Amplificador de Banda Larga

Ruben Miguel Gomes Machado

Dissertação para obtenção do Grau de Mestre em

Engenharia Electrotécnica e de Computadores

Orientador: Professor Marcelino Bicho dos Santos

Júri

Presidente: Professor Gonçalo Nuno Gomes Tavares
Orientador: Professor Marcelino Bicho dos Santos
Vogal: Profesor Artur Fernando Delgado Lopes Ribeiro

Maio 2017

Agradecimentos

Estudar no Instituto Superior Técnico tem sido uma experiência muito gratificante.

Em primeiro lugar gostaria de agradecer ao meu orientador Professor Marcelino Bicho dos Santos, por me ter guiado ao longo desta dissertação e correcções na elaboração deste trabalho.

Um obrigado a toda a equipa da SiliconGate, pelas condições que me proporcionaram. Em especial à colaboração do Tiago Moita e Floriberto Lima.

Gostaria de agradecer a todas as pessoas que, de forma directa ou indirecta colaboraram para que este percurso tenha sido feito. Sem alguns dos que vou citar abaixo, todo este processo teria sido muito mais dolosoro.

Um muito obrigado aos meus pais e irmã por todo o amor e carinho que me deram ao longo dos anos. Obrigado aos meus pais por todos os sacrificios que fizeram para que me proporcionar a conclusão do curso.

Um obrigado à minha namorada, Caroline Bernardo, por estar presente em todos os momentos bons e maus.

Aos meus dois melhores amigos Gonçalo Silva e Pedro Silva, por todos os momentos e desabafos partilhados.

Ao Filipe Teixeira e Ricardo Joaquinito, que começaram por ser colegas e ficaram também grandes amigos.

Resumo

Nos sistemas integrados (SoC), a integração de diferentes circuitos num só encapsulamento leva a que o ruído introduzido na alimentação por alguns circuitos tenha impacto no funcionamento de outros. Assim, para avaliar a sensibilidade ao ruído da alimentação, é necessário medir o Power Supply Rejection Ratio (PSRR) e *line transient*, sendo que, o teste e caracterização destes, faz recurso a um amplificador.

Neste trabalho é feito o projecto de um amplificador de banda larga, cobrindo a escolha da arquitectura, dimensionamento, simulação, *layout* da placa de circuito impresso e configurações necessárias para a sua implementação física.

A saída deste amplificador tem como especificações exigentes a largura de banda e o ganho variável. Destina-se a ser usado para alimentar circuitos integrados analógicos e mistos, para avaliar a sua rejeição às perturbações na alimentação.

O amplificador de banda larga, além de amplificar sinais e fornecer a corrente necessária ao sistema que estará a ser testado, é necessário garantir que este não entra num comportamento instável, pelo que, o amplificador terá que se adaptar às diferentes condições sem comprometer o desempenho e fiabilidade.

Devido ao esperado aumento de temperatura do circuito durante a operação, é considerado um sistema de arrefecimento que garanta o correcto funcionamento do mesmo. O amplificador é então projectado usando a tecnologia de placa de circuito impresso com substrato de metal, designada por Insulated Metal Substrate (IMS).

Palavras-chave: Amplificador, Estabilidade, PSRR, PCB, IMS.

Abstract

In System on a Chip integrated circuits, the integration of several circuits into only one package leads to noise that some circuits introduce in the power supply to impact the operation of other circuits. Thus, to evaluate the power supply noise sensitivity, the measurement of PSRR and line transient parameters is necessary. Testing and profiling these parameters is accomplished through the use of an amplifier.

In this work, the project for a wideband amplifier is carried out. The development of all its building stages is presented: the architecture choice, simulation, layout of the printed circuit board and the necessary setup for its physical implementation.

The output of this amplifier has as demanding specifications the bandwith, low output impedance and variable gain. It is designed with the purpose of powering analog and mixed integrated circuits, to assess their power supply disturbances rejection.

The wideband amplifier, in addition to amplifying signals and providing the necessary current to the system in test without entering in unstable behavior, this is, the amplifier will need to adapt to different conditions without compromising neither performance nor reliability.

Due to the expected temperature increase during circuit operation, a cooling system that maintains its correctness is taken into consideration. The amplifier is then designed using the metal substrate printed circuit board technology, designated by IMS.

Keywords: Amplifier, Stability, PSRR, PCB, IMS.

Índice

Agradecimentos v
Resumo vii
Abstract ix
Lista de Tabelas xiii
Lista de Figuras xv
Lista de Acrónimos xix

1 Introdução **1**
1.1 Motivação 1
1.2 Enquadramento e Objectivos 4
1.3 Organização da Tese 5

2 Estudo de amplificadores: estado da arte **7**
2.1 Breve descrição histórica 7
2.2 Montagens de teste de PSRR 8
2.3 Amplificadores de Banda Larga 10

3 Amplificador de Banda Larga **13**
3.1 Características do amplificador 13
3.2 Metodologia e esquema do amplificador 14
3.3 Dimensionamento do amplificador 19
3.4 Simulação da arquitectura 20
3.4.1 Resposta Temporal 20
3.4.2 Resposta ao escalão 30
3.4.3 Resposta DC 35
3.4.4 Resposta em Frequência 37

4 Realização do Amplificador de Banda Larga **43**
4.1 Tecnologias de PCB e Métodos de Arrefecimento 43
4.2 Projecto do PCB 47
4.2.1 Considerações iniciais 47
4.2.2 Configuração do PCB 51

