono stati risolti (o quasi) nella progettazione, il fattore determinante della vita del LED rimane la temperatura. Questo significa che il design dovrebbe avere la **massima efficienza alla massima potenza**, tale da minimizzare il calore generato e ottimizzarne la dissipazione così da portare il calore via dal dispositivo LED mentre è in funzione. Entrambi gli approcci, PWM e LMS, hanno simili limiti di efficienza alla piena potenza. Se l'alimentazione è tale da minimizzare la tensione diretta di polarizzazione del LED, allora l'approccio LMS dovrebbe avere un vantaggio addizionale in termini di dissipazione di calore in quanto risulterà più efficiente alla più bassa corrente possibile operante.

Per ciò che riguarda le emissioni elettromagnetiche, nel caso della PWM, a causa delle commutazioni ad alta velocità, precauzioni aggiuntive devono essere prese per sopprimere eventuali *spikes* di tensioni/correnti ai bordi della forma d'onda.

L'assenza di emissioni elettromagnetiche è il vantaggio definitivo dell'approccio lineare (LMS) in quanto non è richiesta generazione di impulsi che generano direttamente EMI.

### 2.3.5 Conclusioni LMS (o DC) vs PWM

Dopo le considerazioni precedenti, vengono riassunte ore i pregi e i difetti dei due metodi analizzati per controllare la corrente nei LED.

Caratteristica	LMS	PWM	Note
Maggiore Efficienza nel LED	+	—	PWM comuta tra la corrente massima e 0, quindi a bassi duty-cycle risulta meno efficiente per il LED.
Semplicità di impementazione	—	+	In LMS necessita la retroazione nella maggior parte dei casi per controllare la corrente e/o la colorazione.
Parametri da controllare	=	=	In LSM basta variare la corrente, in PWM il duty-cycle.
Maggiore precisione nel controllo	—	+	PWM se si considera il problema del color shifting (che non deve essere aggiustato) e un circuito di controllo in LSM e PWM con la stessa semplicità di realizzazione
Minore Color Shifting	—	+	In PWM non c'è color shifting in quanto utilizza un solo stato di accensione LED con una corrente costante. In LMS la corrente varia così da variare anche la luce emessa dal LED.
Minore Banda Passante del circuito	+	—	In PWM la banda passante deve essere maggiore altrimenti l'impulso di corrente non risulta perfettamente squadrata. In LMS se le variazioni di correnti sono relativamente lente, di conseguenza la banda passante risulta molto ridotta.
Minore EMI	+	—	In PWM causa switching che minimo deve essere 100Hz (ma può arrivare anche a 50khz) causa emissioni elettromagnetiche.

Figura 2.16: Tabella comparativa tra LMS e PWM

Come si può notare in Figura 2.16, non c'è una “netta vincita” di un metodo rispetto l'altro, ma il tutto dipende da cosa si vuole realizzare e a che costo. Diciamo che per bassi costi, con buona qualità e evitando un eventuale retroazione il metodo PWM risulta essere il più indicato; mentre per soluzioni più accurate e più efficienti risulta migliore il metodo LMS.

## 2.4 Infineon<sup>®</sup> Power LED Driver - TLD5095EL

Infineon<sup>®</sup> Power LED Driver - TLD5095EL è un controller per convertitori DC/DC in configurazione Boost, Buck-Boost, SEPIC in applicazioni per l'illuminazione automobilistica.

Le funzione principale di questo componente è di regolare una corrente costante nel LED, utile per la stabilità del colore e per la durata della sua vita.

Il controller TLD5095EL è multiuso in quanto può esser usato per controllare un convertitore in configurazione Boost, Buck-Boost o SEPIC con la possibilità di avere diversi livelli di corrente di carico semplicemente modificando qualche componente esterno. Il TLD5095EL utilizza un'uscita PWM per il *dimming* dei LED al carico. I malfunzionamenti sono comunicati sull'uscita di stato (pin ST) come il caso di un circuito aperto. La frequenza di *switching* è regolabile in un intervallo che va dai 100kHz fino a 500kHz e può essere sincronizzata da un *clock* esterno. Le caratte-

ristiche di TLD5095EL consentono la riduzione della corrente assorbita mentre è spento ( $< 10\mu A$ ). Lo schema della regolazione della corrente di questo dispositivo è costituito da uno stabile anello di regolazione composto da piccoli componenti di compensazione esterni. L'integrata funzione di *soft-start* permette di limitare il picco di corrente come gli *overshoot* di tensione al momento dell'accensione. Questo integrato è adattato per il duro uso nell'ambiente automobilistico ed è previsto di funzioni di protezione come protezione alle sovratensioni di uscita e alle sovratemperature.

