



**Pedro Tiago
Gonçalves Ribães**

**Estudo e implementação de um LED *driver* para
iluminação/comunicação**

**Study and implementation of a LED driver for
illumination/communication**



**Pedro Tiago
Gonçalves Ribães**

**Estudo e implementação de um LED *driver* para
iluminação/comunicação**

**Study and implementation of a LED driver for
illumination/communication**

Dissertação apresentada à Universidade de Aveiro para cumprimento dos requisitos necessários à obtenção do grau de Mestre em Engenharia Electrónica e Telecomunicações, realizada sob a orientação científica do Doutor Luís Filipe Mesquita Nero Moreira Alves, Professor Auxiliar do Departamento de Electrónica, Telecomunicações e Informática da Universidade de Aveiro, e do Doutor Dinis Gomes de Magalhães dos Santos, Professor Catedrático do Departamento de Electrónica, Telecomunicações e Informática da Universidade de Aveiro

o júri

presidente

Professor Doutor José Carlos Esteves Duarte Pedro

Professor Catedrático do Departamento de Electrónica, Telecomunicações e Informática da Universidade de Aveiro

vogais

Professora Doutora Mónica Jorge Carvalho de Figueiredo

Professor Adjunto da Escola Superior de Tecnologia e Gestão do Instituto Politécnico de Leiria.

Professor Doutor Dinis Gomes de Magalhães dos Santos

Professor Catedrático do Departamento de Electrónica, Telecomunicações e Informática da Universidade de Aveiro

Professor Doutor Luis Filipe Mesquita Nero Moreira Alves

Professor Auxiliar do Departamento de Electrónica, Telecomunicações e Informática da Universidade de Aveiro

palavras-chave

Comunicações óticas com luz visível, sistemas de iluminação inteligente.

resumo

O objetivo desta dissertação passa por projetar um *driver* para díodos emissores de luz (LED) que permita comunicações óticas por luz visível (VLC) durante o *dimming* da luz. Para isso será necessário conhecer as características dos LEDs e escolher a técnica de *dimming* mais correta para este *driver*. Para garantir que o sinal não interfira com o dimming, e vice-versa, serão analisadas algumas modulações que abrangem estas duas operações. O *driver* vai usar conversores digital para analógico (DAC) para poder suportar vários tipos de sinal e para facilitar a sua integração com outros sistemas de comunicação. É necessário garantir que a interface entre este dispositivo e o andar de saída do *driver* não corte as velocidades do sinal. Isto é possível trocando os amplificadores operacionais por *Current Conveyors*, dispositivos multifacetados que permitem a entrada do sinal em corrente no lado da DAC. O regulador do *driver* vai ter que suportar velocidades de transmissão competitivas e gamas de regulação relativamente elevadas, mas para isso vai ser preciso adaptar a topologia deste regulador para fazer a passagem da corrente de polarização e do sinal dos LEDs separadamente. O andar de saída vai usar *Darlington*s compostos por transístores bipolares de radio frequência, para garantir larguras de banda e gamas de regulação elevadas. O *driver* final apresenta uma frequência de corte de 20 MHz para o tipo de sinal ON-OFF, corrente máxima do sinal de 80 mA, e corrente máxima de polarização de 320 mA. Este *driver* permite comunicações óticas com luz visível durante o *dimming* da luz, e também pode suportar varios LEDs de alto brilho em série.

keywords

Visible light communication, intelligent lighting systems.

abstract

The aim of this work involves designing a driver for light-emitting diodes (LEDs) enabling visible light communications (VLC) whilst dimming. This will require prior knowledge of the LED characteristics and the correct choice of a dimming technique for the driver. To ensure that the signal does not interfere with the dimming, and vice versa, the nuances covering these two operations must be analysed. The driver will use digital to analog converters (DAC) to support multiple types of signals and to facilitate its integration with other communication systems. The interface between this device and the driver's output stage must ensure competitive signal speeds. This is possible by swapping the op amps for current conveyors, which are multifaceted devices that allow current input from the DAC. The driver's regulator will have to support competitive transmission speeds and relatively high regulation ranges, but it will be necessary to adapt the regulator topology in order to drive the LED's bias current and signal current separately. The output stage will use Darlington's composed of radio frequency bipolar transistors to ensure high bandwidth and high regulation ranges. The final driver has a cut-off frequency of 20 MHz for ON-OFF signal types, maximum signal current of 80 mA and maximum bias current of 320 mA. This driver enables visible light communications during dimming, and it can also support several high-brightness LEDs in series.

Índice

Lista de figuras.....	iii
Lista de tabelas.....	v
Lista de acrónimos.....	vii
1. Introdução	1
1.1 Motivação.....	2
1.2 Estado da arte	2
1.3 Objetivos	3
1.4 Estrutura da dissertação	3
2. Díodos emissores de luz.....	5
2.1 Características dos LEDs	7
2.1.1 Características elétricas	7
2.1.2 Características óticas	9
2.1.3 Técnicas de <i>dimming</i>	11
2.2 Topologia do emissor e transmissão de sinal	12
2.3 <i>Dimming</i> mais VLC.....	14
2.3.1 Sinal em corrente pulsada.....	14
2.3.2 Sinal em corrente contínua	17
2.4 Reguladores comutados.....	19
2.5 Reguladores lineares.....	21
3. Arquitetura do sistema	23
3.1 DAC mais modulador de corrente.....	23
3.2 Sinal mais polarização	24
3.3 Interface entre a DAC e o andar de saída	28
3.4 Andar de saída.....	30
3.5 Esquema do <i>driver</i>	32

4. Medidas e resultados	35
4.1 Dimensionamento dos CC-2	35
4.2 Polarização dos andares de saída	37
4.3 Dimensionamento da DAC mais modulador de corrente.....	42
4.4 Variação da corrente de polarização mais sinal	47
4.5 Consumo e largura de banda	49
5. Conclusões	51
5.1 Trabalho futuro	52
6 - Bibliografia.....	53

Lista de figuras

Figura 2.1 – Representação esquemática do LED	7
Figura 2.2 – Fluxo luminoso de um LED	8
Figura 2.3 – Temperaturas de cor dos HB-LEDs de fósforo.....	10
Figura 2.4 – Topologias AC para emissores VLC	13
Figura 2.5 – PWM mais sinal em corrente pulsada	16
Figura 2.6 – Esquema de modulação PPM	17
Figura 2.7 – Sinal analógico sobre corrente contínua	18
Figura 2.8 – Variação da amplitude do sinal com o <i>dimming</i>	19
Figura 2.9 – Conversor <i>Buck</i>	20
Figura 2.10 – Regulador de corrente linear	22
Figura 3.1 – DAC mais sistema de modulação.....	24
Figura 3.2 – Regulador com sinal e <i>dimming</i>	25
Figura 3.3 – Limites do grau de regulação.....	26
Figura 3.4 – Regulador com sinal e <i>dimming</i> separados.....	27
Figura 3.5 – Conversão I-V à saída da DAC	28
Figura 3.6 – <i>Current conveyor 2</i>	29
Figura 3.7 – Andar de saída	30
Figura 3.8 – Esquema do <i>driver</i>	33
Figura 4.1 – Esquema do CC-2	35
Figura 4.2 – Largura de banda em função do W_P	36
Figura 4.3 – W_P em função da corrente de polarização	37
Figura 4.4 – CC-2 mais andar de saída.....	38
Figura 4.5 – I_C em função do R_E	39
Figura 4.6 – Variação da corrente de colector em função de I_x e V_{LED}	41
Figura 4.7 – Esquema da DAC mais modulador	42
Figura 4.8 – I_{out} em função do V_x e tempos de conversão da DAC.....	44
Figura 4.9 – Exatidão da DAC para diferentes correntes de polarização	45
Figura 4.10 – I_{sinal} durante o <i>dimming</i> e fator de modulação	46

Figura 4.11 – Corrente resultante da soma de sinal mais <i>dimming</i>	47
Figura 4.12 – Resposta transitória mais <i>dimming</i>	48
Figura 4.13 – Diagrama de Bode do <i>driver</i>	49

Lista de tabelas

Tabela 4.1 – Dimensões W e L dos MOSFET do CC2	37
Tabela 4.2 – Valores de tensão do <i>Darlington</i>	38
Tabela 4.3 – Largura da porta dos MPP2 e resistência R_B	38
Tabela 4.4 – Dimensões dos CMOS das DACs	43
Tabela 4.5 – Dimensões dos interruptores	44
Tabela 4.6 – Tempos de estabelecimento da conversão	44
Tabela 4.7 – Dimensões dos CMOS do modulador	47
Tabela 4.8 – Resultados para cada percentagem de <i>dimming</i>	49

Acrónimos

AMS	Austria Microsystems
CC	Current conveyer
CMOS	Complementary metal oxide semiconductor
DAC	Digital to analog converter
DC	Direct current
HB-LED	High brightness light emitting diodes
PC-LED	Phosphor converted light emitting diodes
RGB	Red, green, blue
LDO	Low dropout regulator
LED	Light emitting diodes
MOSFET	Metal oxide semiconductor field effect
NMOS	N- Type Metal oxide semiconductor
PMOS	P- Type Metal oxide semiconductor
PPM	Pulse-position modulation
PWM	Pulse width modulation
RF	Radiofrequência
SSL	Solid state lighting
VLC	Visible light communications
VLCC	Visible light communications consortium

1. Introdução

O primeiro uso documentado de comunicação de natureza elétrica por meio de luz visível remonta a 1880, por intermédio de Alexander Graham Bell e seu assistente, Charles Sumner Tainter. O dispositivo foi denominado de fotofone, e fazia uso de luz solar modulada, através da vibração de uma lente, como meio de transmissão de voz.[1]

Com o advento das comunicações por radiofrequência, tem sido dada muito pouca atenção a meios de comunicação alternativos, tais como as comunicações óticas por luz visível. Mas devido aos recentes avanços nas tecnologias de iluminação em estado sólido (SSL), esta passou a adquirir um novo fôlego, e é hoje um meio de comunicação com grandes perspectivas futuras.

Esta mudança de paradigma está radicada no facto de terem sido desenvolvidos dispositivos semicondutores fotoluminescentes: o trabalho proposto não seria possível utilizando fontes de iluminação convencionais. O aparecimento dos díodos emissores de luz, ou díodos fotoluminescentes (*light-emmitting diodes*, ou LEDs), sobretudo desde o aparecimento dos díodos de alto brilho, ou HB-LEDs, veio possibilitar a combinação, num mesmo dispositivo, da função iluminação e da função comunicação, como se mostra mais adiante no capítulo 2.

Os LEDs oferecem diversas vantagens sobre outros tipos mais convencionais de dispositivos para iluminação, tais como elevada eficiência na tradução de energia elétrica em luz visível, maior longevidade e capacidade de regulação luminosa (ou *dimming*).

No entanto é necessário algum cuidado no desenvolvimento deste tipo de sistemas. Uma má gestão luminosa pode levar a efeitos secundários adversos nas pessoas ao seu redor, devido às mudanças na percepção visual. Estudos comprovam que a luz ambiente é um fator que pode perturbar o estado mental, podendo resultar em graves problemas de saúde.[2]

É também importante perceber qual o efeito que a regulação luminosa vai ter sobre as comunicações, e quais as melhores estratégias para transmissão de sinal por este meio.

1.1 – Motivação

A luz visível é uma radiação que não prejudica diretamente a saúde, pelo contrário, sem esta radiação, a vida na Terra, tal como a conhecemos, não seria possível. Basta observar alguns processos naturais, tais como a fotossíntese, para perceber a importância que esta radiação tem sobre todos os seres vivos. Por outro lado, as ondas rádio não são inofensivas, e podem mesmo ser perigosas em elevadas potências.

Atualmente, o número de aplicações VLC disponíveis no mercado ainda é escassa, não só porque a tecnologia é relativamente recente, mas também por falta de standardização. Com o inevitável avanço dos dispositivos SSL, em especial os HB-LED, existe uma oportunidade única para desenvolver aplicações inovadoras, dispositivos que enquadrem não só o uso de iluminação inteligente, mas também comunicação sem fios.

Outro fator que torna a luz visível um meio atraente para o setor das telecomunicações é o espaço disponível no seu espectro, uma vez que o espectro RF está atualmente sobrelotado.

Em países desenvolvidos, a luz elétrica existe em praticamente todos os locais. Isto significa que já existe uma infraestrutura para comunicações, pois cada luminária pode-se tornar um potencial emissor VLC (*Visible light communications*).

1.2 – Estado da arte

A *Visible light communications consortium* (VLCC) é um grupo de trabalho para a investigação e desenvolvimento de novas tecnologias usando VLC. Este grupo é maioritariamente japonês, mas conta com a participação de diversos fabricantes

multinacionais. Este facto demonstra que existe grande apoio e interesse por parte dos grandes fabricantes para utilizar VLC em aplicações comerciais.[3]

A OPTICWISE é uma ação do programa europeu de cooperação na ciência e tecnologia (conhecido também como COST) que serve como plataforma de apoio e cooperação interdisciplinar para investigação e desenvolvimento na área das comunicações óticas sem fios. Este programa começou em novembro de 2011 e está planeado terminar em novembro de 2015. O grupo de trabalho nas tecnologias VLC encontra-se entre os grupos de especial interesse desta ação.[4]

Não existem muitas aplicações VLC no mercado, mas já existem empresas focadas na produção de dispositivos para este tipo de comunicações. A pureLiFi é um exemplo de uma empresa que investiga e cria soluções usando a luz visível como elemento central.[5]

1.3 – Objetivos

O objetivo principal é projetar um *driver* de LEDs com capacidade de *dimming* de luz e transmissão de sinal para aplicações de iluminação. Estes são os objetivos secundários para este trabalho:

- Estudar configurações que suportem *dimming* de luz e transmissão de sinal em simultâneo, minimizando ao máximo as interferências entre estas duas operações.
- Projetar um sistema que seja competitivo a nível de custos e velocidades de transmissão, mas que leve em conta a eficiência energética, a qualidade da luz produzida e os riscos de saúde.

1.4 – Estrutura da dissertação

Esta dissertação é composta por cinco capítulos. O presente capítulo começa com uma breve introdução ao trabalho. A primeira secção explica qual a motivação para

projetar um *driver* que suporte *dimming* e VLC. A segunda secção, relativa ao estado da arte, faz alusão a alguns dos projetos mais conhecidos dentro do âmbito das comunicações óticas por luz visível. A quarta secção delinea os objetivos deste trabalho.

O segundo capítulo começa com o estudo do elemento central deste trabalho: o díodo emissor de luz. O texto introdutório examina o funcionamento básico dos LEDs, assim como as suas vantagens e desvantagens. A primeira secção examina as características elétricas e óticas dos LEDs, e as técnicas mais apropriadas para fazer o *dimming* da luz nestes dispositivos. A segunda secção apresenta as topologias de emissor VLC, e descreve o funcionamento e os desafios dentro deste tipo de aplicações. A terceira secção analisa os tipos de modulação que suportam transmissão de sinal mais *dimming*. A quarta e a quinta secção examinam os tipos de reguladores mais usados em aplicações que usam LEDs.

O terceiro capítulo começa com um breve resumo dos pontos mais importantes do capítulo 2, e como estes vão ser importantes para a arquitetura do sistema. A primeira secção analisa a DAC e o modulador de corrente. A segunda secção analisa o regulador linear e como este vai afetar o desenho do *driver*. A terceira secção descreve uma solução para fazer a interface entre a DAC e o andar de saída. A quarta secção analisa o andar de saída. A quinta secção apresenta o esquema completo para o *driver*.

O quarto capítulo começa por apresentar o ambiente de testes e a tecnologia usada durante o trabalho. A primeira, segunda e terceira secções deste capítulo analisam as medições efetuadas em cada módulo do *driver*. A quarta e a quinta secção examinam os resultados das medições efetuadas ao *driver* completo.

O quinto capítulo trata da conclusão do trabalho. A única secção deste capítulo enumera alguns trabalhos que podem ser realizados no futuro.

2. Díodos emissores de Luz

O díodo emissor de luz (LED) é um dispositivo de iluminação de estado sólido (SSL) que usa o fenômeno denominado de eletroluminescência para emissão de luz visível.

A emissão de radiação, quer visível, quer ultravioleta, quer infravermelha, por dispositivos que hoje sabemos serem semicondutores, é um fenômeno conhecido há cerca de um século. No entanto, os primeiros LEDs comerciais só ficaram disponíveis em 1962.[6] Tratava-se, na altura de dispositivos com muito baixo rendimento luminoso e cuja utilização estava limitada a painéis indicadores, máquinas de calcular, relógios e similares.