4.2.3 Selecção dos Componentes 51
4.2.4 Disposição dos Componentes no PCB 55

5 Conclusões **61**
5.1 Análise de Resultados 61
5.2 Trabalho Futuro 62

Bibliografia **63**

Lista de Tabelas

1.1 Especificações do amplificadores de banda larga. 5

2.1 Especificações dos diferentes amplificadores de banda larga. 12

3.1 Especificações do amplificadores de banda larga. 13
3.2 Ajuste de ganho de acordo com a resistência. 20
3.3 Erro absoluto das simulações temporais para f=100kHz sem carga. 22
3.4 Erro absoluto das simulações temporais para f=100kHz com carga. 23
3.5 Erro absoluto das simulações temporais para f=1MHz sem carga. 24
3.6 Erro absoluto das simulações temporais para f=1MHz com carga. 25
3.7 Erro absoluto das simulações temporais para f=10MHz sem carga. 26
3.8 Erro absoluto das simulações temporais para f=10MHz com carga. 27
3.9 Erro absoluto das simulações temporais. 30
3.10 Tensão final (V) para os diferentes ganhos a diferentes cargas. 33
3.11 Tempo de estabilização (ns) a 1% para os diferentes ganhos a diferentes cargas. 33
3.12 Tempo de estabilização (ns) a 5% para os diferentes ganhos a diferentes cargas. 33
3.13 Slew-rate (V/μs) para os diferentes ganhos a diferentes cargas. 34
3.14 Tempo de estabelecimento para os diferentes ganhos. 35
3.15 Tensão de saturação para os diferentes ganhos a diferentes cargas. 37
3.16 Margem de fase para os diferentes ganhos em malha aberta sem carga. 41
3.17 Margem de fase para os diferentes ganhos em malha aberta com carga. 41
3.18 Largura de landa a -3dB e fase em malha fechada sem carga. 42
3.19 Largura de landa a -3dB e fase em malha fechada com carga. 42

4.1 Tecnologia FR4 - Espessura e condutividade térmica das diferentes camadas. 45
4.2 Tecnologia IMS - Espessura e condutividade térmica das diferentes camadas. 45
4.3 Técnicas de arrefecimento e respectivo fluxo máximo de calor removido. 47
4.4 Corrente e potência nas resistências. 50
4.5 Corrente e tensão dos condensadores. 51
4.6 Lista de resistências consideradas no *layout*. 52
4.7 Lista de condensadores considerados no *layout*. 52
4.8 Lista de componentes considerados no *layout*. 53

5.1 Especificações dos diferentes amplificadores de banda larga. 62

Lista de Figuras

1.1 Método básico de medição do PSRR de um LDO 2
1.2 Arquitectura simplificada de um Low-Dropout (LDO) 2
1.3 Método recomendado de medição do PSRR 3
1.4 Medição do PSRR com o método recomendado 4

2.1 Diagrama de blocos do sistema de Harold Black com *feedback* negativo. 8
2.2 Estrutura de um amplificador. 8
2.3 Medição do PSRR usando um Analisador de Espectro. 9
2.4 Medição do PSRR usando um gerador de funções e um osciloscópio. 9
2.5 Montagem do amplificador de banda larga como fonte de alimentação. 10
2.6 Montagem com dois amplificador de banda larga em paralelo. 10
2.7 Modelo TS200 da Accel Instruments. 11
2.8 Modelo TS250 da Accel Instruments. 11
2.9 Amplificador de banda larga 7500. 12
2.10 Amplificadores de banda larga. 12

3.1 Esquema do Amplificador de Banda Larga. 14
3.2 Montagem não inversora. 15
3.3 Montagem seguidora e diagrama de resposta em frequência. 16
3.4 Montagem seguidora descompensada e diagrama de resposta em frequência. 17
3.5 Montagem seguidora compensada e diagrama de resposta em frequência. 17
3.6 Montagem seguidora com resistência de isolamento de carga. 18
3.7 Esquema intermédio do Amplificador de Banda Larga com malhas de realimentação. . . 18
3.8 Resposta transiente com e sem condensador em paralelo. 19
3.9 Arquitectura do Amplificador de Banda Larga. 19
3.10 Configuração do circuito de testes para simulação. 21
3.11 Sinal de entrada com 2V de amplitude e 100kHz de frequência. 21
3.12 Simulação temporal sem carga a 100kHz. 22
3.13 Configuração do circuito de testes para simulação com carga. 22
3.14 Simulação temporal com carga R_L=1Ω e C_L=1μF a 100kHz. 23
3.15 Simulação temporal com carga R_L=10Ω e C_L=10μF a 100kHz. 23