Caratteristiche:

- Intervallo della tensione d'ingresso: 4.75V ai 45V
- Regolazione in corrente o in tensione
- Frequenza di switching: 100 kHz ai 500 kHz
- Temperatura di funzione:  $-40^{\circ}\text{C}$  ai  $150^{\circ}\text{C}$

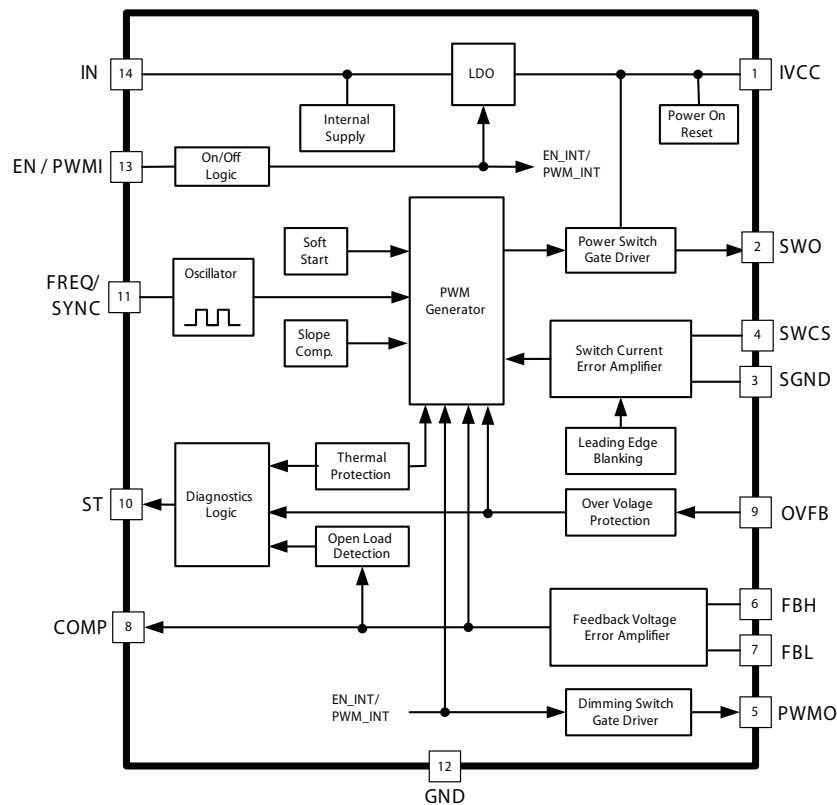


Figura 2.17: Schema dei pin e della logica interna del TLD5095EL

### 2.4.1 Boost Regulator

Il regolatore TLD5095 è adatto per le configurazioni Boost, Buck-Boost e SEPIC. L'uscita di corrente costante è particolarmente utile per le applicazioni a LED.

Le funzioni di regolazione sono implementate da un controllo in corrente attraverso una modulazione PWM, la quale controlla il picco di corrente attraverso lo switch di potenza esterno e l'errore nella corrente d'uscita così da determinare il *duty-cycle* adatto per avere la corrente di uscita costante. Il controllo in corrente fornisce un segnale PWM al driver interno del gate il quale trasferirà poi lo stesso segnale PWM al MOSFET esterno di potenza.

Oltre a tutto questo, il controllo in corrente implementa al suo interno una compensazione a rampa per prevenire oscillazioni sub-armoniche (instabilità statica) caratteristica del controllo in corrente quando si opera con un alto *duty-cycle* ( $>50\%$ ).

Un'altra caratteristica implementata è il *soft-start*, il quale limita la corrente attraverso l'induttore e lo switch di potenza esterno durante la fase di accensione, incrementando gradualmente la corrente fino ad 1ms dall'accensione per diminuire eventuali sovratensioni all'uscita.