O princípio de funcionamento dos LEDs está previsto desde que se conhece o mecanismo de funcionamento dos díodos semicondutores e é bem conhecido. Quando um elétron transita da banda de condução para a banda de valência perde energia e essa energia aparece sob a forma de um fóton. Por outras palavras, é emitida radiação quando um elétron e uma lacuna se recombinam, ou seja, este fenômeno ocorre numa junção semicondutora diretamente polarizada. A energia dos fótons emitidos está relacionada, embora não seja necessariamente igual, com a banda proibida (*bandgap*) do semicondutor utilizado. Nos materiais como o silício ou o germânio, por exemplo, que têm respetivamente uma banda proibida de 1.11 eV e 0.66 eV [7], este processo ocorre sem emissão de radiação, pelo que foram imediatamente investigados outros materiais.

Inicialmente os LEDs, e também os díodos *laser*, foram utilizados sobretudo na região do infravermelho, em sistemas de comunicação por fibra ótica, o que ainda hoje acontece.

Os primeiros LEDs emissores na região visível do espectro eram de arsenieto de gálio (GaAs), que tem um *bandgap* de 1.43 eV e emite sobretudo na região do vermelho.[7] A utilização de outros materiais, assim como a adição de impurezas várias, levou ao desenvolvimento de LEDs amarelos, azuis, verdes e até com um espectro que se aproxima do que se define como “luz branca”. Continuavam, no entanto, a ser

dispositivos com um rendimento luminoso muito baixo, adequados para certas aplicações em Telecomunicações, mas não adequados para substituírem as fontes luminosas convencionais, incandescentes e fluorescentes.

O desenvolvimento dos chamados “LEDs de alta intensidade” (HB-LEDs) é bastante mais recente. Os primeiros LEDs azuis de alta intensidade surgiram em 1994 [8], os primeiros dispositivos de luz branca em 2001, e o desenvolvimento continua até hoje, a um ritmo que se aproxima do da lei de Haitz para os níveis de integração dos semicondutores (um crescimento exponencial). É previsível que os HB-LEDs venham a substituir, a curto prazo e com vantagem, todos os sistemas de iluminação anteriores.

Os LEDs oferecem diversas vantagens sobre outras fontes de luz elétrica mais usadas. As seguintes estão entre as vantagens mais importantes deste tipo de dispositivos:

- Suporta comunicações óticas.
- Eficiência na tradução da potência elétrica em potência luminosa.
- Baixas tensões de operação.
- Capacidade de regular a potência média (*dimming*).
- Elevada seletividade cromática.
- Tempo útil de vida.
- São dispositivos sólidos, compactos, e de pequenas dimensões.
- Ausência de materiais tóxicos na sua composição.
- Pequenas dimensões.

Estes dispositivos também apresentam algumas desvantagens:

- Preço relativamente elevado, quando comparado com outros tipos de fontes de luz elétrica.
- Necessitam de dispositivos para garantir que a resposta espectral e o fluxo luminoso permaneçam constantes.
- Forte dependência entre a temperatura do encapsulamento, a resposta espectral e o fluxo luminoso.

É expectável que a evolução dos processos de fabrico e o aumento da procura venham a diminuir progressivamente os preços dos LEDs. Mesmo assim, estes dispositivos não deixam de ser a melhor opção para desenvolver aplicações para as comunicações óticas.

2.1 – Características dos LEDs

O modo como os LEDs se comportam vai depender das suas características elétricas e óticas. São estas características que vão definir como os LEDs serão usados no *driver*, e que técnicas devem ser usadas para fazer o *dimming*.

2.1.1 Características elétricas

Os valores de corrente quando os LEDs estão diretamente polarizados é dado pela **Equação 2.1**, onde I_f e v_f vão ser, respetivamente, o valor da corrente e da tensão entre o ânodo e o cátodo do LED (**Figura 2.1**).

$$I_f = I_S \left(e^{\left(\frac{v_f}{nV_T}\right)} - 1 \right) \quad (\text{Eq 2.1})$$

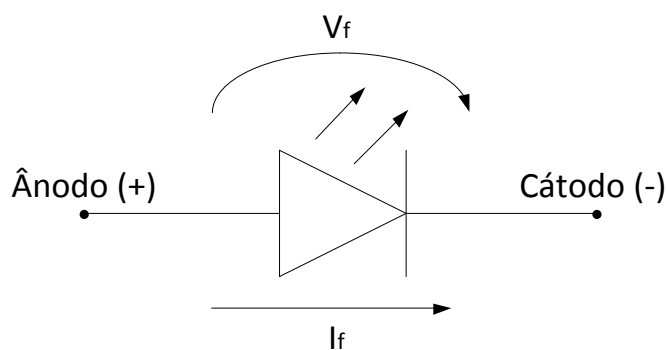


Figura 2.1 – Representação esquemática do LED

O valor da intensidade de corrente resultante (I_f) é dada em função do valor v_f . Os valores I_S e V_T correspondem, respetivamente, à intensidade da corrente em que a junção PN entra em saturação, e a queda de tensão resultante das perdas térmicas no díodo. O valor n é uma constante que varia entre 1 e 2, e depende das dimensões da junção e do processo de fabrico usado.

A intensidade da corrente elétrica vai definir a intensidade luminosa do LED, pois quanto maior o fluxo de corrente, maior o numero de recombinações, logo, maior numero de fótons emitidos. O fluxo luminoso é o valor que determina a quantidade de luz produzida através de eletroluminescência, em função da potência elétrica consumida pelo dispositivo. Esta medida empírica permite quantificar o brilho produzido pelo LED em função da sua corrente de polarização. A resposta típica da relação entre o fluxo luminoso e a corrente elétrica está representada no gráfico da **Figura 2.2**.

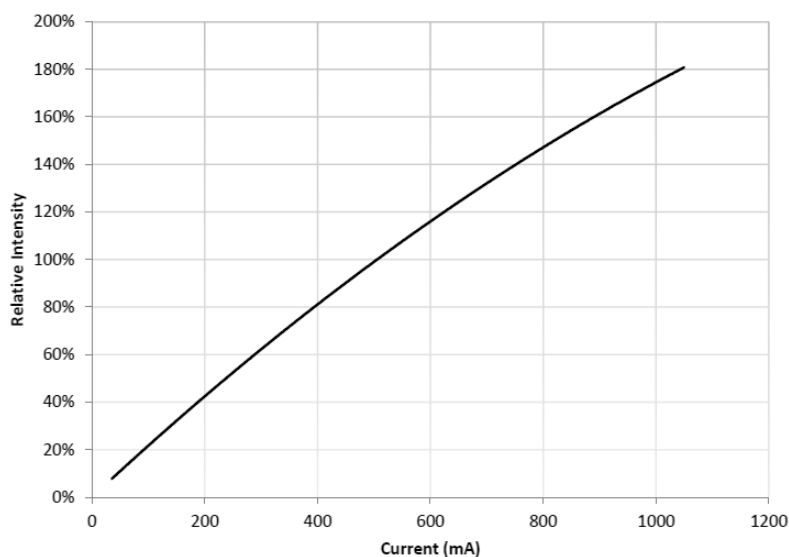


Figura 2.2 – Fluxo luminoso de um LED [9]

É possível observar pelo gráfico que a relação entre a intensidade da corrente elétrica no LED e o seu fluxo luminoso não é linear. Isto ocorre devido à variação das características dos LEDs (eficiência e cor) com a corrente de polarização [10].

2.1.2 Características óticas

Os materiais semicondutores que constituem os LEDs necessitam de uma quantidade mínima de energia para conduzir elétrons da banda de valência para a banda de condução. É esta quantidade de energia que vai caracterizar a cor da luz emitida pelo LED. Diferentes materiais semicondutores vão possuir diferentes bandgaps, e isto vai determinar que cores o feixe de luz terá. Por exemplo, o Nitrito de Gálio é usado na construção de LEDs cujos comprimentos de onda equivalem a cores “frias”, por exemplo, azul ou verde, enquanto o Fosfato de alumínio Gálio Índio é usado para construir LEDs cujos comprimentos de onda equivalem a cores “quentes”, por exemplo, vermelho ou amarelo. LEDs de luz branca emitem radiação cujos comprimentos de onda abrangem todo o espectro visível.

A temperatura de cor resulta das diferenças na resposta espectral entre LEDs de cor semelhante, e é definida pelo comprimento de onda centróide da resposta espectral (Eq 2.2).

$$\lambda_c = \frac{\int_{\lambda_1}^{\lambda_2} \lambda S(\lambda) d\lambda}{\int_{\lambda_1}^{\lambda_2} S(\lambda) d\lambda} \quad (\text{Eq 2.2})$$

O comprimento de onda centróide (λ_c) define o ponto em que a distribuição da potência espectral se divide em duas partes iguais. A diferença entre λ_1 e λ_2 vai definir a região da resposta espectral. Embora muitos fabricantes usem o comprimento de onda de pico como referência, este valor assume que a resposta espectral é simétrica, o que pode não corresponder à realidade. [11]

Os PC-LEDs (*Phosphor converted* - LEDs) são LEDs azuis convertidos para LEDs brancos graças à introdução de uma camada de fósforo na sua constituição. Esta camada de fósforo vai alargar a resposta espectral do LED, resultando na luz branca característica. Diferentes combinações entre o material semicondutor e o fósforo podem resultar em

LEDs de cor branca com diferentes temperaturas de cor. No caso dos PC-LEDs, quando o comprimento de onda centróide situa-se na região azul do espectro (450 nm – 500 nm), o LED vai emitir a cor “branco frio”, e quando se situa na região amarela do espectro (550 nm – 650 nm), vai resultar na cor “branco quente”. (Figura 2.3).

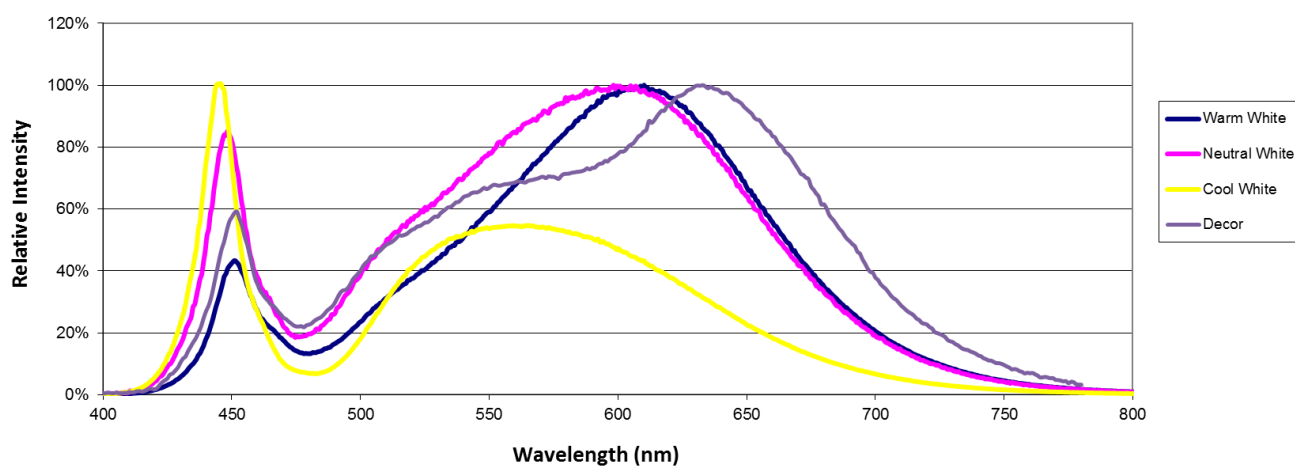


Figura 2.3 – Temperaturas de cor para HB-LEDs de fósforo [9]

Os LEDs RGB (*Red, Green, Blue*) são constituídos por três junções, relativas às cores primárias: uma para a luz vermelha (R), outra para a luz verde (G), e outra para a luz azul (B). Estas junções partilham o mesmo ânodo ou o mesmo cátodo, mas as correntes elétricas nas três junções podem ser controladas separadamente. Tecnicamente, os LEDs RGB são na verdade três LEDs distintos, mas como estes estão encapsulados em conjunto, a combinação das três fontes de luz pode criar um feixe de luz concentrado e para qualquer cor dentro do espectro visível.

É possível obter diferentes combinações de cores ajustando as intensidades de corrente para cada uma das três cores primárias, por exemplo, feixes de luz verde e vermelho, com a mesma intensidade, podem ser combinados para criar um feixe de luz amarelo, já um feixe de luz azul combinado com um feixe de luz vermelho pode criar um feixe de luz violeta, e assim por diante. Esta versatilidade é uma das grandes vantagens dos LEDs RGB, permitindo que estes sejam usados em muitas aplicações, tais como ecrãs.

No entanto, estes são substancialmente mais caros que os LEDs de apenas uma cor mas de potências semelhantes. Em muitas aplicações, como iluminação geral, é mais económico usar PC-LEDs brancos, ao invés de LEDs. Porém, existem situações que podem justificar o seu uso mesmo dentro deste contexto. Isto será analisado na próxima secção.

2.1.3 Técnicas de *dimming*

As duas técnicas mais usadas para o *dimming* da luz são as seguintes:

- Variar a corrente média usando corrente contínua.
- Variar a corrente média dos LEDs por intermédio de corrente pulsada.

A corrente pulsada pode ser modulada através da duração dos pulsos, ou através da sua frequência. O tipo de modulação mais usado é o PWM (*Pulse-Width Modulation*).

A grande vantagem da corrente pulsada é o facto de usar apenas dois níveis de corrente: um nível máximo e um nível mínimo. Isto permite diminuir os efeitos da iluminação causados pelas mudanças das características dos LEDs (ver secção 2.1). A corrente pulsada garante uma relação praticamente linear entre a corrente de polarização e o fluxo luminoso dos LEDs. No caso da corrente constante, o LED vai sofrer variações na sua resposta luminosa durante o *dimming*, porque percorre toda a sua gama de correntes.

Os desvios cromáticos dos LEDs são menores para a corrente pulsada [10], contudo, estes desvios podem ser perceptualmente insignificantes [12]. Quer estes sejam bastante perceptíveis quer não, é quase certo que vão ocorrer desvios cromáticos durante o *dimming* da luz nos LEDs.

Mas em certos casos pode ser necessário minimizar estes desvios. Existem duas opções possíveis:

- Usar LEDs com espectro confinado.
- Usar um sistema que faça a compensação dos desvios cromáticos.

Os LEDs RGB permitem controlar a cor do seu fluxo luminoso com relativa facilidade, o que possibilita a criação de dispositivos que façam a compensação automática dos desvios cromáticos. [13]

No entanto, a luz pulsada pode causar efeitos negativos nos seres vivos ao redor do feixe de luz, mesmo que a frequência da comutação não seja aparentemente observável. Alguns destes efeitos incluem dores de cabeça, tensão ocular e ataques epiléticos. Estes efeitos podem ocorrer rapidamente ou passado algum tempo de exposição. [2]

2.2 – Topologia do emissor VLC e transmissão de sinal

A escolha de uma topologia para o emissor é de elevada importância, pois vai influenciar o comportamento luminoso dos LEDs e o modo como é transmitido o sinal. Uma solução passa por usar diretamente a rede elétrica para o efeito, ligando uma cadeia de LEDs entre a fase e o neutro. Esta é conhecida como topologia Unilateral.

No entanto, os LEDs são elementos que só conduzem corrente em um sentido, o que significa que uma cadeia de LEDs só vai aproveitar meio ciclo da corrente alterna da rede para iluminação, e menos de meio ciclo para transmissão, devido ao valor mínimo de corrente necessário para a correta transmissão do sinal. Isto implica multiplexar os dados no tempo, o que leva a uma queda de menos de 50 % na velocidade máxima de transmissão. Para evitar este problema, usam-se duas cadeias de LEDs em paralelo, conectando uma cadeia no sentido da fase para o neutro, e outra no sentido do neutro para a fase. Este tipo de topologia é denominado de bilateral. É uma solução mais dispendiosa, pois necessitará o dobro dos elementos, e pode não compensar o ganho em eficiência sobre a solução anterior.

A melhor solução é usar corrente contínua, adicionando apenas um retificador de corrente. Esta topologia é denominada de bilateral com ponte retificadora. As três topologias para o emissor estão representadas na **Figura 2.4**.