3.16 Sinal de entrada com 2V de amplitude e 1MHz de frequência. 24
3.17 Simulação temporal sem carga a 1MHz. 24
3.18 Simulação temporal com carga R_L=1Ω e C_L=1μF a 1MHz. 25
3.19 Simulação temporal com carga R_L=10Ω e C_L=10μF a 1MHz. 25
3.20 Sinal de entrada com 2V de amplitude e 10MHz de frequência. 26
3.21 Simulação temporal sem carga a 10MHz. 26
3.22 Simulação temporal com carga R_L=1Ω e C_L=1μF a 10MHz. 27
3.23 Simulação temporal com carga R_L=10Ω e C_L=10μF a 10MHz. 27
3.24 Simulação temporal com I_{OUT}=1A a 100kHz. 28
3.25 Simulação temporal com I_{OUT}=25A a 100kHz. 28
3.26 Simulação temporal com I_{OUT}=1A a 1MHz. 28
3.27 Simulação temporal com I_{OUT}=25A a 1MHz. 28
3.28 Simulação temporal com I_{OUT}=1A a 10MHz. 29
3.29 Simulação temporal com I_{OUT}=2A a 10MHz. 29
3.30 Simulação temporal com I_{OUT}=3A a 10MHz. 29
3.31 Simulação temporal sem carga a 100kHz. 30
3.32 Simulação temporal sem carga a 10MHz. 30
3.33 Step de entrada com 2V de amplitude. 31
3.34 Resposta ao escalão no dominio do tempo. 31
3.35 Sinal de saída para os diferentes ganhos sem carga. 31
3.36 Sinal de saída para os diferentes ganhos, com carga R_L=1Ω e C_L=1μF. 32
3.37 Sinal de saída para os diferentes ganhos, com carga R_L=10Ω e C_L=1μF. 32
3.38 Sinal de saída para os diferentes ganhos, com carga R_L=1Ω e C_L=10μF. 32
3.39 Sinal de saída para os diferentes ganhos, com carga R_L=10Ω e C_L=10μF. 32
3.40 Sinal de entrada a 50kHz. 34
3.41 Sinal de saída a 50kHz. 34
3.42 Sinal de entrada DC *sweep*. 35
3.43 Sinal de saída para os diferentes ganhos sem carga. 36
3.44 Sinal de saída para os diferentes ganhos, com carga R_L=1Ω e C_L=1μF. 36
3.45 Sinal de saída para os diferentes ganhos, com carga R_L=10Ω e C_L=1μF. 36
3.46 Sinal de saída para os diferentes ganhos, com carga R_L=1Ω e C_L=10μF. 36
3.47 Sinal de saída para os diferentes ganhos, com carga R_L=10Ω e C_L=10μF. 37
3.48 Diagrama de blocos de um sistema com realimentação. 37
3.49 Diagrama de blocos de um sistema com realimentação interrompida. 38
3.50 Esquema da realimentação local do primeiro andar da arquitectura do amplificador. . . . 39
3.51 Esquema da realimentação local do segundo andar da arquitectura do amplificador. . . . 39
3.52 Resposta em frequência da realimentação local do primeiro andar da arquitectura do amplificador. 39

3.53 Resposta em frequência da realimentação local do segundo andar da arquitectura do amplificador. 40
3.54 Configuração do circuito de testes para simulação no domínio da frequência. 40
3.55 Resposta em frequência do sistema em malha aberta. 41
3.56 Resposta em frequência do sistema em malha fechada sem carga. 41

4.1 Classificações de placas de circuito impresso baseadas nas camadas. 44
4.2 Classificações de placas de circuito impresso baseadas no substrato. 44
4.3 Placa de circuito impresso com substrato de alumínio. 44
4.4 Imagens infra-vermelho durante a experiência térmica. 45
4.5 Temperatura ao longo do tempo dos substratos FR4 e IMS. 46
4.6 Vista do cirtuito integrado. 48
4.7 Variação da corrente com a tensão de alimentação e com a temperatura para o circuito THS6012. 49
4.8 Configuração do circuito com correntes máximas nos ramos. 50
4.9 Sistema de arrefecimento e configuração das placas de circuito impresso. 51
4.10 Dimensões das resistências R_X e R_{AUX}, e *footpring* usado no *layout*. 53
4.11 Dimensões da resistência R_F e *footpring* usado no *layout*. 53
4.12 Dimensões das resistências R_{1B} e *footpring* usado no *layout*. 54
4.13 Dimensões das resistências R_{50} e *footpring* usado no *layout*. 54
4.14 Dimensões das resistências e *footpring* usado no *layout*. 54
4.15 Dimensões dos condensadores e *footpring* usado no *layout*. 54
4.16 Dimensões dos pinos de conexão e *footpring* usado no *layout*. 55
4.17 Dimensões do circuito integrado THS6012 e *footpring* usado no *layout*. 55
4.18 *Layout* da placa de circuito impresso principal. 56
4.19 Disposição e ligação dos componentes. 56
4.20 *Layout* da pista com o sinal de entrada das montagens seguidores destacado. 57
4.21 Disposição e ligação dos componentes. 58
4.22 *Layout* das placas de circuito impresso laterais. 58
4.23 Margens a considerar no furo e *footprint* usado no *layout*. 59

Lista de Acrónimos

CMRR Common Mode Rejection Ratio.

FHS Finished Hole Size.

IMS Insulated Metal Substrate.

LDO Low-Dropout.

OAR Outer layer Annular Ring.

OPD Outer layer Pad Diameter.

PCB Printed Circuit Board.

PSRR Power Supply Rejection Ratio.

SMD Surface Mount Device.

TH Through Hole.

Capítulo 1

Introdução

1.1 Motivação

Actualmente, com o avanço das tecnologias de circuitos integrados, onde cada vez mais se reduzem as tensões e as correntes de funcionamento e o ruído está mais presente, tendo como consequência o uso de algoritmos no domínio digital para interpretar dados e filtrar a informação relevante da irrelevante, é importante que os sistemas electrónicos sejam testados em diferentes condições por forma a não comprometerem o seu correcto funcionamento, desempenho, rapidez e fiabilidade.