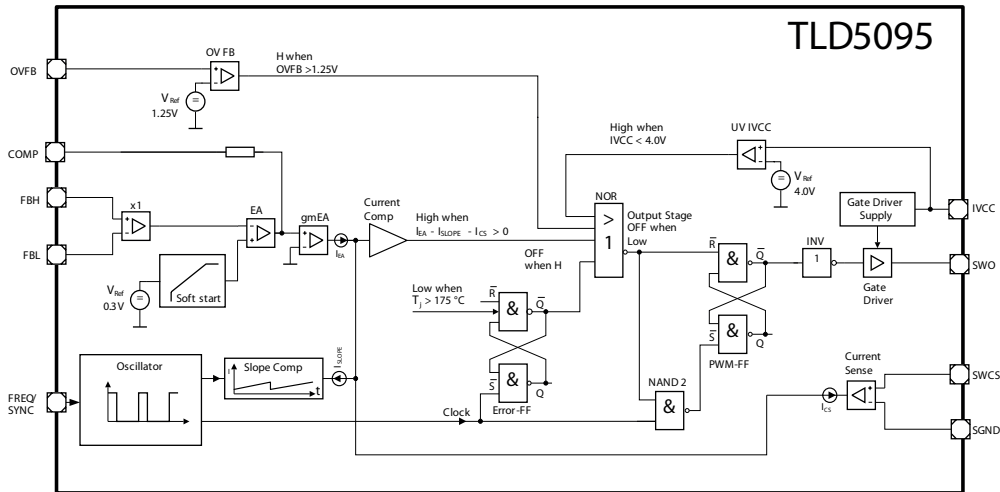


Figura 2.18: Diagramma a blocchi del funzionamento logico del regolatore.

### 2.4.2 Funzione di *Dimming*

Il piedino relativo al dimming è condiviso anche con l'enable del chip. La funzione enable accende o spegne il dispositivo. Il valore logico basso nel piedino EN/PWMI spegne il dispositivo e la corrente consumata è minore di  $10\mu\text{A}$ . Un valore logico alto sullo stesso piedino accende il dispositivo.

Oltre alla funzione di enable, il piedino EN/PWM riesce ad individuare un segnale PWM al suo ingresso il quale poi viene mandato ad un gate-driver interno. L'uscita del gate driver interno, sempre uguale al segnale PWMI, è mandato al piedino

PWMO il quale sarà collegato un MOSFET per il dimming in PWM dei LED al carico. Il dimming PWM sui LED è il metodo di dimming più comune e evita eventuali *color-shift* della luce emessa dal LED.

In quanto la funzione ENABLE e la funzione di DIMMING PWM condividono lo stesso piedino, la logica che decide quale funzione applicare lo fa misurando per quanto tempo il valore logico basso rimane; se tale valore rimane basso per più di 8ms allora la logica lo concepisce come un ENABLE basso e quindi provvede a spegnere l'intero dispositivo.

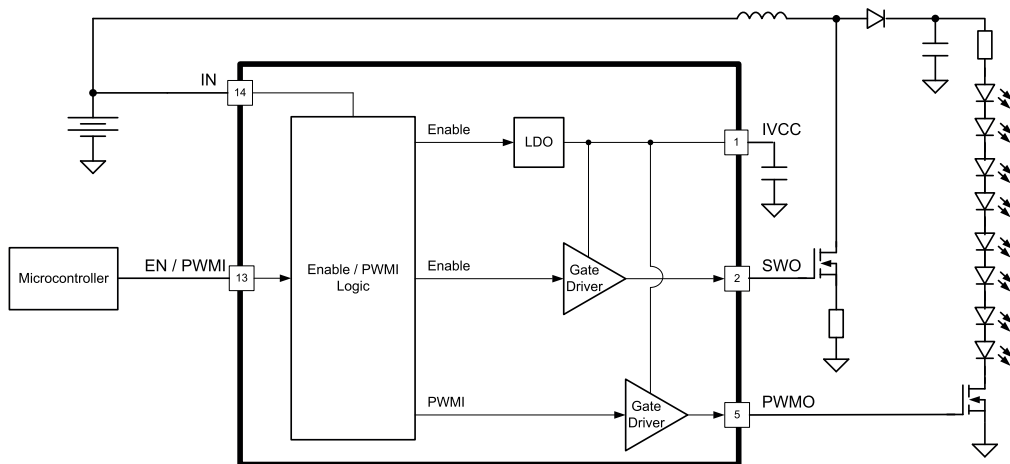


Figura 2.19: Diagramma a blocchi e piccolo schema logico sulla funzione di *dimming* e *enable*.