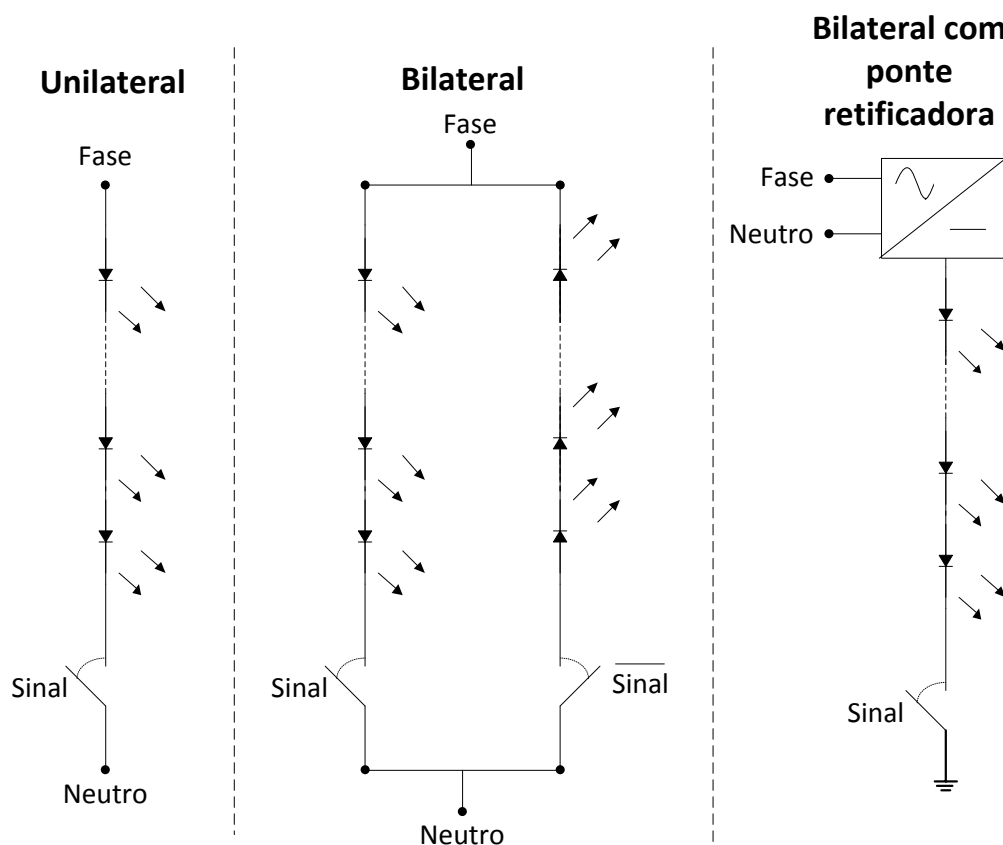


Figura 2.4 – Topologias AC para emissores VLC

A corrente relativa ao sinal é convertida em fluxo luminoso equivalente, e o feixe de luz resultante percorre o espaço aberto, desde os LEDs do emissor, aos fotodíodos nos recetores. Os fotodíodos captam o sinal luminoso e convertem-no para um sinal em corrente, onde é filtrado, acondicionado, amplificado e demodulado para leitura.

Existem alguns obstáculos entre o emissor e o recetor que podem impedir a correta transmissão do sinal. Um deles está relacionado com a diretividade do feixe de luz. Os LEDs são na sua maioria dispositivos que emitem um feixe de luz com estreita distribuição espacial, o que significa que a potência do sinal se propaga maioritariamente em uma direção. Este fator limita muito o número de localizações possíveis para o emissor e o recetor. Basta um objeto opaco cruzar o feixe de luz, ou que o emissor e o recetor não estejam corretamente alinhados, para que o sinal seja interrompido. Outro obstáculo é o ruído ótico. Este ruído pode ter várias fontes, quer naturais, como a luz solar, quer artificiais, como lâmpadas incandescentes ou fluorescentes. O ruído ótico não

pode ser evitado, mas os seus efeitos podem ser minimizados através de técnicas de modulação do sinal, ou pela instalação de filtros óticos. [14]

2.3 – *Dimming* mais VLC

É preciso garantir que a qualidade do feixe de luz permaneça constante durante a transmissão de sinal e o *dimming*. Deve-se evitar que a corrente correspondente ao sinal altere a resposta ótica do LED. Por sua vez, o sinal também não deve ficar corrompido durante o *dimming* da luz.

É preciso encontrar soluções que permitam harmonizar estas duas operações. Seguem-se algumas soluções possíveis para sistemas que usam corrente pulsada, e para sistemas que usam corrente contínua.

2.3.1 Sinal em corrente pulsada

O sinal transita entre uma corrente mínima, próxima de 0 A, para uma corrente máxima, que pode chegar ao valor da corrente máxima suportada pelo LED. Para que a corrente média nos LEDs se mantenha constante, é necessário usar um código de linha que garanta um valor médio constante.

O uso de corrente pulsada para transmissão de dados oferece as seguintes vantagens:

- Apenas necessitam de um elemento comutador, como transístor ou relé.
- Com base no ponto anterior, são os que oferecem menores custos de implementação.
- Quanto maior a frequência do sinal pulsado, mais eficiente será a conversão da corrente elétrica no elemento comutador.
- Podem ser elaborados métodos de codificação de sinal mais *dimming* de luz por alteração do período ou da frequência dos impulsos.

No entanto estes vão apresentar os seguintes problemas:

- Este tipo de emissor está limitado a dois estados possíveis (ON e OFF), o que limita estes sistemas a técnicas de codificação de sinal digital para transmissão de informação.
- Como referido na subsecção das características óticas dos LEDs, a luz pulsada pode causar efeitos indesejáveis nos que a rodeiam.
- Devido ao constante funcionamento do elemento comutador, estes sistemas são, normalmente, de vida relativamente curta.
- Por causa da comutação rápida da corrente (*hot-switching*), muitas vezes estes sistemas vão apresentar picos elevados de corrente que podem causar danos à própria luminária. Para resolver este problema, muitos reguladores DC-DC (DC: *Direct Current*) vêm preparados com a opção *soft-start*, que impede a transição drástica de corrente nos LEDs. Como este tipo de sistemas se baseia na operação *hot-switching*, é necessário perceber se a luminária vai responder bem sob estas condições.
- Necessidade de sincronização entre *dimming* e transmissão (quando o *dimming* é feito através de PWM)

De seguida serão analisadas duas soluções propostas para codificação de sinal que suporta a regulação da potência luminosa: PWM mais OOK (*On-Off Keying*) e PPM (*Pulse Position Modulation*).

➤ PWM mais OOK

Esta técnica usa PWM direto como meio de regulação da corrente média nos LEDs em conjunto com a transmissão de sinal. Por sua vez o sinal é codificado em OOK, e a amplitude dos pulsos é regulada de acordo com o nível da corrente de polarização nos LEDs.

O esquema de regulação e transmissão de sinal está esquematizado na **Figura 2.5**.

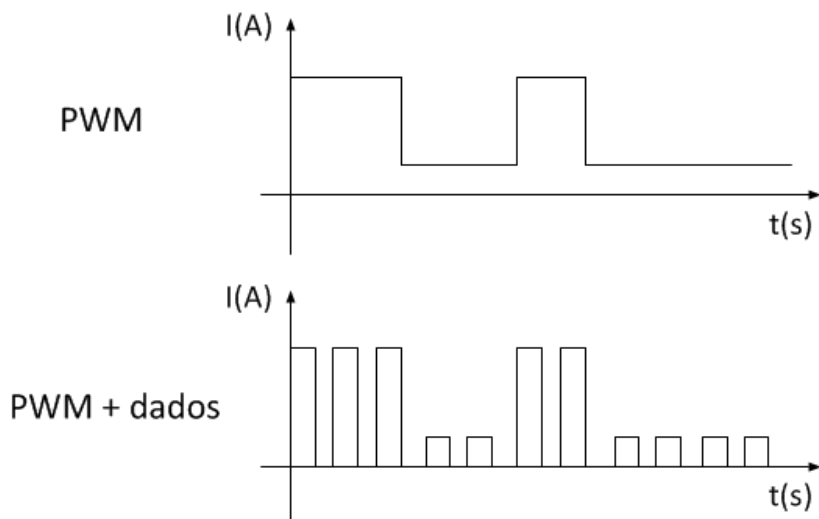


Figura 2.5 – PWM mais sinal em corrente pulsada

Para que este sistema funcione corretamente, o PWM do dimming têm que ser sincronizado com o sinal, e a frequência do sinal têm que ser múltipla da frequência do PWM e superior em várias ordens de grandeza. De modo a preservar os dados nas transições do PWM, ambos têm que estar sincronizados. Os resultados apresentados no artigo que propôs esta técnica [15] revelam que este sistema pode suportar velocidades de transmissão relativamente elevadas (até 10 Mb/s), e que este terá melhores desempenhos quando os dados são codificados usando código Manchester.

Esta é uma solução simples para transmitir sinal e regular a potência média dos LEDs, mas a amplitude do sinal está dependente do PWM relativo ao *dimming*. Isto pode fazer com que o sinal fique ocultado durante os períodos OFF do PWM.

➤ PPM

A modulação por posição do impulso é feita por cálculo do intervalo temporal entre dois pulsos consecutivos, que por sua vez corresponderá a uma palavra binária previamente codificada. Um simples exemplo de funcionamento deste tipo de sistema é dado pelo esquema na **Figura 2.6**. Cada impulso tem um intervalo de tempo cuja largura máxima é de T unidades de tempo, sendo Δt_{width} a sua largura. Como é óbvio, quanto

maior a largura dos impulsos, ou a quantidade de impulsos em um período T , maior o período de tempo que a corrente leva a passar nos LEDs, logo, maior será a intensidade da luz emitida.

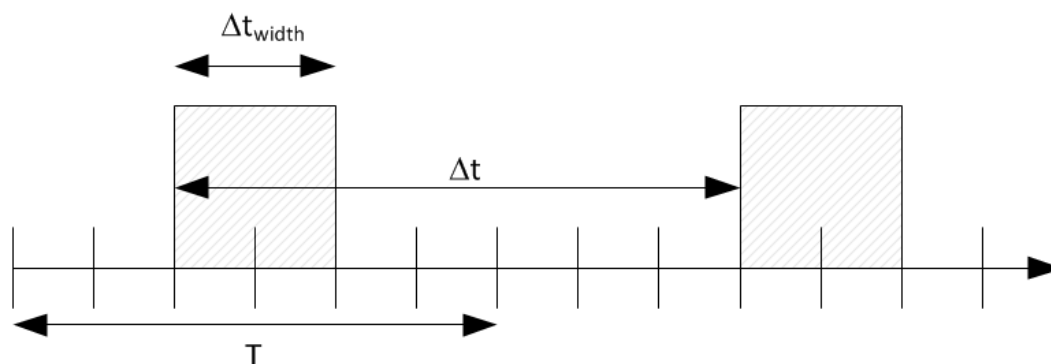


Figura 2.6 – Esquema de modulação PPM

Normalmente, este tipo de codificação é designado de L-PPM, onde L representa o número de *bits* que o sistema suporta. No emissor, cada palavra de L-*bits* vai codificar um Δt correspondente, por transmissão de dois impulsos consecutivos. Se a comunicação for corretamente sincronizada, o mesmo Δt vai ser lido no recetor, por leitura da diferença de tempo entre os dois impulsos recebidos, descodificando assim a mesma palavra de L-*bits* do emissor.

Palavras de L-*bits* muito compridas vão obrigar a reduzir muito os períodos ON, ou OFF (no caso do PPM invertido, ou I-PPM) do impulso. Isto implica maiores velocidades de transferência, mas limita a gama de variação do *dimming*. Para aumentar esta gama é necessário usar tipos de modulação PPM mais robustos, como a modulação V-PPM (*Variable-PPM*), ou M-PPM (*Multiple-PPM*). [16]

2.3.2 Sinal em corrente continua

Usar modulações mais avançadas como QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*) ou OFDM (*Orthogonal Frequency-Division Multiplexing*) possibilita transmitir maiores

quantidades de informação por unidade de tempo, em comparação com as modulações OOK ou PPM. Este tipo de modulações usa ondas portadoras com formato sinusoidal, o que implica usar sinais que não sejam pulsados. O sinal resultante deste tipo de modulações pode ser produzido com auxílio de um gerador de sinais, ou através de um conversor digital para analógico, ou DAC (*Digital to Analog Converter*). As DACs podem suportar qualquer tipo de sinal, e pode comunicar facilmente com outros sistemas usados nas telecomunicações, como por exemplo, unidades de processamento de sinal.

A forma mais correta de transmitir este tipo de sinais será usando corrente contínua. A **Figura 2.7** mostra como funciona este método de transmissão.

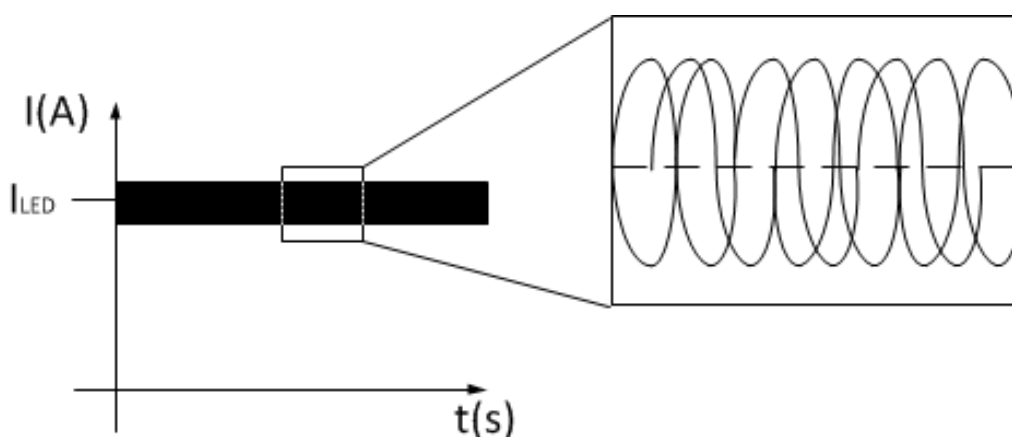


Figura 2.7 – Sinal analógico sobre corrente contínua

O ruído elétrico gerado pelos elementos do *driver* é um fator que, embora possa ser minimizado, nunca pode ser completamente ignorado. Infelizmente, aumentar a intensidade da corrente durante o *dimming* pode também aumentar proporcionalmente a intensidade do ruído na corrente média, e quando isto ocorre, a transmissão do sinal pode ficar comprometida. A amplitude do ruído na corrente média pode ser tão elevada a ponto de ocultar ou distorcer o sinal. Aumentar a amplitude do sinal pode ser uma solução quando a corrente média nos LEDs é relativamente elevada. No entanto, a amplitude do sinal tem que permanecer baixa durante os níveis mínimos do *dimming* para que as diferenças na amplitude do sinal não causem alterações na iluminação. A solução é usar um dispositivo que aumente ou diminua a amplitude do sinal durante o

dimming, mantendo assim a qualidade do sinal e a iluminação uniformes. A amplitude máxima do sinal é modulada a partir da intensidade de corrente de polarização no LED, e a razão entre ambas as correntes é dada por um fator que vai ser definido neste projeto como fator de modulação (Eq 2.3).

$$i_{M\acute{a}x_Sinal} = K i_{LED} , \text{ onde } K \text{ é o fator de modulação} \quad (\text{Eq 2.3})$$

Este funcionamento está demonstrado na **Figura 2.8**. A amplitude do sinal ΔI_1 deve ser suficientemente pequena para não causar efeitos dramáticos na iluminação. Quando o nível de *dimming* aumenta, a amplitude do sinal também vai aumentar (ΔI_2), para que este não seja suprimido.

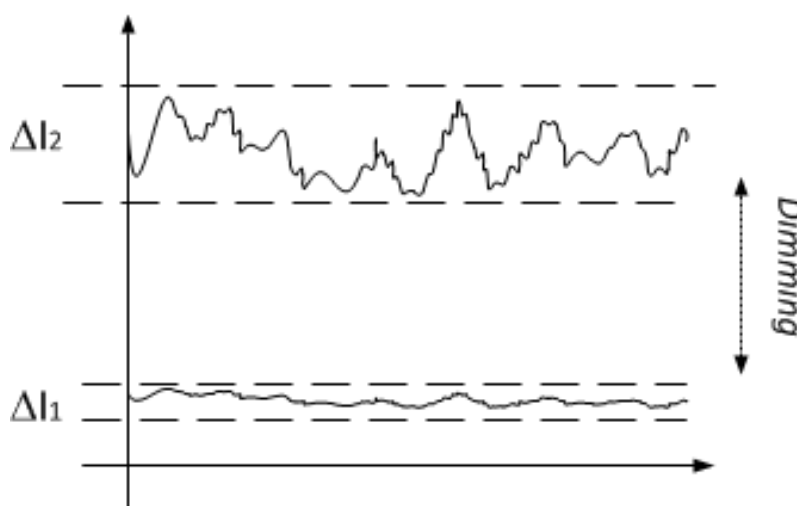


Figura 2.8 – Variação da amplitude do sinal com o *dimming*

2.4 – Reguladores comutados

A tensão, ou corrente, à saída deste tipo de reguladores é dada em função do tempo que o elemento comutador se encontra fechado. Existem diferentes topologias para reguladores comutados, sendo as principais a topologia *buck*, ou *step-down*, cuja

tensão de saída é menor que a tensão de entrada, *boost*, ou *step-up*, cujo valor de tensão à saída é maior que a tensão de entrada, ou ainda *buck-boost*, cuja tensão à saída pode ser maior ou menor que a tensão de entrada.