Dessa forma, é introduzido o termo Power Supply Rejection Ratio (PSRR), que é amplamente usado no dominio dos circuitos analógicos, que tem o intuito de medir a capacidade de um dado sistema ser insensível às variações da tensão de alimentação, ou seja, descreve a quatidade de ruído que o circuito consegue rejeitar. Na equação 1.1 é apresentada a expressão que traduz o PSRR [1], através do quociente entre a variação da tensão da fonte de alimentação e a variação causada na tensão de saída.

$$PSRR[dB] = 20log_{10}(\frac{\triangle Vsupply}{\triangle Vout}) \tag{1.1}$$

A medida é adimensional e é expressa em décibel (dB), onde $\triangle Vsupply$ representa a amplitude da tensão de entrada, e $\triangle Vout$ a amplitude de tensão de saída. Um sistema ideal teria um valor de PSRR infinito.

Na Figura 1.1 é apresentado o método básico de medição do PSRR de um regulador de tensão Low-Dropout (LDO). Um LDO é um regulador linear com a particularidade de conseguir manter a regulação mesmo com tensão de alimentação com valor próximo da tensão de saída [2].

Na Figura 1.2 é ilustrada a arquitectura de um LDO, composto por dois estágios [2]. No primeiro estágio, a tensão de saída é comparada com a tensão de referência (Vref) pelo amplificador de erro. O sinal proveniente do amplificador de erro é passado ao segundo estágio que controla a porta do transistor de saída, conduzindo-o ao ponto de funcionamento apropriado para assegurar a tensão pretendida na saída. À medida que a corrente de carga ou a tensão de entrada são alteradas, o amplificador de erro modula o elemento de passagem, por forma a manter a tensão de saída constante [2]. O ganho de

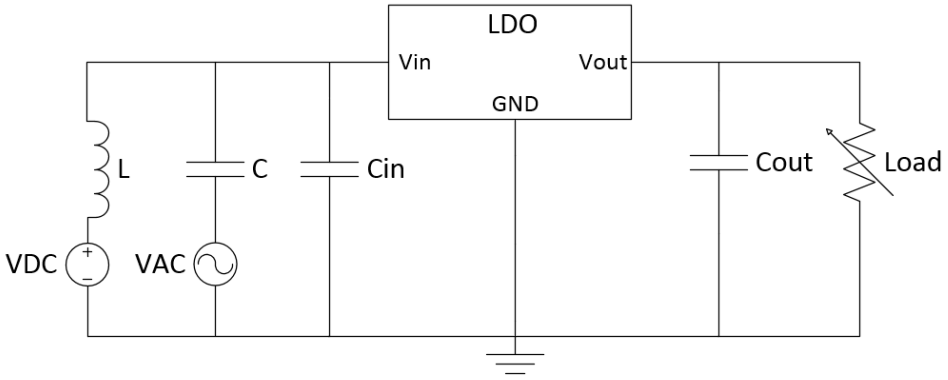


Figura 1.1: Método básico de medição do PSRR de um LDO.

tensão do transistor é menor que o valor unitário, no entanto, o ganho de malha não é comprometido devido ao amplificador de erro e ao ganho adicionado ao segundo andar para melhorar o desempenho [3] [4].

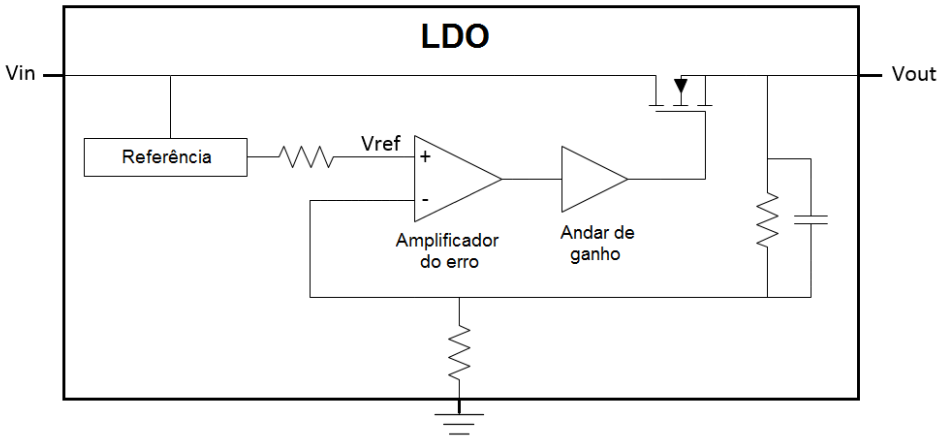


Figura 1.2: Arquitectura simplificada de um LDO.

No método básico da Figura 1.1, o LDO está ligado a uma carga de saída, neste caso resistiva, tem uma tensão contínua (VDC) na entrada, que establece o ponto de funcionamento e, pretende-se analisar quanto o sistema consegue atenuar o ruído imposto à entrada, por forma a não ser propagado para a saída. Portanto, para recriar esse evento, é necessário adicionar ruído à fonte de alimentação, que neste caso, é representado pela fonte de tensão alternada (VAC).

Em laboratório não se pode aplicar um sinal sinusoidal em série com a fonte de alimentação contínua, isto porque, devido ao facto de maior parte dos geradores de sinais terem uma impedância de saída muito elevada, a montagem típica para este género de análise é fixar a entrada de tensão DC e AC isoladamente, por forma a que ambas as coponentes sejam somadas na entrada do sistema [5].

A componente DC é imposta através da fonte de alimentação contínua (VDC) em série com uma bobina (L). A bobina tem por objectivo bloquear a componente AC que é forçada pela fonte AC, impedindo a anulação da mesma pela fonte VDC.