### 2.4.3 Applicazione

Ecco in Figura 2.20 un esempio di applicazione del regolatore descritto fin'ora. Si può notare come ha tre ritorni di feedback:

- quello principale nella regolazione in corrente che preleva le tensioni ai capi di una resistenza di riferimento posta in serie al carico, questa rileva anche l'eventuale condizione di circuito aperto,
- quello che ne misura la tensione di uscita per prevenirle sovratensioni,
- l'ultimo relativo alla corrente che passa attraverso lo switch di potenza per evitare eccessi di corrente e quindi il rischio di rottura dello switch stesso.

Questi tre ritorni di feedback, due di diagnostica e protezione e uno di vero e proprio controllo, funzionano con la logica mostrata in Figura 2.18.

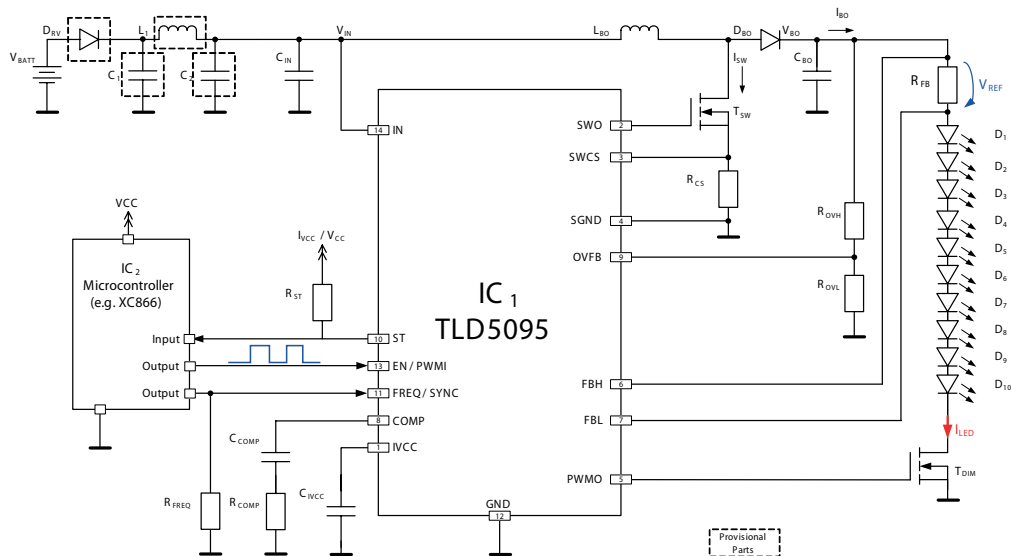


Figura 2.20: Schema circuito in configurazione Boost che pilota dieci LED

## 2.5 Infineon® Power LED Driver - TLD5085EJ

Ora si descriveranno le caratteristiche e le funzionalità del TLD5085EJ, un *Step-Down converter* usato anch'esso nell'illuminazione automotiva. In verità il dispositivo da me visto, studiato e testato presso i laboratori *Infineon* fu un altro, ma del tutto simile come caratteristiche se non per qualche parametro. In quanto questo dispositivo visto deve ancora uscire in commercio, mi soffermo sulla descrizione del TLD5085EJ, già da tempo in commercio.

Caratteristiche:

- Tensione d'ingresso: 4.75V - 45V
- Possibilità di uso come regolatore di corrente o di tensione
- LED Driver in configurazione Buck
- Consumo molto basso da spento ( $0.1 \mu\text{A}$ )
- Frequenza di switching 370kHz
- Possibilità di *Dimming PWM*
- Switch di potenza integrato (corrente di uscita fino a 1.8A)
- Funzione di *soft-star* interna



Il TLD5085EJ è un intelligente convertitore Buck per LED con uno switch di potenza integrato, capace di pilotare un carico fino a 1.8A di corrente con regolazione al carico. La funzione principale di questo dispositivo è abbassare la tensione di ingresso e fornire ai LED una corrente costante. La regolazione della corrente costante è un beneficio per l'accuratezza del colore della luce emessa dal LED e per la sua durata. Inoltre è fornito di un ingresso PWM che può essere usato per il LED *dimming*.

La frequenza di switching di 370kHz consente di usare piccoli e economici componenti passivi esterni.