A **Figura 2.9** representa o esquema para um simples conversor *Buck*.

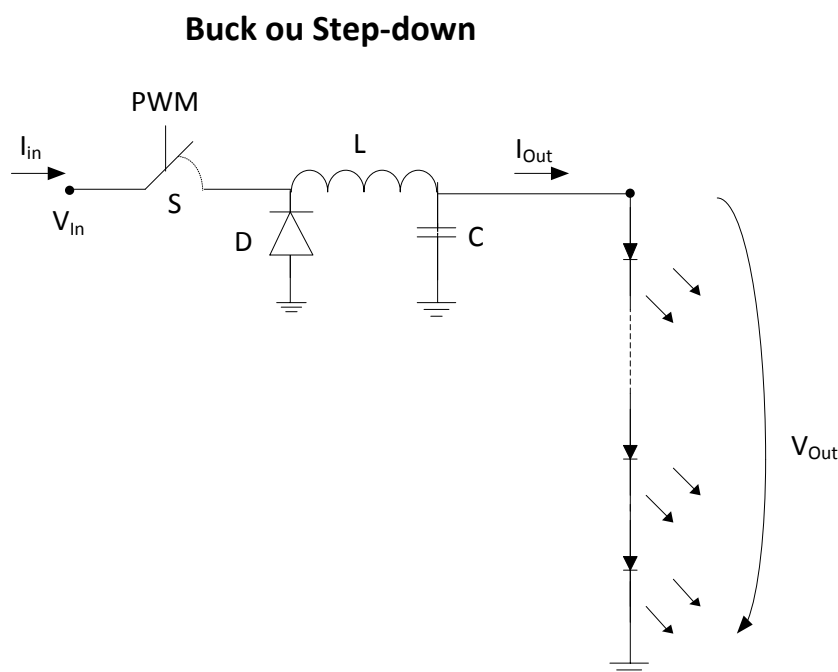


Figura 2.9 – Conversor *Buck*

Nos conversores *buck*, a bobine L armazena energia durante o período em que o interruptor S se encontra fechado. No fim desse instante de tempo, quando o interruptor S é aberto, a energia armazenada na bobine é libertada, causando uma passagem de corrente do diodo D para a cadeia de LEDs. Normalmente, o interruptor é um transístor ou MOSFET (*Metal oxide semiconductor field effect*) a operar entre o corte e a saturação, e o sinal pulsado é em PWM.

O *duty-cycle* do PWM é dado pela **Equação 2.4**.

$$D = \frac{T_{ON}}{T} \quad (\text{Eq 2.4})$$

Da **Equação 2.4**, T_{on} é o tempo On do PWM, e T o período. Assumindo que o regulador está a trabalhar em modo contínuo, isto é, a corrente na bobine nunca chega a zero durante o período do PWM, a equação da tensão de saída do regulador *buck* é dada na **Equação 2.5**.

$$V_{OUT} = D V_{IN} \quad (\text{Eq 2.5})$$

Estes valores são obtidos na filtragem da tensão pulsada, à saída do interruptor, para corrente contínua. Caso estes valores não sejam corretamente filtrados, a tensão na saída pode aparecer com *ripple* elevado. No entanto, a amplitude da tensão de *ripple* pode ser tão reduzida a ponto de não causar efeitos notáveis na iluminação.

Os reguladores comutados são os melhores a nível de eficiência energética, mas devido à conversão e filtragem da tensão comutada, a largura de banda deste tipo de reguladores vai ser muito baixa, impossibilitando assim empregar este tipo de reguladores em aplicações que usam VLC.

2.5 – Reguladores lineares

Normalmente este tipo de reguladores é composto por um transístor (bipolar ou MOSFET), um amplificador operacional, e algumas resistências, o que significa que, em termos económicos, têm um custo de produção muito baixo.

Dependendo do tipo de elemento de passagem, poderá ser necessário um andar adicional à saída do amplificador operacional para fazer o *drive* da corrente na base, ou porta, do transístor.

A **Figura 2.10** representa o esquema de funcionamento para este tipo de reguladores.

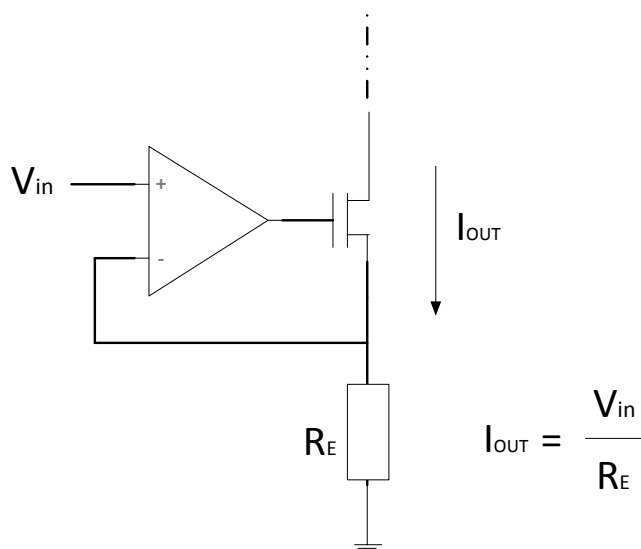


Figura 2.10 – Regulador de corrente linear

Os reguladores de corrente linear fazem uso de uma malha de realimentação negativa para regular a corrente, com auxílio de um amplificador operacional. Se o amplificador apresentar um ganho elevado em malha aberta, as suas entradas vão estar, virtualmente, em curto-circuito, obrigando a que a tensão no emissor do transistor bipolar (ou fonte, no MOSFET) seja igual ao valor de tensão na entrada positiva do amplificador. Isto faz com que os valores à saída deixem de depender da queda de tensão entre o emissor e a base (ou entre a fonte e a porta, no caso dos MOSFET) e do ganho em corrente do transistor, assegurando uma resposta linear em toda a gama de regulação.

Ao contrário dos reguladores comutados, o elemento de passagem está sempre a conduzir, o que vai implicar um desempenho muito mais fraco a nível de eficiência energética. No entanto, visto que não precisam de converter e filtrar tensão pulsada, estes reguladores podem ser usados em sistemas VLC porque a sua largura de banda vai ser mais larga, permitindo assim transmitir sinais a velocidades competitivas.

3. Arquitetura do sistema

Estas são as conclusões retiradas do capítulo anterior:

- O *driver* vai usar corrente contínua para que a transmissão permaneça constante e para que o *dimming* cause o mínimo de interferências possível com o sinal. Usar corrente contínua ao invés de corrente pulsada pode evitar problemas de saúde devido à comutação da luz. Finalmente, a corrente contínua é a melhor opção para a transmissão de sinal.
- As DACs suportam vários tipos de sinal, e facilitam a integração do driver com outros sistemas de comunicação.
- Os reguladores lineares têm frequências de corte muito maiores que as frequências de corte dos reguladores comutados, permitindo assim maiores velocidades de transmissão de sinal.

A partir dos pontos anteriores, existem condições para desenhar a arquitetura do *driver* de maneira a obedecer aos objetivos propostos no início deste trabalho.

3.1– DAC mais modulador de corrente

É necessário incorporar um modo de ajustar a máxima intensidade de corrente do sinal, em função da intensidade da corrente de polarização. Isto é possível através da variação da corrente de referência da DAC usada para sinal, proporcionalmente à corrente de polarização. Deste modo, a resposta final do modulador resultará no comportamento descrito pela **Equação 2.3**.

A maneira mais simples de projetar este sistema é por usar um espelho de corrente de *Widlar*, onde a razão entre as dimensões dos transístores que constituem o espelho vai definir o fator de modulação K .

O sistema está representado esquematicamente na **Figura 3.1**.

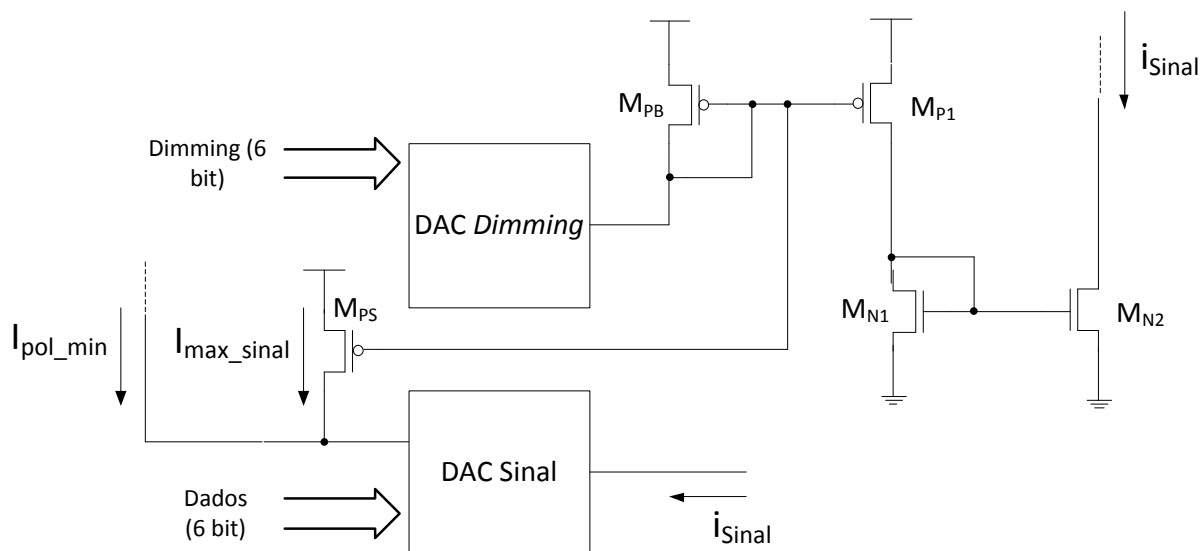


Figura 3.1 – DAC mais sistema de modulação

Supondo que o L dos MOSFET se mantém iguais, a razão entre o W de M_{PB} e M_{PS} é o valor que vai definir o fator de modulação (Eq 3.1).

$$K = \frac{W_{PS}}{W_{PB}} \quad (\text{Eq 3.1})$$

O tipo de DAC que o *driver* vai usar é de peso binário. Esta DAC foi escolhida por ser um dispositivo simples de implementar, e que garante velocidades de conversão relativamente elevadas. No entanto, têm que ter um valor de tensão mínimo na sua saída para garantir que os elementos do circuito fiquem todos devidamente polarizados.

3.2– Sinal mais polarização

O esquema representado na **Figura 3.2** mostra a primeira estratégia de implementação do *driver*. O esquema representa um regulador linear série, cuja corrente à saída deverá corresponder à soma do sinal mais a corrente de polarização dos LEDs.

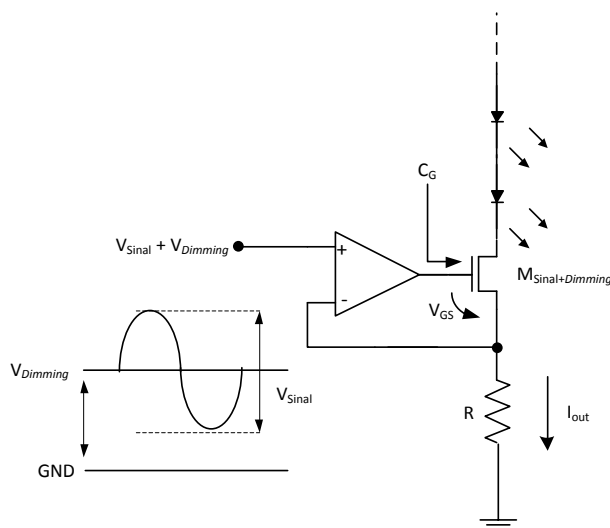


Figura 3.2 – Regulador com sinal e *dimming*

A resistência na saída vai definir a corrente final na cadeia de LEDs. Esta resistência deve ser calculada para garantir que os valores da corrente não saiam do intervalo seguro, tanto para os LEDs, como para o elemento de passagem. A equação da corrente resultante, com base nos valores apresentados no esquemático, é dada na **Equação 3.2**.

$$I_{OUT} = \frac{V_{Sinal} + V_{Dimming}}{R} \quad (\text{Eq 3.2})$$

Este esquema, embora seja simples, não é funcional. Existem três razões principais pelas quais esta solução vai estar seriamente limitada, sendo estas:

- Limite das áreas de funcionamento do transístor
- Limite das áreas de funcionamento do amplificador operacional
- A diferença de valores entre V_{SIG} e V_{POWER}

Os valores da corrente de saída vão estar limitados pela máxima queda de tensão à saída do amplificador operacional (V_{DD}), menos o V_{GS} ou V_{BE} do transístor, e a tensão correspondente ao sinal. Assim, se o V_{GS} ou V_{BE} forem elevados, o grau de resolução pode ficar muito reduzido (**Figura 3.3**).

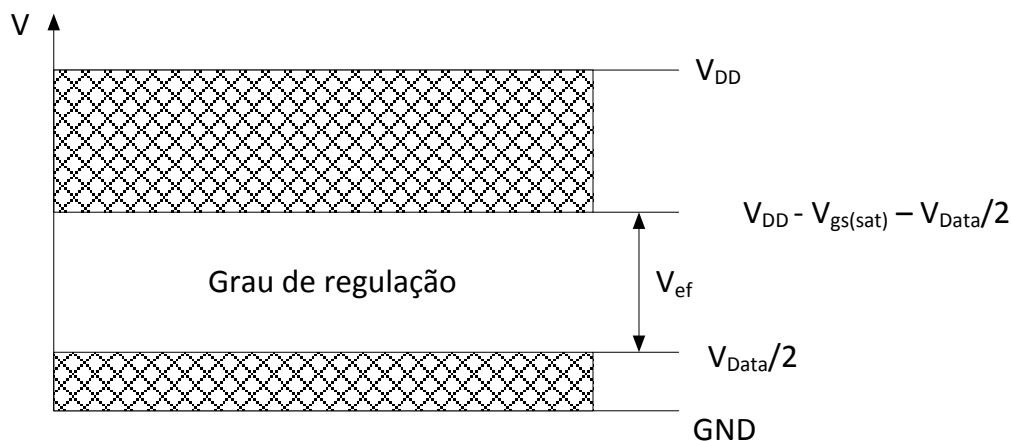


Figura 3.3 – Limites do grau de regulação

Se o grau de regulação é reduzido, o sistema perde precisão na resposta e fica menos imune a possíveis fontes de ruído. No limite, se a amplitude do sinal for suficientemente elevada, o sistema vai perder a capacidade de fazer dimming.

O problema dos elementos de passagem é a carga capacitiva de entrada (capacidade equivalente na base, no caso dos transistores bipolares, ou na porta, no caso dos MOSFET). Para suportar elevados níveis de corrente, as áreas de junção dos transistores vão ter que ser correspondentemente elevadas, o que implica uma maior capacidade distribuída por unidade de área. Isto por sua vez vai diminuir a largura de banda, limitando assim a velocidade do sistema.

Os MOSFETs têm impedâncias de entrada muito elevadas, quando comparados com os transistores bipolares. Isto pode ser vantajoso para sistemas de baixo consumo. Mas o problema dos MOSFET encontra-se nos valores de V_{GS} , que podem chegar acima de 1 V. MOSFETs de potência vão apresentar menores quedas de tensão V_{GS} , mas maiores capacidades de entrada. Isto significa que vai existir um compromisso entre velocidades de transmissão e a gama de regulação.

Os reguladores com MOSFET não oferecem grandes vantagens sobre uma solução com transistores bipolares. Pelo contrário, devido ao baixo valor de V_{BE} , os transistores bipolares possibilitam maiores gamas de regulação.

No entanto, usar transístores bipolares não resolve o problema das capacidades de entrada. Para garantir velocidades de transmissão elevadas é preciso separar a corrente relativa ao sinal e a corrente relativa à polarização. O regulador apresentado na **Figura 3.4** oferece uma solução possível.