A componente AC é imposta através de um gerador de sinais (VAC) em série com um condensador

(C). O condensador tem por objectivo bloquear a componente DC proveniente da fonte VDC. C_{in} é o condensador de entrada de alimentação do LDO normalmente usado na sua topologia.

Sabendo a amplitude da tensão que está a ser aplicada na entrada do LDO e sabendo a amplitude da tensão de saída, consegue-se determinar o PSRR do LDO em causa utilizando a expressão 1.1.

Contudo, com esta montagem, a bobina (L) e o condensador (C) formam um filtro passa-alto para a componente AC, o que determina a frequência mínima a que podemos medir o PSRR. O ponto de -3dB, da resposta em frequência do filtro, é determinado pela expressão 1.2, pelo que, frequências abaixo desta (F_{min}) serão atenuadas, o que se causará mediçoes mais propicias a erros. Por outro lado, a frequência mais elevada que se pode medir com esta montagem é determinada pela frequência de ressonância interna entre os dois componentes [5].

$$F_{min}[Hz] = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \tag{1.2}$$

Portanto, com esta abordagem, existe o inconveniente de apenas ser possivel fazer medições para frequências de gama média (aproximadamente 1 kHz a 500 kHz) [5], pelo que, é necessário explorar outro método que permita ter uma maior amplitude no dominio da frequência.

Uma abordagem alternativa consiste em utilizar um amplificador de banda larga, para alimentar o LDO, com ambas as componentes, VDC e VAC. Esta abordagem permite medir o PSRR tanto a altas como a baixas frequências, com clara vantagem de não serem necessárias bobinas nem condensadores para eliminar as interações entre as duas componentes DC e AC.

Na Figura 1.3 é apresentado um exemplo do modelo recomendado para medição do PSRR do LDO. Este método é testado usando o LDO TPS72715 e um amplificador operacional de alta velocidade, o THS3120 da Texas Instruments. O gráfico da Figura 1.4 apresenta o PSRR medido numa condição com carga [5]. Pode-se confirmar a extensa largura de banda que este método permite, onde neste exemplo é percorrido desde os 100Hz aos 10MHz, limites esses que são impostos pelo amplificador operacional.

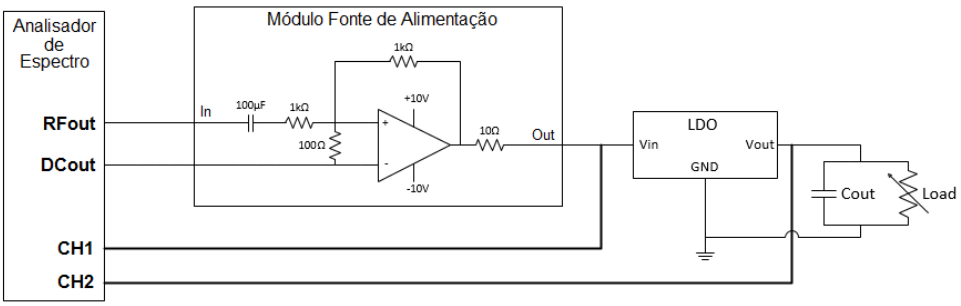


Figura 1.3: Método recomendado de medição do PSRR.

A carga capacitiva à saída do amplificador de banda larga pode provocar a instabilidade do sistema devido à alteração da posição dos pólos do amplificador de banda larga [5]. Assim, a estabilidade representa um dos grandes desafios de fazer o *driving* de uma carga capacitiva.

Outro parâmetro que está estreitamente relacionado com o PSRR é a resposta a mudanças re-

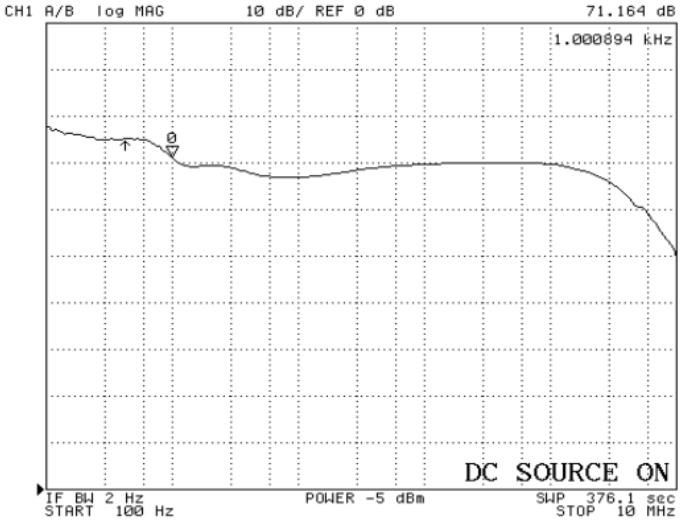


Figura 1.4: Medição do PSRR com o método recomendado.

pentinas do valor da tensão de alimentação (*line transient*). O PSRR é especificado em frequências específicas, enquanto que o *line transient* contém essencialmente todas as frequências devido às componentes de Fourier de uma função escalonada. Uma vez que melhorar PSRR tipicamente melhora a resposta *line transient* e vice-versa, todos os efeitos sobre PSRR terão semelhante impacto na resposta *line transient* [3]. A resposta do teste *line transient* é caracterizada pela variação abrupta da tensão de entrada e de que forma o circuito se comporta para se adaptar a essa variação até encontrar o ponto de equilibrio, ou seja, até estabilizar a tensão de saída.