Questo componente integrato è adatto per il duro uso in ambito automotive e implementa funzioni di protezione come protezione alle sovracorrenti e sovratensione all'uscita durante la fase di accensione del dispositivo.

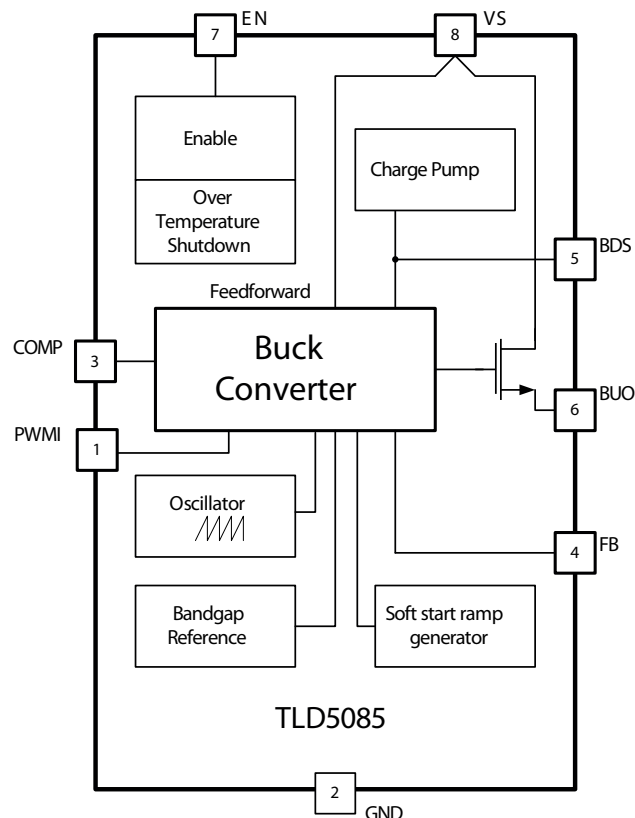


Figura 2.21: Schema a blocchi del dispositivo.

### 2.5.1 Buck Regulator

Il gate dello switch di potenza è guidato dal *Gate Driver* il quale è alimentato da un condensatore esterno connesso al piedino BDS (*Buck Driver Supply*) usando il principio *bootstrap*<sup>1</sup>.

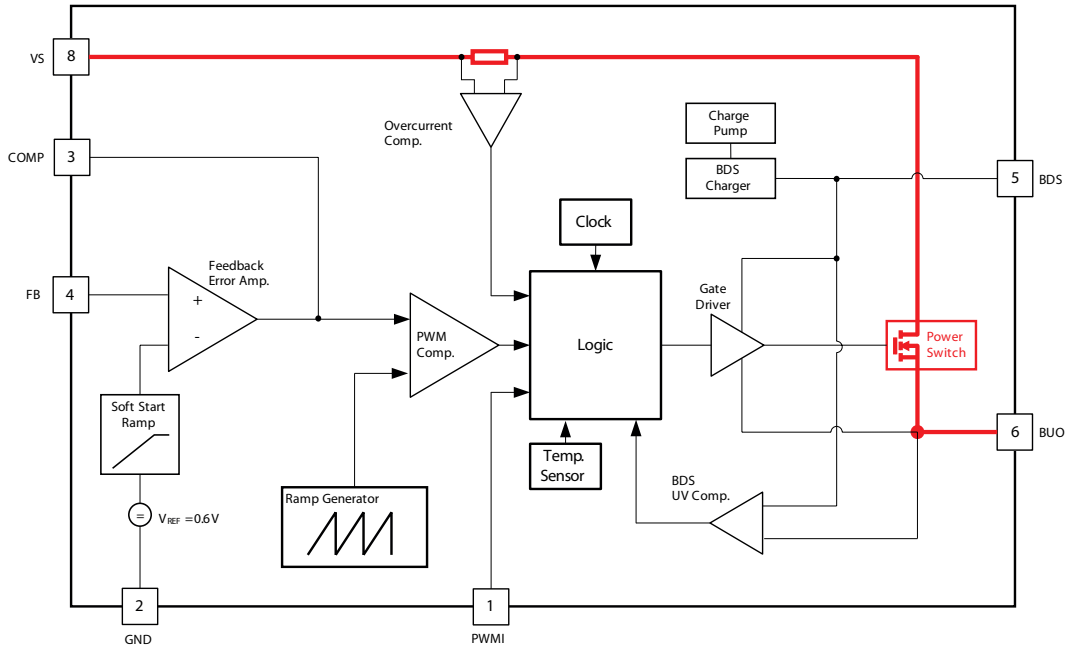


Figura 2.22: Schema a blocchi della parte funzionale del convertitore Buck, con evidenziata in rosso la linea interna di potenza.