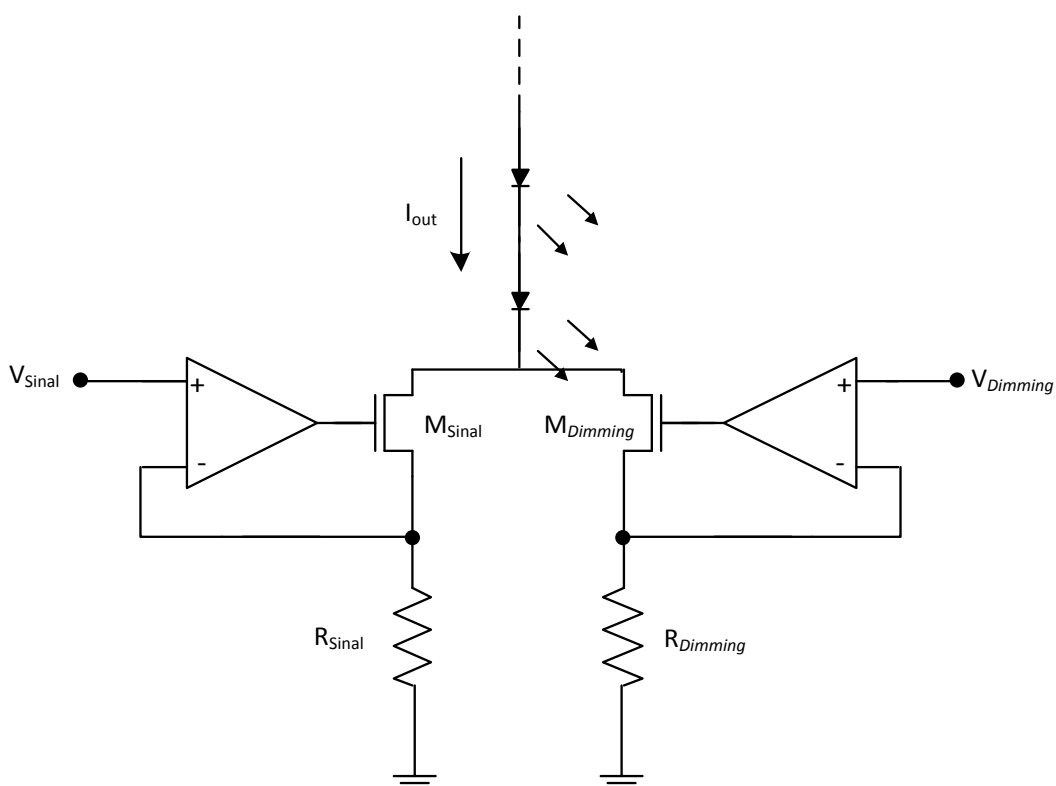


Figura 3.4 – Regulador com sinal e *dimming* separados

A corrente nos LEDs é por sua vez a soma da corrente de sinal e da corrente de polarização (**Eq. 3.3**).

$$I_{OUT} = \frac{V_{Sinal}}{R_{Sinal}} + \frac{V_{Dimming}}{R_{Dimming}} \quad (\text{Eq 3.3})$$

Esta configuração resolve os pontos mais críticos da primeira estratégia. Primeiro, a gama de regulação para transmissão de sinal e *dimming* vão estar repartidas, o que

significa que ambas as operações só estarão limitadas ao V_{GS} ou V_{BE} do transistor no seu ramo. Segundo, o transistor no ramo para sinal não precisa suportar a corrente de polarização, e por isso permite velocidades de transmissão mais elevadas.

3.3– Interface entre a DAC e o andar de saída

É preciso converter a corrente do sinal à saída da DAC para um valor de tensão correspondente. Este valor de tensão será posteriormente usado no andar de saída do *driver* para definir a amplitude de corrente dos LEDs. Normalmente, são usados amplificadores de transimpedância para este fim (**Figura 3.5**).

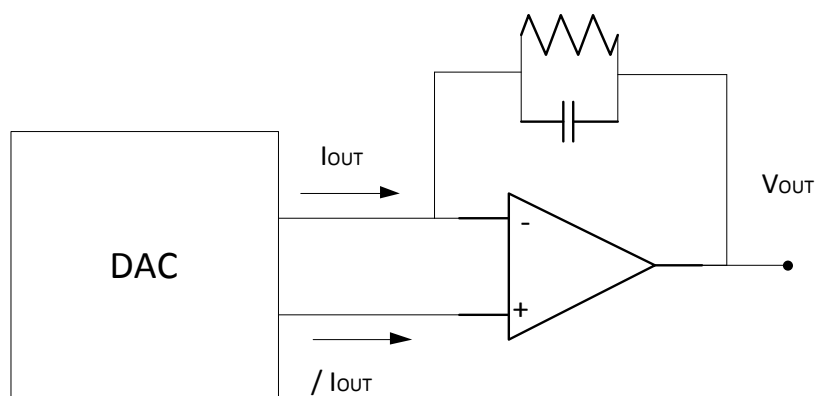
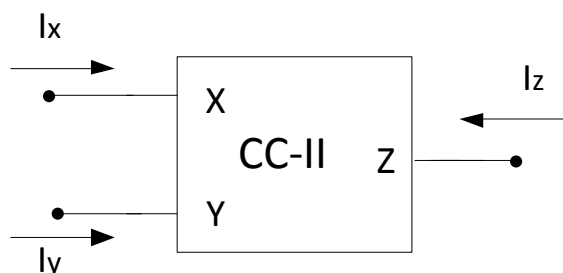


Figura 3.5 – Conversão I-V à saída da DAC

Vai ser necessário adicionar um buffer entre esta configuração e o andar de saída para diminuir os efeitos de carga. Estes dois andares (o conversor e o *buffer*) vão aumentar muito os tempos de conversão da DAC, diminuindo assim as velocidades de transmissão do sistema. Vai ser necessário usar um dispositivo alternativo, que maximize as velocidades da DAC, e que funcione ao mesmo tempo como um *buffer*.

Os *current conveyors* (CC) são dispositivos em modo corrente muito versáteis, e que oferecem diversas vantagens na implementação de circuitos analógicos. Frequentemente são usados no desenho de amplificadores, oferecendo sobre estes

maiores larguras de banda e rejeição em modo comum. Devido à sua versatilidade, foi escolhida a segunda versão deste dispositivo, o CC-2 (**Figura 3.6**).



$$I_x = I_z$$

$$I_y = 0 \text{ A}$$

$$V_x = V_y$$

Figura 3.6 – Current conveyor 2

Basicamente, o CC-2 funciona como um transistor ideal, onde a corrente na base é nula, e as correntes no coletor e no emissor são, em módulo, iguais. A relação entre as correntes e as tensões nos terminais do CC-2 está descrito na **Equação 3.4**.

$$\begin{bmatrix} I_y \\ V_x \\ I_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & \pm 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_y \\ I_x \\ V_z \end{bmatrix} \quad (\text{Eq 3.4})$$

O CC-2 terá as seguintes funções:

- Somador das correntes da DAC.
- Servir como amplificador de corrente do sinal
- Servir como *buffer* de corrente entre a DAC e a base do *Darlington*.

O CC-2 permite que a entrada do sinal à saída da DAC seja feita diretamente em corrente, por isso não é necessário um andar adicional para converter a corrente em

tensão. O CC-2 também vai funcionar como buffer, visto que a impedância no terminal Z vai ser nula. Esta configuração garante que a velocidade do sinal permaneça elevada.

O valor de tensão no terminal X do CC-2 deve garantir que os elementos da DAC fiquem todos devidamente polarizados (ver secção 3.1). No entanto, este valor não está definido. Como a corrente à entrada do terminal Y é nula, basta ligar este terminal a ponto de referência conhecido para que o terminal X fique com um valor de tensão controlável, garantindo assim a polarização correta da DAC, mas sem interferir com o funcionamento do CC-2. Por outro lado, a tensão no terminal Z deve ser suficientemente elevada para que os transístores do andar de saída permaneçam ativos. Ligar o terminal Y ao terminal Z do CC-2 resolve este problema, pois faz com que a queda de tensão no terminal X fique igual à queda de tensão no terminal Z, fazendo com que a DAC, o CC-2 e o andar de saída fiquem uniformemente polarizados, garantindo assim o funcionamento correto do driver.

3.4– Andar de Saída

O esquema da **Figura 3.7** representa o andar de saída do *driver*.

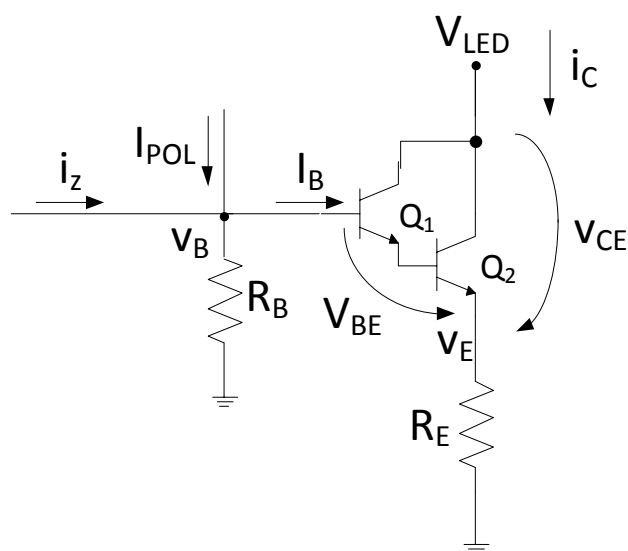


Figura 3.7 – Andar de saída

Devido ao seu sucesso em trabalhos anteriores [17], o elemento central do andar de saída é um *Darlington* composto por dois transístores bipolares, o BFR92A(Q₁) e o BFG21W(Q₂). O BFR92A é um transístor de radiofrequência e pequeno sinal, enquanto o BFG21W é um transístor de radiofrequência para corrente elevada. Esta configuração vai permitir velocidades de transmissão competitivas e uma larga gama de resolução em um só dispositivo.

O sinal digital é convertido em sinal analógico de corrente (i_Z), que por sua vez será convertido em tensão (v_B) pela resistência na base (R_B) em paralelo com a impedância de entrada do *Darlington* (Z_{in}). Esta diferença de tensão vai equivaler a uma queda na tensão do emissor (v_E), o que por sua vez provocará uma variação na intensidade da corrente de emissor do *Darlington* (i_E). A corrente I_{POL} evita que os transístores cortem na ausência de sinal, isto é, quando i_Z for nulo.

A equação da corrente i_C em função da corrente i_E é dada na **Equação 3.5**.

$$i_C = \alpha_F i_E \quad (\text{Eq 3.5})$$

A tensão no emissor do *Darlington* estará por sua vez relacionado com a tensão na sua base (**Eq 3.6**), onde é possível estabelecer a relação com a corrente de sinal i_Z (**Eq 3.7**).

$$V_E = V_{BE} + V_B \quad (\text{Eq 3.6})$$

$$V_B = (i_Z + I_{POL}) (R_B \parallel Z_{IN}) \quad (\text{Eq 3.7})$$

A impedância de entrada do *Darlington* é dada pela **Equação 3.8**.

$$Z_{IN} = (\beta_F + 1) R_E \quad (\text{Eq 3.8})$$

O ganho de corrente dos transístores bipolares (β_F) é um valor medido empiricamente, e normalmente encontra-se tabelado nos manuais técnicos dos fabricantes. Este valor vai depender de vários fatores, tais como temperatura, o I_c e o V_{ce} , entre os mais importantes.

O valor de I_c vai dominar a resposta do ganho em corrente dos transístores do *Darlington*, tendo em conta que os outros dois valores se manterão praticamente inalterados ao longo do intervalo de variação de I_z .

A influência que I_c vai exercer sobre o ganho em corrente pode determinar a resposta final do sistema. É necessário perceber se estas mudanças são críticas, caso contrário, a resposta do sistema poderá não corresponder ao expectável. No entanto, não é possível retirar uma relação concreta entre I_c e o ganho de corrente, sem levar em conta as intensidades da corrente de base.

Também é necessário analisar a influência de V_{LED} no sistema, visto que, para além das cadeias de LEDs, não existe nenhum elemento de controlo sobre este valor.

3.5– Esquema do *driver*

O *driver* final vai ser composto da seguinte maneira:

- Uma DAC, um CC-2 e um andar de saída vão ser usados para controlar a corrente média dos LEDs.
- Uma DAC, um CC-2 e um andar de saída vão ser usados para controlar a corrente relativa ao sinal. O modulador de corrente vai controlar a amplitude máxima do sinal em função da corrente para *dimming*.
- As DACs, o modulador de corrente e os CC-2 devem ser construídos em circuito integrado.
- O andar de saída vai usar componentes discretos e será construído fora do circuito integrado.

A **Figura 3.8** representa o esquema resumido do *driver*.

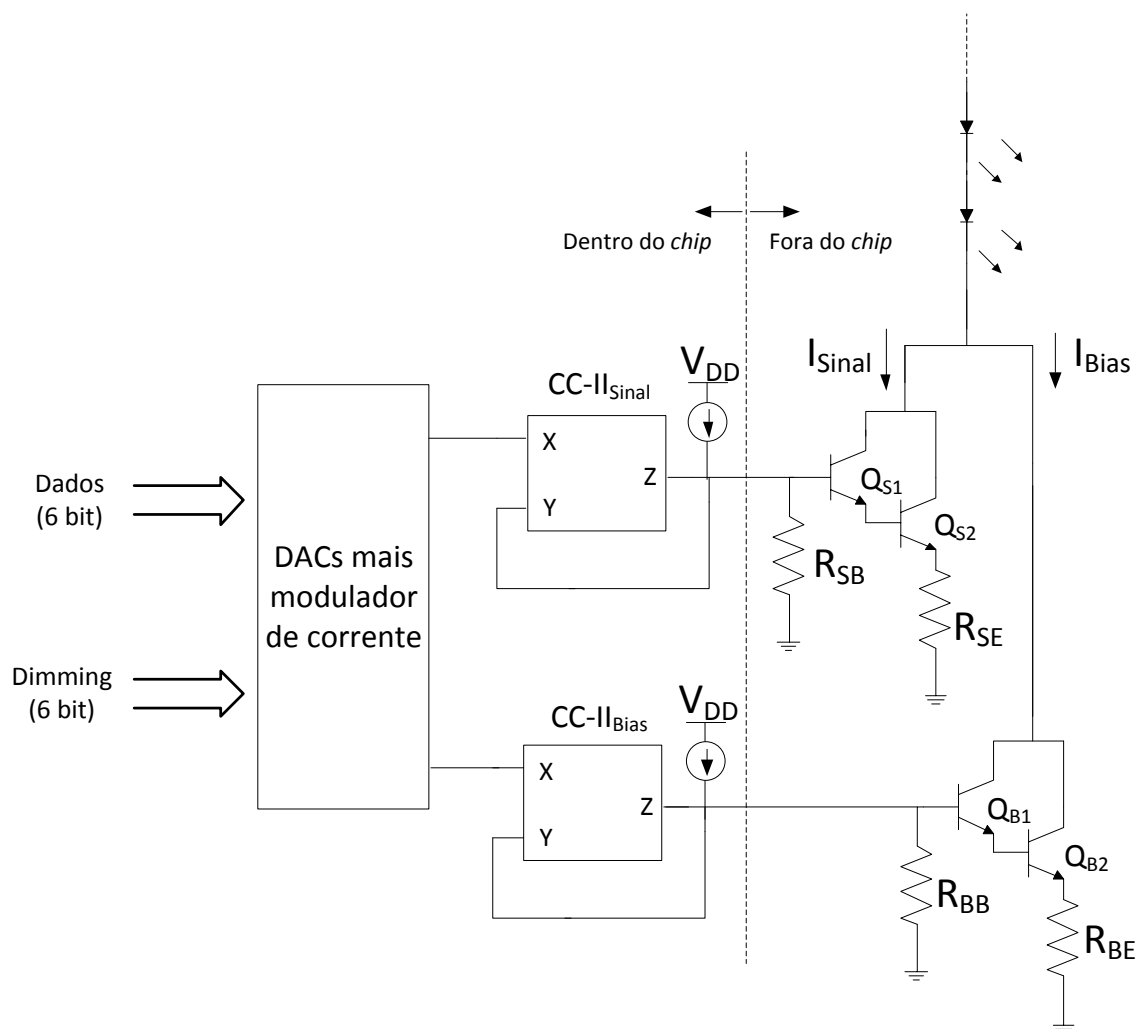


Figura 3.8 – Esquema do driver

A corrente total na cadeia de LEDs corresponde à soma das correntes no ramo de sinal e de polarização (**Equação 3.9**).

$$I_{LED} = i_{Sinal} + I_{Bias} \quad (\text{Eq 3.9})$$

A característica da corrente no ramo de sinal é a sua alta frequência, relativamente à corrente que vai definir o nível de potência na cadeia de LEDs, e, conseqüentemente, o nível de intensidade luminosa. Logo, a corrente neste ramo é maior em intensidade que a corrente de sinal, e representa a maior parte da corrente total.