Neste contexto, o presente trabalho considera o projecto, simulação e *layout* de um amplificador de banda larga capaz de alimentar circuitos integrados analógicos e mistos com o intuito de avaliar a sua rejeição às perturbações na alimentação, nomeadamente PSRR e *line transient*. A saída deste amplificador tem como características exigentes a grande largura de banda e o ganho variável.

1.2 Enquadramento e Objectivos

Este trabalho descreve o projecto de um amplificador de banda larga, desde a escolha da sua arquitectura, dimensionamento, simulação e implementação física, que se destina a ser usado para alimentar circuitos integrados analógicos e mistos para avaliar a sua rejeição às perturbações na alimentação, nomeadamente PSRR e *line transient*.

O principal objectivo deste trabalho consiste em projetar o amplificador de ganho variável e com grande largura de banda, a funcionar sem comprometer o seu desempenho, rapidez e fiabilidade num intervalo de tensões e correntes pré-estabelecidos. A arquitectura resultante tem de ser estável em toda a largura de banda, que abrange as frequências mais baixas às mais altas, impostas pelo sinal de entrada, como também a sua estabilidade não pode ser compromedida devido às diferentes cargas, capacitivas e resistivas.

Neste trabalho é ainda realizado um estudo relativamente às tecnologias existentes para fabrico de

placas de circuito impresso (PCB) e arrefecimento, com o objectivo de determinar qual a tecnologia que melhor se adequa ao projecto.

Na Tabela 1.1 apresentam-se as especificações do amplificador de banda larga que será usado no laboratório da SiliconGate.

Parâmetro		Unid.
Largura de Banda	DC a 10M	Hz
Potência	150	W
Tensão de Saída	± 6	V
Corrente de Saída	25	A
Ganho	1 a 4	-
Tensão de Entrada	± 6	V

Tabela 1.1: Especificações do amplificador banda larga.

1.3 Organização da Tese

Este documento encontra-se dividido em cinco capítulos. No primeiro capítulo é descrita a motivação, o enquadramento e os objectivos que se pretendem alçancar com o projecto do amplificador de banda larga. O segundo capítulo apresenta primeiramente uma breve descrição histórica, seguido de diferentes montagens de teste utilizadas na caracterização do PSRR e *line transient*, terminando com soluções de mercado existentes.

No terceiro capítulo são descritos os passos mais relevantes no dimensionamento da solução proposta, seguido da metodologia experimental usada para simulação e validação da arquitectura apresentada, através do programa de LTSpice.

O quarto capítulo apresenta um estudo comparativo relativamente às tecnologias existentes para fabrico de placas de circuito impresso, denominadas por Printed Circuit Board (PCB), e tecnologias de arrefecimento. São também descritos todos os passos e decisões que foram tomadas ao longo do processo de layout, no programa Altium Design, terminando com a configuração necessária para implementação física do amplificador de banda larga.

Por fim, no quinto capítulo é feita a compação entre os resultados obtidos e os objectivos inicialmente apresentados, finalizando com sugestões de trabalho futuro.

Capítulo 2

Estudo de amplificadores: estado da arte

2.1 Breve descrição histórica

Em 1941 surgiu o primeiro amplificador operacional (ampop) por Karl D. Swartzel Jr, registado com a patente U.S. 2401779 [6], definido como um amplificador de realimentação negativa, dado que a única entrada existente era uma entrada inversora. Este operava numa gama de tensões entre -350V e +350V [7], bastante diferente dos usados nos dias de hoje, onde existem ampops a operar com tensões de alimentação inferiores a 1.8V [8].

Contudo, apesar do primeiro amplificador operacional ter surgido em 1941, em Agosto de 1927 Harold S. Black inventou a arquitectura de um amplificador com realimentação negativa, representada na Figura 2.1, tal como ainda a conhecemos nos dias de hoje, sendo registada apenas em 1937 com a patente U.S. 2102671 [9].

Em 1932 Harry Nyquist publica um artigo com título "*Regeneration Theory*", onde descreve os conceitos da teoria de controlo e teoria de estabilidade que são usados pelo critério de Nyquist, resolvendo assim, os problemas de estabilidade que H. Black estava a enfrentar. Dois anos mais tarde, em 1934, H. Back escreve um artigo que tem como título "*Stabilized Feed-back Amplifiers*" sendo a primeira descrição do seu trabalho a ser publicada [10].

Em 1937 Hendrik Bode publica o artigo "*Relations Between Attenuation and Phase in Feedback Amplifier Design*", em que descreve um novo método de análise de sistemas, permitindo avaliar a estabilidade no dominio do tempo usando conceitos no domínio da frequência, como a margem de ganho e de fase. Às características de amplitude e de fase no domínio de frequência dá-se por isso o nome de Diagramas de Bode. A patente correspondente, U.S. 2123178 [11] foi registada em 1938 [7].