Lo switch di potenza deve essere nella regione  $R_{DSon}$  ovvero in zona di saturazione. Se  $V_{GS}$  non è abbastanza alto, lo switch di potenza non può operare in zona di saturazione, il che significa un'alta dissipazione di potenza.

Una funzione integrata per segnalare un'eventuale sotto tensione, controlla la tensione della capacità di *bootstrap* assicurando che il dispositivo sia sempre pilotato con una tensione sufficiente di *bootstrap* tale da evitare un riscaldamento per dissipazione dello switch di potenza.

Un pompa di carica integrata supporta il Gate Driver in caso in cui ci fosse una bassa tensione di alimentazione, quando ci fosse una piccola differenza tra la tensione di alimentazione e quella di uscita e all'accensione (tutte condizioni dove la

<sup>1</sup> Un MOSFET ha bisogno di una rilevante carica positiva applicata al gate per far sì che si accenda ( $V_{GS} > V_{Th}$ ). Usare solo il MOSFET è il modo più comune per ridurre i costi e la grandezza del die. In ogni caso, usare un dispositivo a n-MOSFET significa che la tensione applicata sia più alta rispetto la tensione di alimentazione per far sì che il transistor abbia una saturazione piena e per evitare rilevanti perdite in calore.

tensione di bootstrap non è sufficiente). Per minimizzare le emissioni, la pompa di carica viene spenta se la tensione di ingresso è sufficientemente alta da far avvenire il *bootstrap*.

Il controllo del picco di corrente è fatto internamente per mezzo di una resistenza di shunt nella linea di potenza in serie allo switch.

Il piedino FB, cioè di feedback è necessario per far sì che avvenga il controllo della tensione di uscita o, con opportuni accorgimenti, della corrente di uscita.

La funzione di *soft-start* genera una rampa definita durante i primi 0.5 ms; questa fase è disabilitata durante l'operazione di *dimming PWM*.

### 2.5.2 Applicazione

Ora saranno illustrate due principali applicazioni di questo Buck converter, ovvero quella dove regola la tensione di uscita (Figura 2.23) e quella dove regola la corrente di uscita (Figura 2.24).

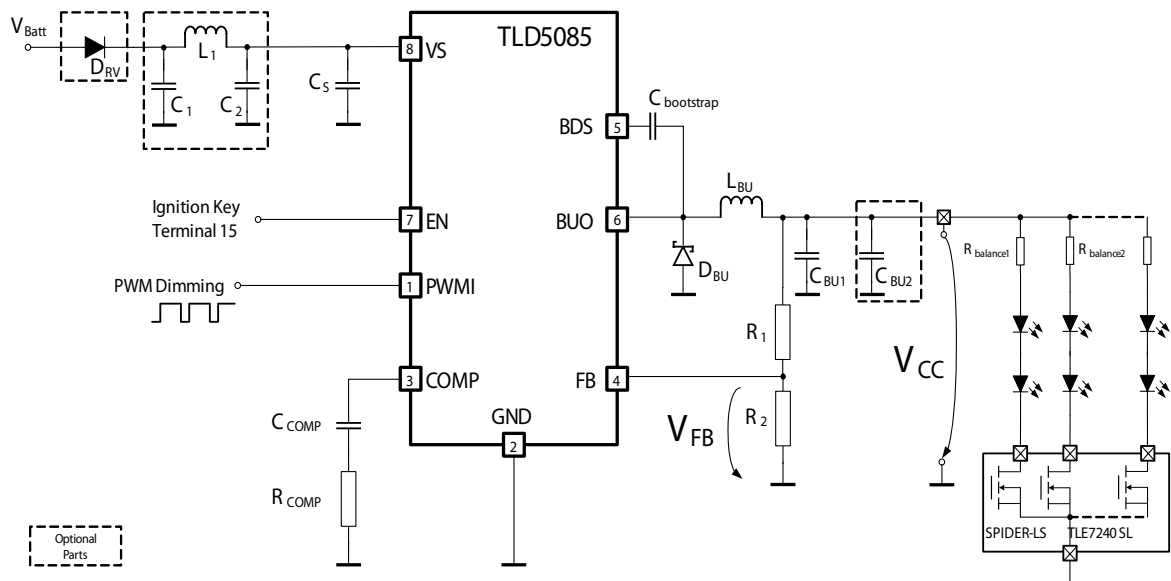


Figura 2.23: Esempio di configurazione come regolatore in tensione.