O controlo da corrente em ambos os ramos é semelhante. A única diferença reside nas dimensões das resistências externas. São estas resistências que vão definir os níveis mínimos e máximos de corrente.

4. Medições e Resultados

Todas as medições foram obtidas por meio de simulação. O programa usado para simulações foi o *Cadence*, da *Austria Microsystems* (AMS), com auxílio das bibliotecas SPICE usadas nas tecnologias CMOS (*Complementary oxide semiconductor*) para pistas com larguras mínimas de $0,35 \mu\text{m}$, também conhecido como o processo AMS C35. O dispositivo funcionará com uma queda de tensão aproximadamente igual a 3,3 V. Os modelos SPICE do BFR92A e do BFG21W foram obtidos a partir do *site* dos fabricantes e importados para o *Cadence*.

4.1 – Dimensionamento dos CC-2

A saída Z do CC-2 terá um condensador a simular a carga na base dos transístores no andar de saída. A largura de banda foi retirada a partir da relação entre a tensão na entrada X e na saída Z. O esquema do CC-2 está representado na **Figura 4.1**.

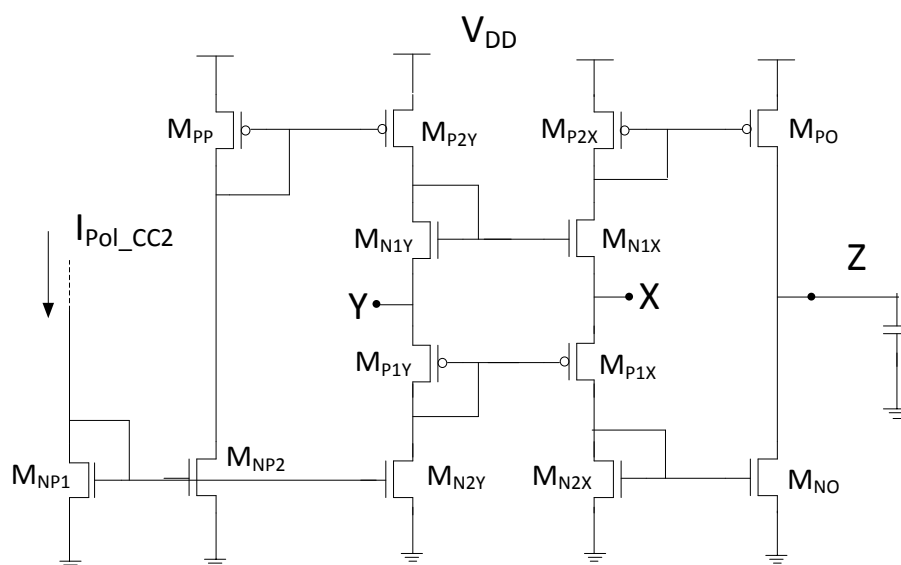


Figura 4.1 – Esquema do CC-2

O W_p (Largura de porta dos PMOS) usado para as medições iniciais é de $10 \mu\text{m}$, valor dado por omissão nas bibliotecas da AMS. Os gráficos da **Figura 4.2** representam os valores retirados por meio de simulação.

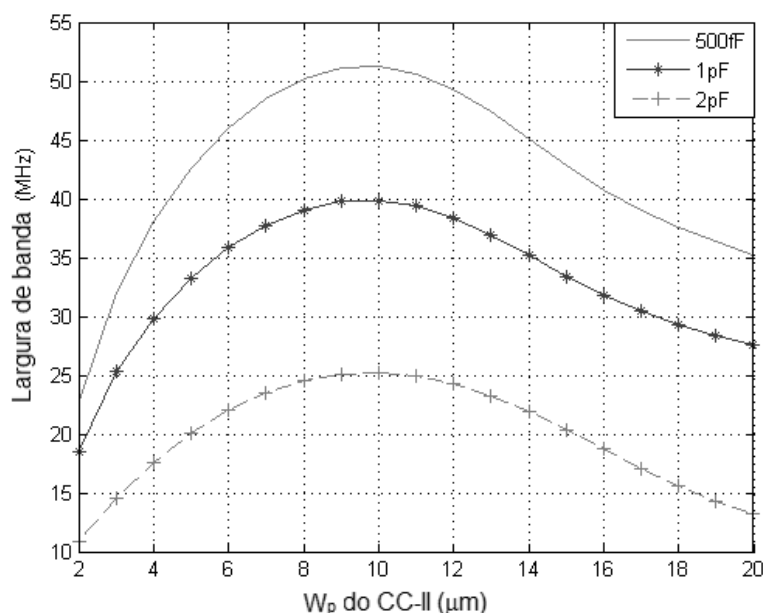


Figura 4.2 – Largura de banda em função do WP

O dimensionamento de W_p vai ser um fator importante no consumo final do circuito. Correntes de polarização elevadas vão conduzir a valores mais elevados da frequência de corte, mas ao mesmo tempo, implicarão maiores consumos. Para este sistema vai ser necessário encontrar um equilíbrio entre estas duas variáveis. Correntes de polarização de $200 \mu\text{A}$ (correspondente a um W_p de $10 \mu\text{m}$), pode chegar acima dos 50 MHz para transferências em tensão. Correntes de polarização mais baixas começam a apresentar valores de largura de banda abaixo dos 20 MHz, por isso é importante manter a corrente de polarização relativamente elevada para que as velocidades de transferência sejam competitivas.

O gráfico na **Figura 4.3** mostra o varrimento das dimensões nos PMOS para cada corrente de referência do CC-2. O objetivo é descobrir que dimensões devem ser usadas para maximizar a largura de banda.

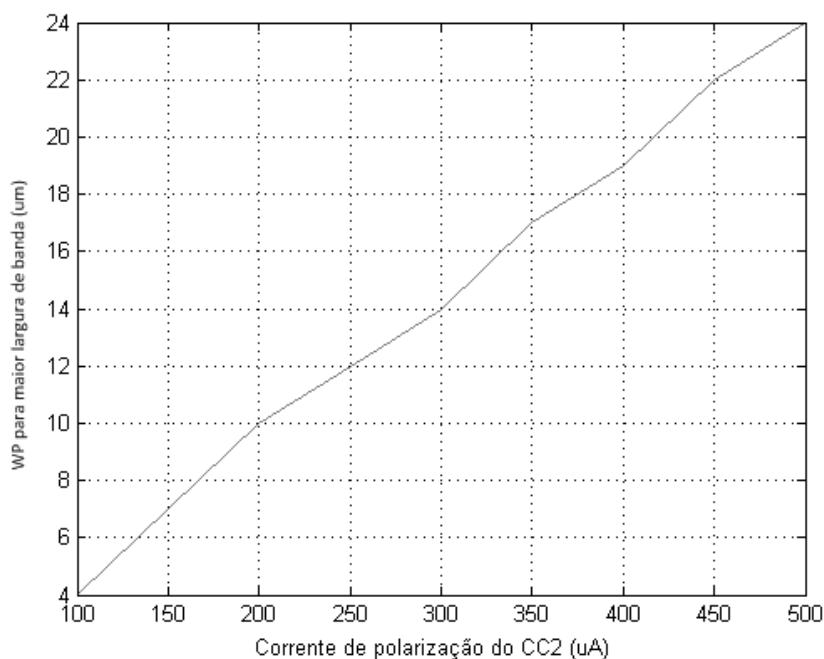


Figura 4.3 – WP em função da corrente de polarização

A Tabela 4.1 apresenta os valores finais das dimensões das larguras de porta dos MOSFET no CC-2 para correntes de polarização de 200 μ A.

L (Todos)	W_P	W_N
0,35 μ m	10 μ m	5 μ m

Tabela 4.1 – Dimensões W e L dos MOSFET do CC2

4.2 – Polarização dos andares de saída

Para o *driver* funcionar corretamente será necessário garantir que ambos os andares de saída estejam sempre ativos. Isto vai depender dos valores da polarização do CC-2, assim como os valores de tensão e corrente que os transístores do *Darlington* precisam para atuar. A Tabela 4.2 destaca os valores de tensão nos limites de funcionamento do *Darlington*.

V_{BE} corte	1,52 V
V_{CB} saturação	-0,73 V
V_{CE} corte @ V_{BE} corte	915,53 mV

Tabela 4.2 – Valores de tensão do *Darlington*

A **Figura 4.4** representa o esquema do andar de saída mais o CC-2.

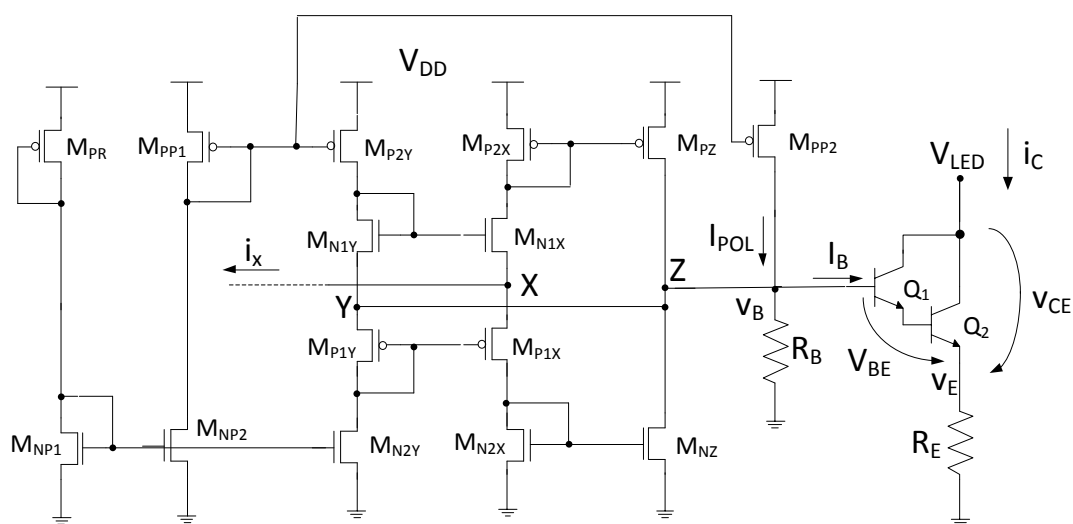


Figura 4.4 - CC-2 mais andar de saída

Com o CC-2 já dimensionado, as análises serão feitas com base na corrente em I_x , a corrente relativa ao sinal à saída da DAC. É importante notar que esta corrente vai ter sentido contrário à corrente na saída do ramo Z, que por sua vez estará ligado na base do *Darlington*.

A resistência R_B , assim como a fonte de corrente constituída pelo PMOS M_{PP2} , têm que garantir uma tensão mínima de funcionamento na base do *Darlington*. Com a corrente I_z a 0 A, os valores de R_B e W_{PP2} medidos estão representados na **Tabela 4.3**.

W_{PP2} (m)	2 μ
R_B (Ω)	4 K

Tabela 4.3 – Largura da porta dos MPP2 e resistência R_B

Os gráficos da **Figura 4.5** mostram a resposta entre a corrente do sinal à saída dos CC-2 e a corrente no coletor dos *Darlington*s para diferentes valores de R_E .

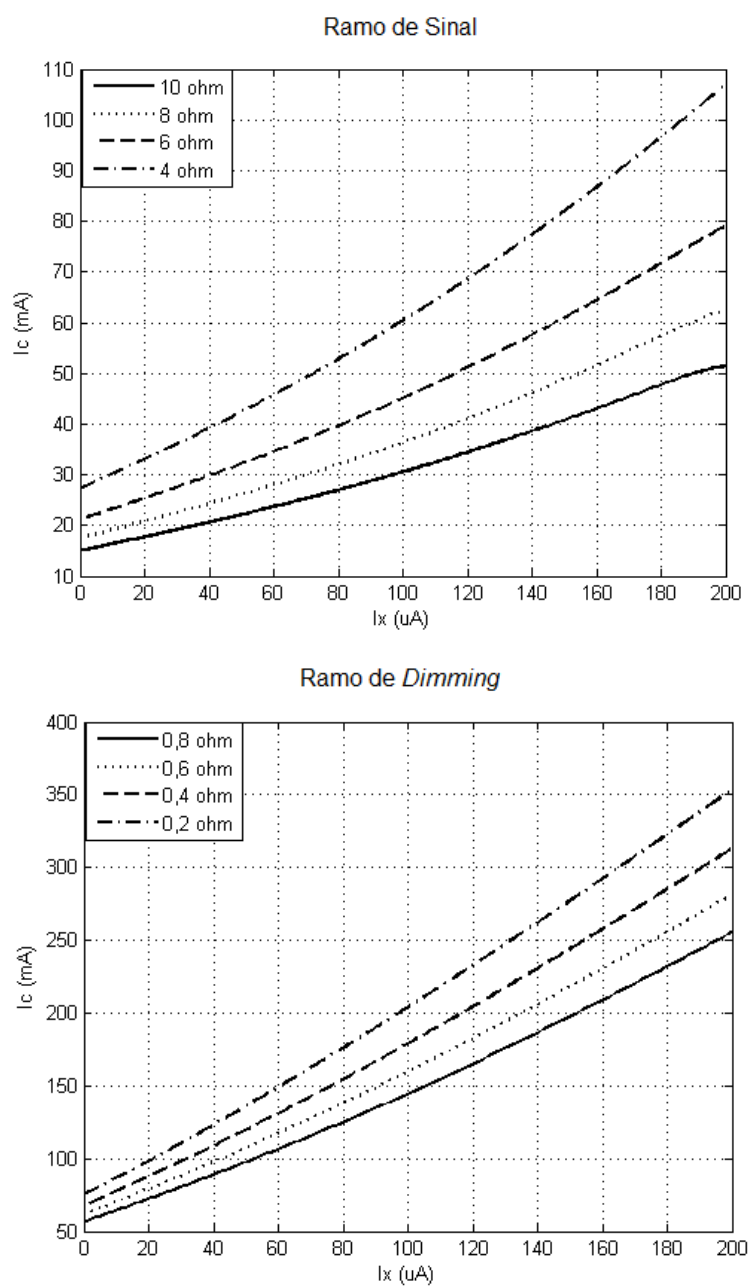


Figura 4.5 – I_C em função do R_E

O gráfico na esquerda representa a evolução da intensidade da corrente no sinal, enquanto o gráfico da direita representa a evolução da corrente durante o *dimming*. O

sinal tem que garantir uma amplitude mínima para que seja corretamente recebido no recetor. Por outro lado, a amplitude não pode ser muito elevada para não interferir na iluminação. É necessário escolher um intervalo de valores para a intensidade máxima da corrente de sinal. Este intervalo estará entre 20 % e 25 % da intensidade máxima da corrente para o ramo de polarização. Foi estipulando que a corrente máxima de polarização deverá chegar não muito acima dos 350 mA, para que a amplitude final (polarização mais sinal) não ultrapasse os 500 mA. O intervalo das intensidades da corrente máxima de sinal (20 % - 25 %) serão os seguintes:

- $0,2 (350 \text{ mA}) \cong 70 \text{ mA}$
- $0,25 (350 \text{ mA}) \cong 87 \text{ mA}$

Para que a gama de correntes permaneça elevada é necessário ter um RE muito baixo. Para usar maiores valores de RE será preciso aumentar o RB e trabalhar com um VB superior, mas desde que este valor seja suficientemente curto para não cortar os CMOS MPZ e MPP2, no esquema da **Figura 4.4**.

A variação na corrente de coletor vai depender do valor do ganho em corrente e dos valores V_{BE} dos transístores do *Darlington* (**Eq 4.1 e 4.2**).

$$I_C = I_B \beta(i_C) \quad (\text{Eq 4.1})$$

$$V_{BE} \propto \ln(I_B) \quad (\text{Eq 4.2})$$

Uma das grandes desvantagens deste sistema é a falta de controlo na queda de tensão nos LEDs. Obviamente, estas diferenças de tensão vão depender das correntes nos ramos de sinal e de polarização, e embora variem muito pouco, podem influenciar o funcionamento deste sistema.

A resposta I_c / I_x para cada ramo está representada nos gráficos da **Figura 4.6**.