Com o contributo destes quatro grandes nomes dos laboratórios Bell, foi possivel aplicar os conhecimentos de amplificadores com realimentação negativa a diversos sistemas, nomeadamente na concepção de sistemas de controlo mais precisos na Segunda Guerra Mundial, bem como geradores de audio de frequência variável [12]. Contudo, além dos exemplos dados, esses contributos também

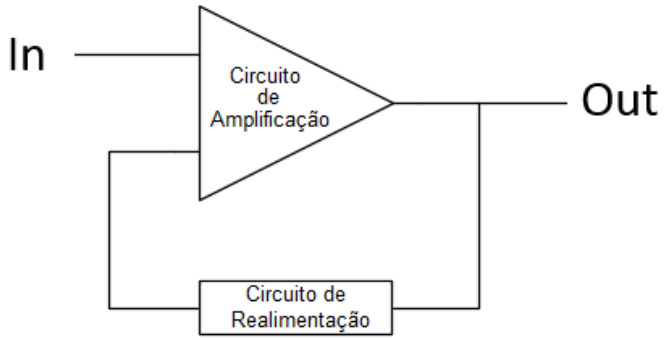


Figura 2.1: Diagrama de blocos do sistema de Harold Black com *feedback* negativo.

se inserem na arquitectura de amplificadores, neste caso, no amplificador de banda larga capaz de alimentar circuitos integrados analógicos e mistos com o intuito de avaliar a sua rejeição às perturbações na alimentação, nomeadamente PSRR e *line transient*.

A estrutura típica de um amplificador é apresentada na Figura 2.2, sendo válida para qualquer amplificador, quer amplificadores que operem em realimentação de corrente ou realimentação de tensão [13], temas esses que serão abordados no capítulo seguinte. Esta arquitectura descreve o estágio de entrada, seguido de um estágio de amplificação e por fim o estágio de saída. Para que os passos descritos não resultem num erro excessivo, é necessário impor uma malha de realimentação, para que a saída seja comparada com a entrada.

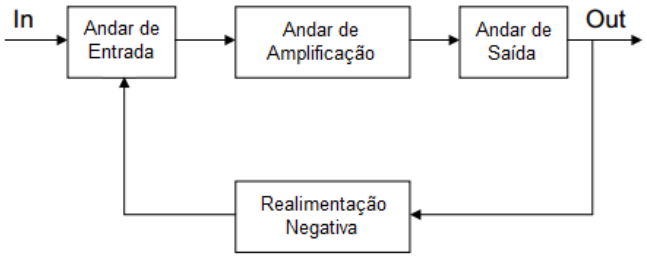


Figura 2.2: Estrutura de um amplificador.

2.2 Montagens de teste de PSRR

Dado os conceitos históricos e teóricos revistos, dando particular atenção à motivação descrita inicialmente, iremos fazer um breve estudo de testes e montagens que podem ser feitas usando um amplificador de banda larga, nomeadamente no que remete à alimentação de circuitos integrados analógicos e mistos, como também de que forma se pode analisar o PSRR e *line transient*.

Na Figura 2.3, repete-se a topologia apresentada no primeiro capitulo (1.3), para a medição do PSRR de um LDO usando um Analisador de Espectro [14], que é um instrumento que permite medições de altas frequências [15].

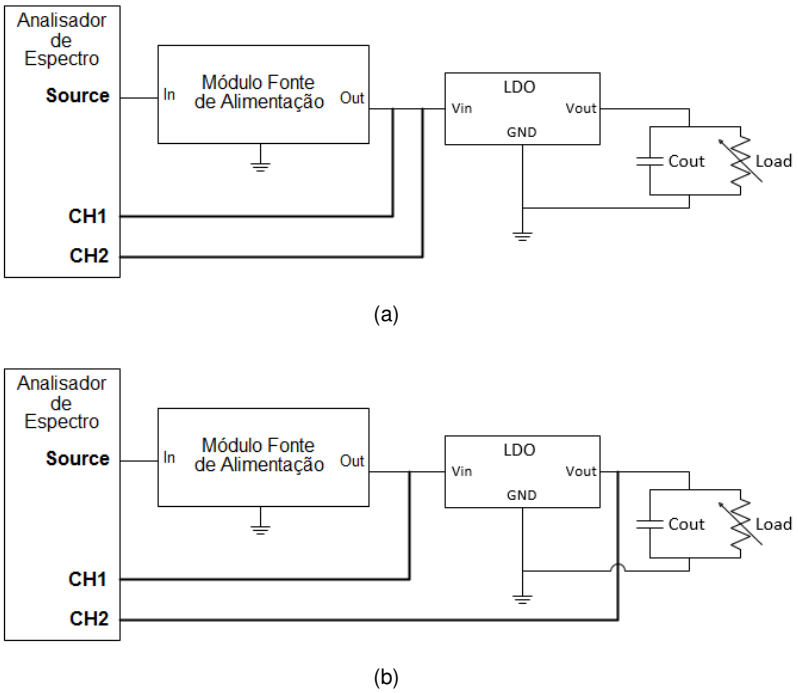


Figura 2.3: Medição do PSRR usando um Analisador de Espectro.

Inicialmente é necessário fazer a calibração do sistema, tal como se pode verificar na Figura 2.3(a) e posteriormente são seleccionados os sinais que serão enviados para o analisador de espectro. Este instrumento é dotado de um gerador de sinais, designado por Source na Figura 2.3. Contudo, devido a este não ser capaz de fornecer a corrente que a carga necessita, é necessário o uso do módulo de amplificação [14], neste caso, um amplificador de banda larga, sendo designado por Módulo Fonte de Alimentação na figura. Analogamente, a mesma montagem pode ser aplicada para medir o PSRR de um sistema diferente.

Uma outra montagem que permite medir o PSRR, neste caso também de um LDO, utiliza um gerador de funcões e um osciloscópio, tal como mostra a Figura 2.4. No osciloscópio são quantificados os sinais para fazer a medição através da expressão 1.1. De notar que na análise da resposta *line transient* é usada esta montagem [14].