Si può notare come in entrambi gli schemi, la funzione di dimming PWM non viene implementata con un MOSFET in serie al carico così da controllarne la corrente, ma viene direttamente gestito dal MOSFET interno del componente e controllato comunque dalla retroazione istaurata internamente e esternamente.

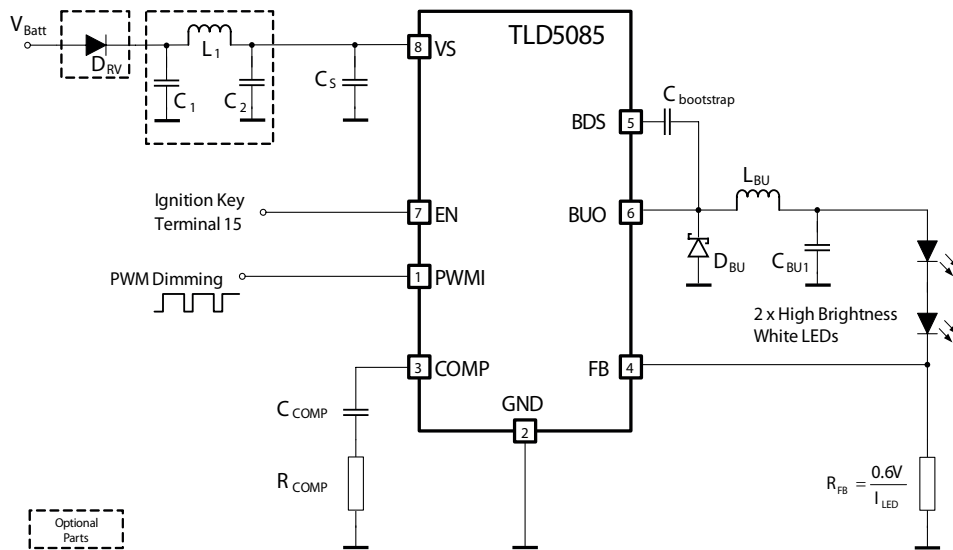


Figura 2.24: Esempio di configurazione come regolatore in corrente.

## Capitolo 3

# Conclusioni

Questa tesi di laurea ha avuto come scopo l'analisi della caratterizzazione e lo studio dell'affidabilità dei LED nell'illuminazione di tutti i giorni come sostituto dei principali metodi di illuminazione.

Lo si è fatto anche analizzando i principali modi di pilotaggio dei LED, ovvero analizzando i LED *driving* con regolatore lineare, attraverso DC/DC converter e con la possibilità di fornire una corrente in DC o modulata in PWM.

Per ciò che riguarda la parte dell'illuminazione, abbiamo visto come essa risulta avere un'altissima efficienza luminosa (attualmente 120 lm/W), delle dimensioni molto ridotte e un'alimentazione in continua e a bassa tensione per un singolo LED (attorno ai 3.5V). Tali caratteristiche rendono sicuramente la tecnologia a LED adatta dove c'è necessità di bassi consumi e, se usata in larga scala, una diminuzione degli inquinamenti per la produzione di energia elettrica.

Una tale tecnologia si adatta bene ai nuovi sistemi di produzione di energia elettrica soprattutto a livello domestico: i pannelli solari fotovoltaici infatti producono una tensione continua (12V, 18V o 24V) i quali sarebbero in grado di alimentare lampade a LED senza bisogno di conversione AC/DC che spesso ne abbassano l'efficienza (con perdite anche del 30-40%).

Proprio quest'ultimi convertitori AC/DC sono i principali colpevoli della difficoltà di diffusione dell'illuminazione a LED. Se si deve realizzare un convertitore AC/DC efficiente (attorno al 90%), che oltretutto mantenga un alto fattore di potenza quindi, per apparecchiature elettroniche, una bassa distorsione armonica, c'è sicuramente bisogno di soluzioni costruttive avanzate e con una certa intelligenza di controllo come i Power Factor Corrector (PFC). In cascata a tale correttore, dovrà sempre e comunque esserci un LED driver molto probabilmente realizzato da un DC/DC converter per mantenerne alta la sua efficienza (attorno al 90%). Con l'implementazione di tali sistemi è abbastanza ovvio che il costo della singola instal-

lazione per illuminazione cresca notevolmente.