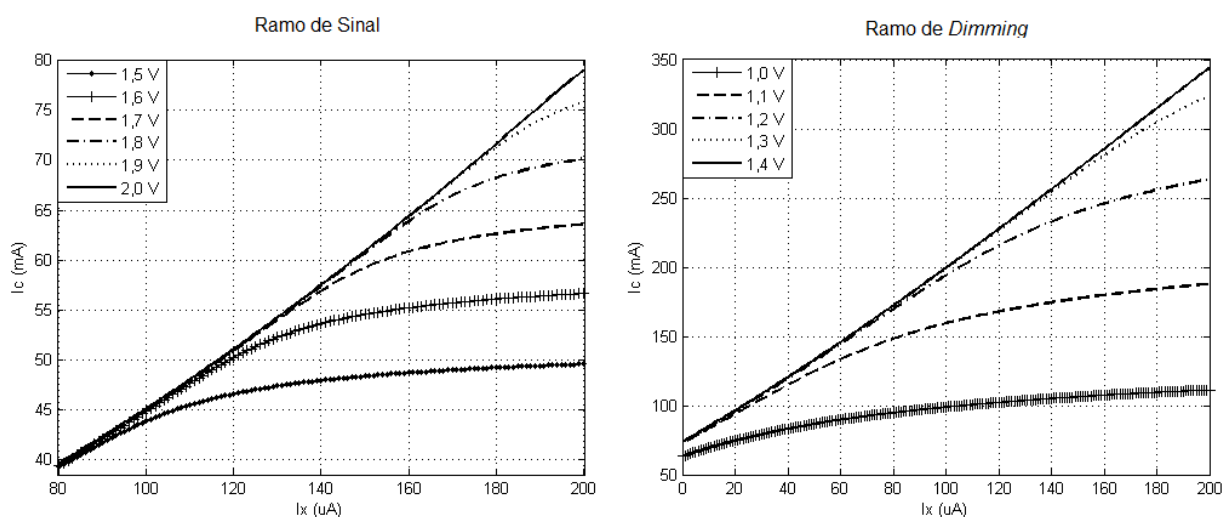


Figura 4.6 – Variação da corrente de coletor em função de I_x e V_{LED}

O gráfico da direita mostra o comportamento da corrente no coletor do ramo de sinal, e o gráfico da esquerda mostra o comportamento da corrente no coletor do ramo de polarização. Tensões abaixo da tensão mínima do V_{LED} vão saturar o *Darlington*, por outro lado, tensões maiores que a tensão mínima de V_{LED} implica maiores intensidades para o I_c , e caso este valor aumente muito, pode fazer com que o *Darlington* fique cortado.

Baseando nos gráficos da **Figura 4.6**, para o ramo de sinal, a tensão mínima recomendada para V_{LED} será de 2 V, enquanto que para o ramo de polarização, 1,5 V chegam para pôr o *Darlington* a funcionar.

O *driver* têm capacidade de conduzir vários LEDs em série, mas o número de LEDs depende principalmente de dois fatores:

- As tensões de funcionamento dos LEDs.
- As potências da fonte de alimentação.

Para que isto seja possível, a cadeia de LEDs têm que garantir uma tensão mínima de funcionamento no andar de saída. Assumindo que cada LED tenha uma queda de tensão aproximadamente igual a 3 V, e que estes estão ligados a uma fonte de alimentação elétrica de 24 V, o *driver* vai poder iluminar até 6 LEDs em série.

4.3 – Dimensionamento da DAC mais modulador de corrente

Para maximizar as velocidades de transmissão do *driver* são precisas DACs que assegurem tempos de conversão e estabelecimento baixos. As DACs de peso binário são das mais simples de construir e das mais rápidas a converter.

O esquema do circuito desta DAC, mais o modulador estudado no capítulo 3, está representado na **Figura 4.7**.

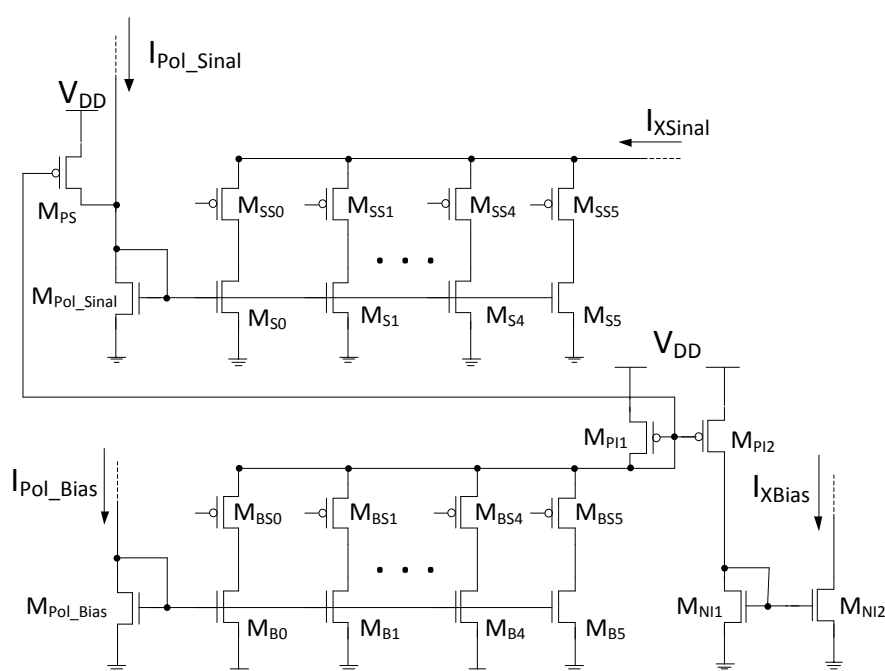


Figura 4.7 – Esquema da DAC mais modulador

Os NMOS foram usados como fontes de corrente devido à reduzida resistência entre dreno e fonte que estes apresentam quando se encontram saturados, em relação aos PMOS. Por outro lado, os PMOS foram usados como interruptores, pois garantem que não existe condução de corrente quando estão cortados.

A corrente I_{xsinal} resulta da soma de correntes em cada PMOS (M_{SSn} e M_{BSn}). Por sua vez, estas correntes são multiplicadas pelo seu peso binário. Este peso é dado pela relação entre a área do dreno de M_{pol_b} e M_b e de M_{pol_s} e M_s .

A seleção de cada interruptor é feita nas portas dos PMOS como uma diferença de potencial que deverá variar entre 0 e V_{DD} (0 a 3,3 V). Assim, o PMOS deverá saturar quando a tensão na porta chegar a 0 V, e cortar quando esta chega a 3,3 V. A corrente máxima das DAC vai estar limitada à corrente de referência do CC-2, ou seja, não pode superar os 200 μA . A corrente de polarização máxima terá então o seguinte valor:

- $200 \mu\text{A} / 64 \simeq 3 \mu\text{A}$

Assumindo que M_{pol_b} terá $1 \mu\text{m}$, é possível extrapolar as dimensões para os restantes CMOS (**Tabela 4.4**).

L_{Pol_Sinal}	L_{Pol_Bias}
$1 \mu\text{m}$	$1 \mu\text{m}$

W_{Pol_Sinal}	W_{S0}	W_{S1}	W_{S2}	W_{S3}	W_{S4}	W_{S5}
$1 \mu\text{m}$	$1 \mu\text{m}$	$2 \mu\text{m}$	$4 \mu\text{m}$	$8 \mu\text{m}$	$16 \mu\text{m}$	$32 \mu\text{m}$

W_{Pol_Bias}	W_{B0}	W_{B1}	W_{B2}	W_{B3}	W_{B4}	W_{B5}
$1 \mu\text{m}$	$1 \mu\text{m}$	$2 \mu\text{m}$	$4 \mu\text{m}$	$8 \mu\text{m}$	$16 \mu\text{m}$	$32 \mu\text{m}$

Tabela 4.4 – Dimensões dos CMOS das DACs

A ideia inicial era projetar a DAC com uma resolução de 8 *bits*, no entanto, isso envolve usar correntes mínimas na ordem das dezenas de nanoamperes. A DAC têm 6 *bits* de resolução para evitar que as correntes mínimas sejam tão baixas a ponto de ficarem sujeitas ao ruído e à distorção não-linear. Os interruptores da DAC vão oscilar entre dois estados: cortado e saturado. As dimensões de cada PMOS do interruptor devem garantir que este sature na presença de 0 V na sua porta.

Os gráficos da **Figura 4.8** mostram a evolução da corrente à saída da DAC. O gráfico da esquerda apresenta as respostas entre a tensão no terminal X do CC-2 (que vai estar ligado ao dreno dos interruptores), e a corrente à saída da DAC para cada largura de porta dos interruptores. O gráfico da direita revela os tempos de conversão da DAC correspondentes à tradução do valor da palavra binária de 0 para 63.

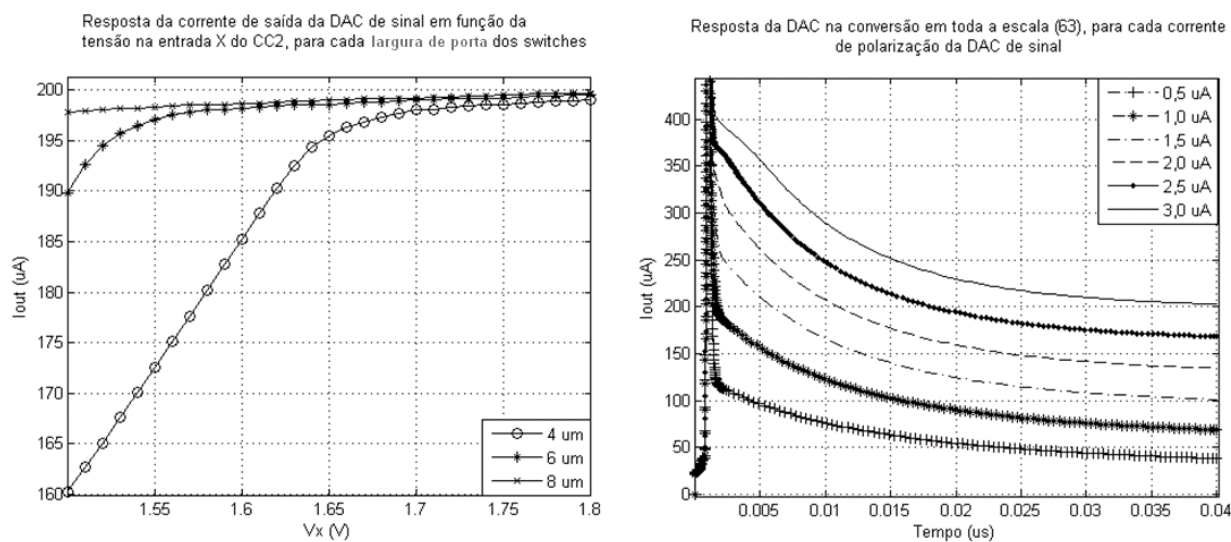


Figura 4.8 – Iout em função do Vx e tempos de conversão da DAC

Para garantir que o interruptor sature em toda a gama de correntes na DAC, a largura de porta dos PMOS dos interruptores deve ser igual a 10 μm (Tabela 4.5).

$L_{SS(n)}$	$L_{SB(n)}$	$W_{SS(n)}$	$W_{SB(n)}$
0,35 μm	0,35 μm	10 μm	10 μm

Tabela 4.5 – Dimensões dos interruptores

Os tempos para 1 bit, e para a escala completa estão representados na Tabela 4.6.

	$T_{\text{settling}} (2 \%)$
De 0 a 1	55,6 ps
De 0 a 63	32,24 ns

Tabela 4.6 – Tempos de estabelecimento da conversão

Com o valor aproximado de 32 ns para o tempo de conversão de 0 para 63, o período do sinal com duração mais curta terá, aproximadamente, o seguinte valor:

- $2 (32 \text{ ns }) = 64 \text{ ns}$

Este valor, no entanto, refere-se ao sistema na conversão em toda a escala. Segundo o gráfico da direita, a DAC vai gerar picos de corrente com amplitude relativamente elevada. Estes picos podem causar distorção no sinal e queda das velocidades de transmissão. Aumentar as áreas dos MOSFET permite reduzir o pico de corrente, mas vai causar uma redução dramática dos tempos de conversão. Isto pode ser evitado caso a conversão seja feita por incrementos, isto é, uma rampa na palavra binária à entrada das DACs. As medições da exatidão da DAC foram realizadas em quatro ensaios. Cada ensaio corresponde a uma corrente de polarização diferente, visto que esta vai ser uma variável na conversão da corrente de sinal. São retirados 16 valores convertidos, que por sua vez serão comparados com a reta correspondente ao valor teórico. Os resultados estão expressos nos gráficos da **Figura 4.9**.

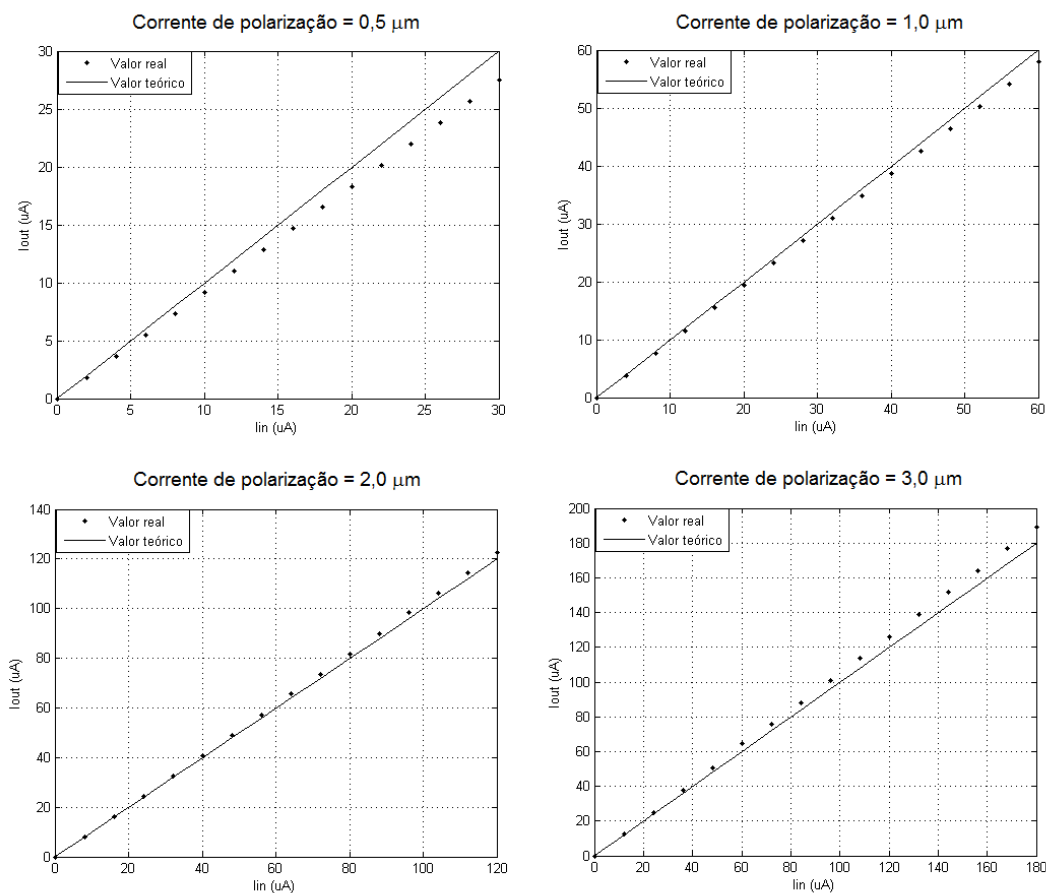


Figura 4.9 – Exatidão da DAC para diferentes correntes de polarização

Os valores simulados vão corresponder aproximadamente a uma reta, cujo declive será um pouco diferente do declive na reta teórica. Isto indica que, nesse intervalo de valores, o desvio máximo corresponderá ao valor máximo da palavra binária (63). Perante o intervalo de correntes usado na polarização da DAC, é seguro concluir que a exatidão será mais fraca para a corrente de polarização mínima. É também possível verificar que vai existir um valor para o qual a resposta será bastante próxima dos valores teóricos, sendo que esta situa-se entre $1 \mu\text{A}$ e $2 \mu\text{A}$.

A parte central deste sistema é o modulador de corrente. Este vai acondicionar a amplitude do sinal, de acordo com a intensidade da corrente de polarização. É necessário que o efeito da modulação seja linear para todas as palavras binárias à entrada da DAC, para garantir uma resposta igualmente proporcional para todos os casos. Isso pode ser observado no gráfico da direita, na **Figura 4.10**.