Se alimentato in DC, la tecnologia a LED ha comunque bisogno di aver un LED driver per far sì che la luce emessa sia regolabile e costante, come nel caso delle applicazioni automotive. Di conseguenza deve essere comunque implementato un DC/DC converter per mantenere la premessa di basso consumo che tale dispositivo prefigge di avere.

In sintesi la tecnologia LED risulta essere molto efficiente se considerata al singolo dispositivo illuminante, ma molto costosa per far sì che questa efficienza venga mantenuta e allo stesso tempo essere adattata alle normali condizioni di distribuzione elettrica in uso nei vari paesi mondiali.

Di conseguenza ci si trova davanti ad un piccolo bivio: spendere poco nella sorgente luminosa ma consumare di più a livello di energia, oppure spendere di più nella fonte luminosa a vantaggio di minori consumi energetici? Questa è la domanda che tutti i consumatori e in particolare i produttori di tali tecnologie devono, alla fine, porsi.

Nonostante tutte le problematiche e complicazioni che questo nuovo sistema d'illuminazione porta, si può sicuramente affermare che sarà la fonte d'illuminazione del prossimo futuro. Lo si potrà rendere più economico sicuramente aumentando la produzione in larga scala e, ove possibile se utilizzato in maniera diffusa, adeguando qualche sistema di distribuzione elettrico anche al livello *end-user* (come locali, abitazioni, industrie) così da ridurre la parte elettronica che lo alimenta e regola.

# Bibliografia

- [1] E. Fred Schubert, “Light Emitting Diodes”, Cambridge University 2003 - Capitoli 1, 2, 3, 4.
- [2] Seminario tenuto dai docenti dell’Univesità di Padova - P. Fiorentin, “Fondamenti di illuminotecnica con riferimento ai LED” - E. Zanoni, “Principi fisici di funzionamento dei LED” - M. Meneghini, “Prestazioni e affidabilità di LED” presso la sede di Infineon di Padova il 19/05/2010.
- [3] S. Nakamura, S. Pearton, G. Fasol, “The Blue Laser Diode, the complete story”, 2° edition, Springer.
- [4] M. J. Kumar, L. Lunardi, G. Meneghesso, S. J. Pearton, and E. F. Schubert, “IEEE Transactions on Electron Devices”, January 2010, Special Issue on Light Emitting Diodes.
- [5] Ines Lima Azevedo, M. Granger Morgan, and Fritz Morgan, “The transition to solid-state lighting”, Proc. of the IEEE, vol. 97(3) 481-510, March 2009.
- [6] S. Magro, “Prestazioni e degrado di LED ad alta efficienza sottoposti a differenti condizioni di driving”, 2010.
- [7] L. Malesani, P. Mattavelli, G. Spiazzi “Dispense del Corso di Elettronica Industriale”, Docenti E. Gaio e P. Tenti, Università degli Studi di Padova, 2006.
- [8] Ned Mohan; Undeland, Tore M., Robbins, William P., “Power Electronics”, Hoboken, John Wiley & Sons, Inc., 2003. ISBN 0-471-42908-2.
- [9] Daniel W. Hart, “Introduction to Power Electronics”, Prentice Hall, Upper Saddle River, New Jersey USA, 1997 ISBN 0-02-351182-6.
- [10] Michael Day - Applications Manager, Portable Power Products of Texas Instruments Incorporated, “LED-driver considerations”, 1Q 2004.
- [11] Tom Foxall - Bridgenorth Signal Processing Inc., “Linear Versus PWM LED Control”.
- [12] <http://arching.wordpress.com/illuminotecnica/> .

- [13] Eventuali schemi, tabelle e immagini da <http://en.wikipedia.org/wiki/Led> e [http://en.wikipedia.org/wiki/Buck\\_converter](http://en.wikipedia.org/wiki/Buck_converter) .
- [14] Confronti tra prezzi da <http://www.ledlamp.it/> .
- [15] Cataloghi e datasheet da <http://www.infineon.com/> .