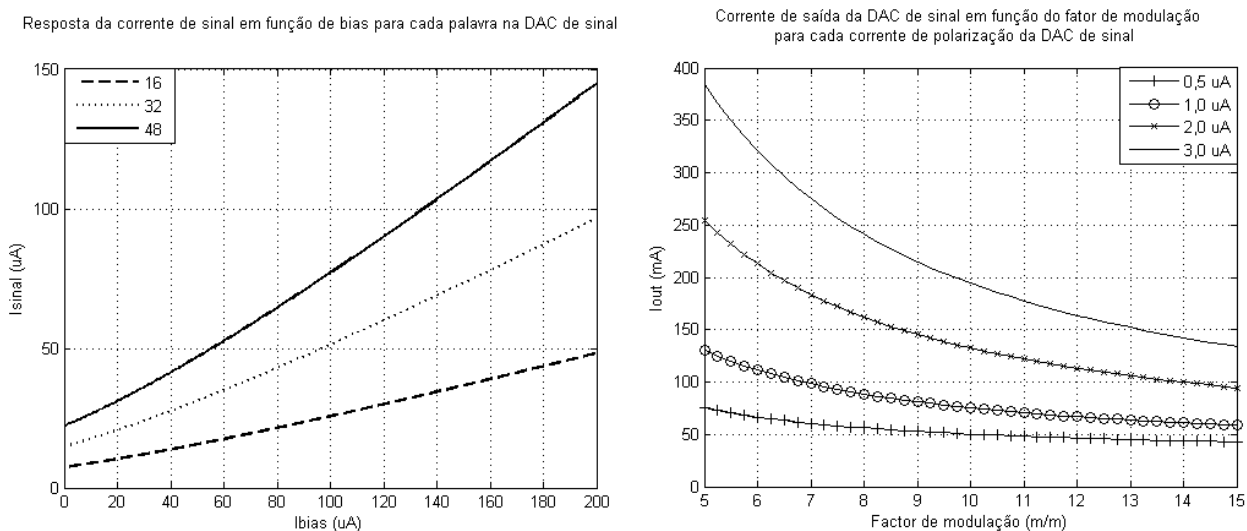


Figura 4.10 – Isinal durante o dimming e fator de modulação

Como visto no capítulo 3, o fator de modulação corresponde à razão de dimensões na largura da porta para os PMOS M_{PI1} e M_{PS} . A razão entre estas duas dimensões vai resultar na máxima corrente de sinal na saída das DAC. As dimensões estão indicadas na **Tabela 4.7**.

L (Todos)	W _{PS}	W _{PI1}	W _{PI2}	W _{NI1}	W _{NI2}
1 μm	4 μm	41 μm	41 μm	82 μm	82 μm

Tabela 4.7 – Dimensões dos CMOS do modulador

4.4 – Variação da corrente de polarização mais sinal

O sistema final deverá representar algo semelhante ao que é descrito na **Equação 3.9** (ver capítulo 3, secção 3.5), isto é, a soma da corrente no ramo de LEDs deve corresponder à soma do sinal mais a corrente de polarização. O gráfico da **Figura 4.11** mostra o resultado final do sistema, para um sinal de 5 Mbps.

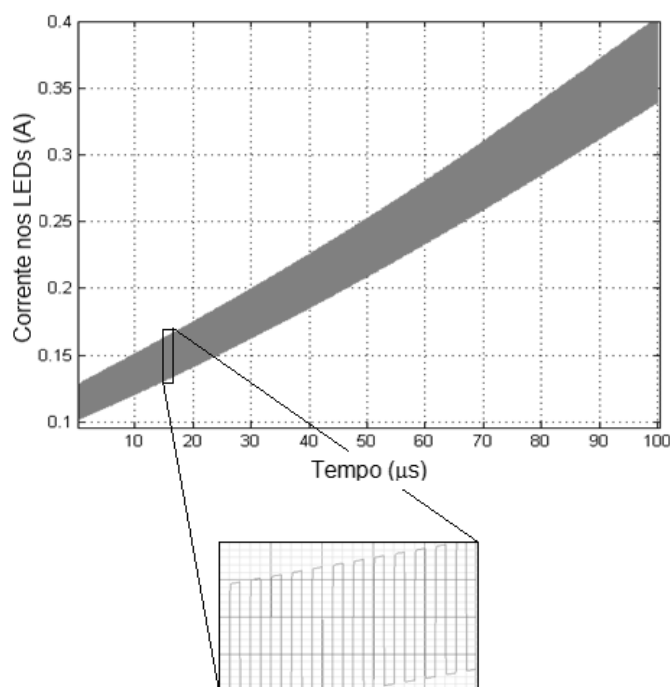


Figura 4.11 – Corrente resultante da soma de sinal mais *dimming*

Para cada percentagem da corrente de polarização máxima, o sinal vai ajustar a sua amplitude por intermédio do modulador de corrente. O comportamento da resposta situa-se entre 100 e 400 mA, valores dentro da mesma gama de LEDs para VLC. Os

gráficos na **Figura 4.12** mostram a amplitude do sinal ON-OFF para cada largura de banda e para cada percentagem de *dimming*.

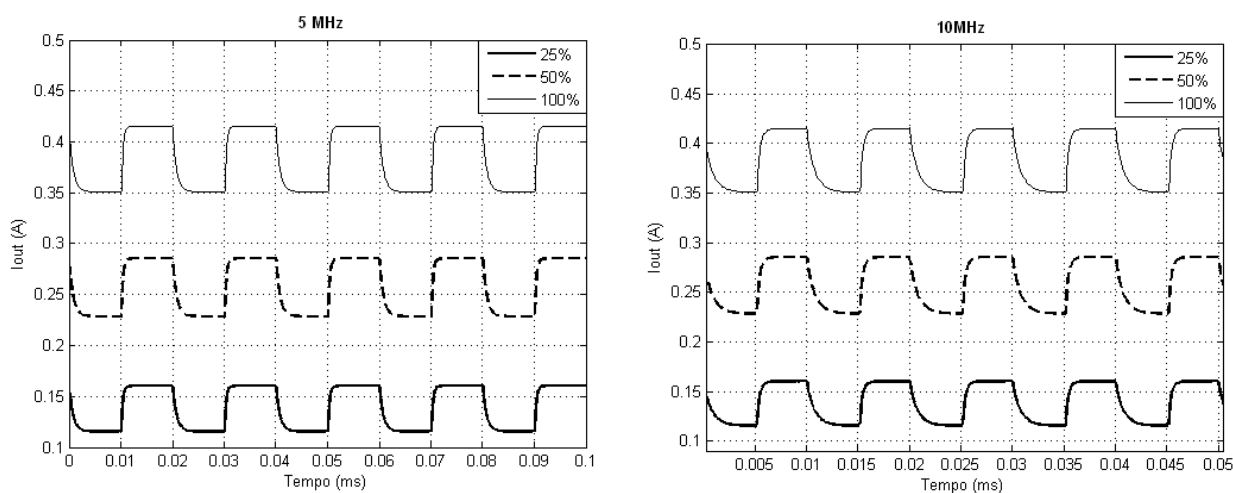


Figura 4.12 – Resposta transitória mais *dimming*

Estes valores foram obtidos fazendo a análise para o pior caso em termos de velocidade do sistema. No entanto, estes não referem-se aos valores extraídos, visto que o *layout* não foi realizado, logo, é de esperar que a resposta não corresponda a um modelo mais real e que leve em conta todos os elementos parasitas existentes.

O *driver* foi projetado para suportar vários tipos de sinais. O sinal ON-OFF foi usado aqui por duas razões:

- É simples.
- É o pior cenário a nível dos tempos de conversão da DAC (ver secção 4.3).

4.5 – Consumo e largura de banda

A **Tabela 4.8** mostra os valores aproximados dos consumos máximos no circuito integrado e as diferenças da corrente de sinal e da corrente de polarização, para cada nível de *dimming*.

Percentagem de <i>Dimming</i>	25 %	50 %	75 %	100 %
Consumo máximo no <i>chip</i> (mW)	1,7	2,2	2,8	3,3
Diferença de sinal $i_{csinal(63)}$ (mA)	32 mA	45 mA	60 mA	78 mA
Corrente de polarização i_{cbias} (mA)	136 mA	203 mA	275 mA	350 mA

Tabela 4.8 – Resultados para cada percentagem de *dimming*

A **Figura 4.13** mostra os gráficos de Bode, relativos ao andar de saída do sistema, com uma carga de 2 pF na cadeia de sinal. O valor da frequência de corte para tipos de sinal ON-OFF foi de 18,6 MHz, valor muito perto dos 20 MHz, mesmo para simulações de pior cenário em termos de velocidade.

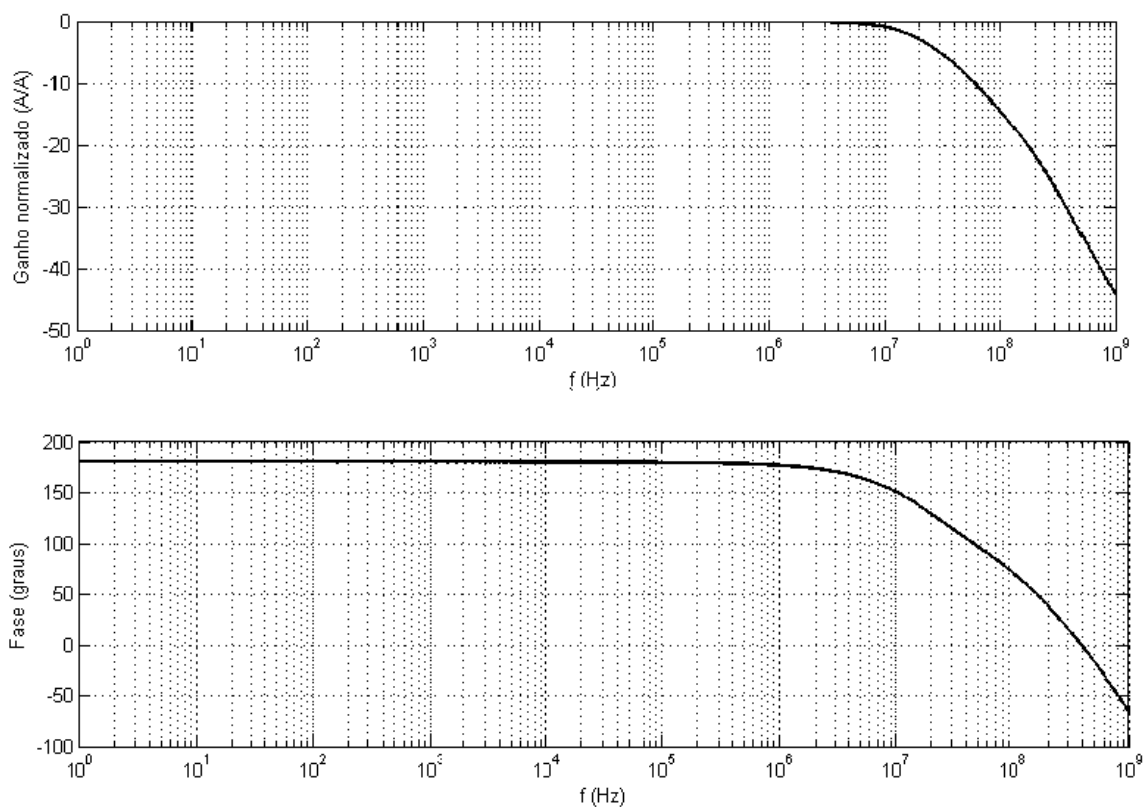


Figura 4.13 – Diagrama de Bode do *driver*

5. Conclusões

Durante este projeto foram estudadas algumas soluções para implementar um *driver* de LEDs que servisse tanto para iluminação como para comunicações óticas com luz visível.

A técnica de *dimming* com corrente comutada torna a resposta entre a corrente média e o fluxo luminoso mais linear, e reduz as mudanças na resposta ótica dos LEDs que vão existir durante o *dimming* com corrente contínua. No entanto, a rápida comutação da luz pode causar efeitos adversos na saúde dos indivíduos ao seu redor.

As modulações PWM e PPM permitem *dimming* e transmissão de sinal com corrente comutada. No entanto, estes tipos de modulações exibem forte correlação entre a velocidade de transmissão e a potência média nos LEDs. Usar corrente contínua permite empregar modulações mais avançadas e manter a velocidade da transmissão independente dos níveis de *dimming*.

A DAC inclui um modulador de corrente para adaptar a amplitude do sinal em função da corrente média nos LEDs. Isto permite manter a qualidade do sinal em toda a gama de regulação do *dimming*.

Usar dois reguladores em paralelo, um para a corrente média dos LEDs, e outro para a corrente do sinal, resolve as limitações existentes caso fosse usado apenas um regulador (limite da gama de regulação e das velocidades do sinal).

O amplificador de transimpedancia mais um *buffer* à saída da DAC vão aumentar os seus tempos de conversão e estabelecimento. O CC-2 serve este propósito mas sem reduzir a velocidade do sinal à saída da DAC.

O driver suporta imensos tipos de sinal com 6 *bits* de resolução, correntes médias até 320 mA e larguras de banda máximas acima dos 20 MHz. Graças ao desenho versátil do driver, é possível criar imensas aplicações para iluminação inteligente e para VLC que usem cadeias de LED de alto brilho.

5.1 – Trabalho futuro

Seguem-se alguns dos pontos mais importantes que poderão servir como tema de trabalhos futuros, por ordem de importância:

- Implementar e testar o sistema em ambiente real.
- Projetar circuitos de proteção contra sobrecargas e sobretensões tanto para o dispositivo, como para os LEDs.
- Estudar e projetar uma DAC com maior resolução e que ofereça menores tempos de conversão e melhores exatidões.
- Estudar e projetar alternativas ao modulador de corrente.

Capítulo 6 – Referências

- [1] **Bell, A.**; "Upon the Production of Sound by Radiant Energy", 21 de abril de 1881
- [2] **Wilkins, A.**; Veitch, J.; Lehman, B.; "LED lighting flicker and potential health concerns: IEEE standard PAR1789 update," *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE),2010*
- [3] **Visible Light Communication Consortium**; "About Visible Light Communication" (<http://www.vlcc.net/modules/xpage0/>)
- [4] **pureLiFi**; "About Us" (<http://purelifi.com/about-us/>)
- [5] **Alves, L. N.**; Green, R.; "SIG on Visible Light Communications", COST Action IC1101 Optical, Wireless Communications – An Emerging Technology (OPTICWISE), novembro de 2011 (?)
- [6] **Baldwin, R.**; "The first visible led is demonstrated", Artigo da *Wired*, (<http://www.wired.com/2012/10/oct-9-1962-the-first-visible-led-is-demonstrated/>)
- [7] **Kittel, C.**; "Introduction to Solid State Physics", 6th Ed., New York: John Wiley, 1986, p. 185.
- [8] **Nakamura, S.**; Pearton, S; Fasol, G.; "The Blue Laser Diode: The Complete Story", Springer, 2000
- [9] **Bridgelux®**; "Bridgelux Vero 13 Array Series Product Data Sheet DS31", Data Sheet, Abril de 2013
- [10] **Lutron®**; "Dimming LEDs via PWM and CCR", Application Note nº 360, março de 2010
- [11] **Nagele, Thomas**; Distl, Richard.; "Handbook of LED Metrology", Instrument Systems GmbH, agosto de 2007
- [12] **Dyble, M., N. Narendran, A. Bierman, and T. Klein.** 2005. "Impact of dimming white LEDs: Chromaticity shifts due to different dimming methods". Fifth International Conference on Solid State Lighting, Proceedings of SPIE 5941: 291-299.

[13] **OSRAM**; "Color Stabilization of RGB LEDs in an LED Backlighting Example", Application Note, janeiro de 2014

[14] **Yeon Ho Chung**; Se-bin Oh, "Efficient optical filtering for outdoor visible light communications in the presence of sunlight or artificial light," *Intelligent Signal Processing and Communications Systems (ISPACS), 2013 International Symposium on* , vol., no., pp.749,752, 12-15 Nov. 2013

[15] **Mirvakili, A.**; Joyner, V.; , "A digitally-controlled, bi-level CMOS LED driver circuit combining PWM dimming and data transmission for visible light networks," *GLOBECOM Workshops (GC Wkshps), 2010 IEEE* , vol., no., pp.1067-1071, 6-10 Dec. 2010

[16] **Kwonhyung Lee**; Hyuncheol Park; "Modulations for Visible Light Communications With Dimming Control," *Photonics Technology Letters, IEEE* , vol.23, no.16, pp.1136-1138, Aug.15, 2011

[17] **Lourenço, Nuno.**; "Communication Systems Using Visible Light: Emitter/Receiver", Dissertação de mestrado do curso de Mestrado Integrado em Engenharia Electrónica e Telecomunicações, Universidade de Aveiro, Julho de 2009