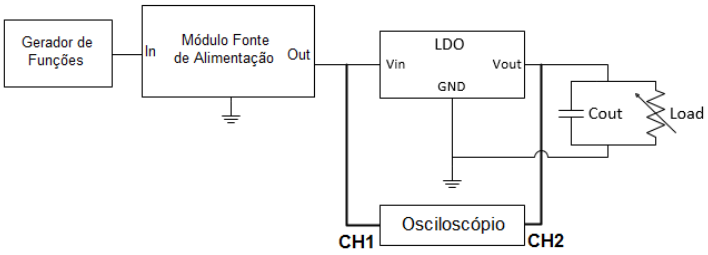


Figura 2.4: Medição do PSRR usando um gerador de funções e um osciloscópio.

Observando a Figura 2.4, pode-se verificar que é feita uma amplificação do sinal proveniente do gerador de funções, através de um amplificador de banda larga, que permite fazer a alimentação do sistema a medir.

Na Figura 2.5 ilustra a amplificação de sinais provenientes de um gerador de funções, quer em tensão quer em corrente, através de um amplificador de banda larga, permitindo alimentar sistemas com tensão e/ou corrente mais elevada [16].

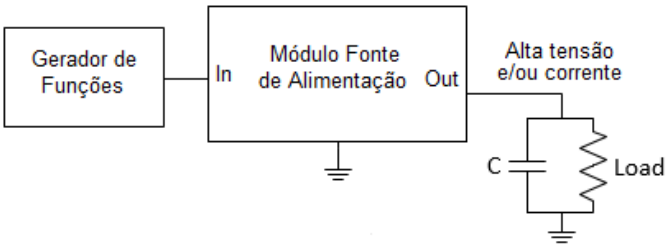


Figura 2.5: Montagem do amplificador de banda larga como fonte de alimentação.

Contudo, apesar de alguns amplificadores conseguirem fornecer correntes mais elevadas, existem sistemas a caracterizar que requerem uma corrente mais elevada do que os amplificadores individualmente conseguem fornecer. É possivel fazer a montagem da Figura 2.6, com dois ou mais amplificadores de banda larga em paralelo por forma aumentar a corrente de saída, satisfazendo assim os requisitos do sistema a alimentar [16]. De realçar que os amplificadores precisam de estar ligados através de uma resistência, em série, com uma potência de dissipação apropriada, para conseguir a divisão da corrente de saída pretendida [16].

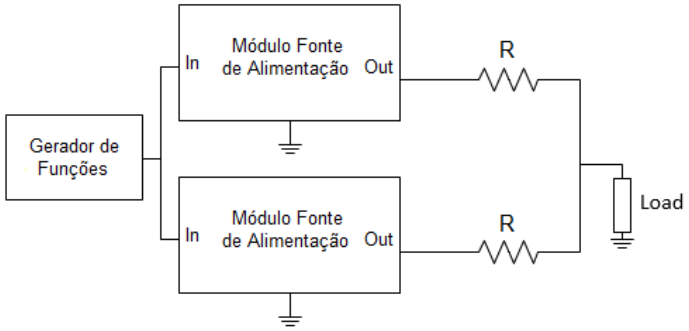


Figura 2.6: Montagem com dois amplificador de banda larga em paralelo.

2.3 Amplificadores de Banda Larga

Nesta secção iremos fazer uma breve apresentação das soluções que existem actualmente no mercado, no que toca à alimentação de circuitos integrados analógicos e mistos, permindo avaliar a sua rejeição às perturbações na alimentação, nomeadamente PSRR e *line transient*.

Na Figura 2.7 está representado o módulo de fonte de alimentação TS200 da fabricante Accel Instruments, com largura de banda de DC a 1MHz. Este instrumento permite realizar diversos testes laboratoriais tais como, medir o PSRR a LDOs, simular baterias, medir o Common Mode Rejection Ratio (CMRR) a amplificadores operacionais, avaliar a resposta *transient*, como também funcionar como

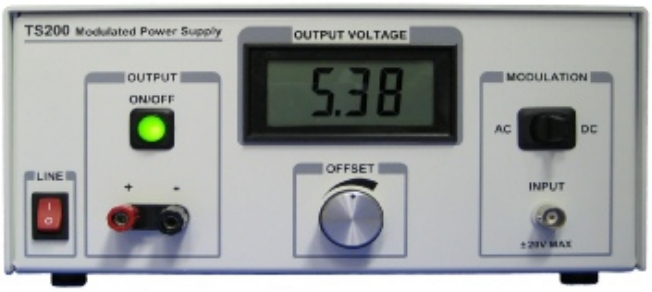


Figura 2.7: Modelo TS200 da Accel Instruments.

fonte de alimentação, fornecendo uma tensão na saída contínua e/ou alternada (de -10V a +70V na versão TS200-3B). Este módulo pode funcionar como amplificador de corrente, podendo dispensar uma corrente acima de 4A na versão TS200-0A ou potência até 65 Watts. O modelo TS200 aceita sinais de entrada provenientes de geradores de funções, dentro do limite de $\pm$20V, com a possibilidade de os amplificar por um fator de 10 em algumas versões [17].

Figura 2.8: Modelo TS250 da Accel Instruments.

Analogamente ao TS200, existe um modelo ligeiramente superior, o TS250, representado na Figura 2.8, que conta com a particularidade de poder gerar formas de onda, pelo que não necessita de receber um sinal de entrada de um gerador de funções. As principais diferenças relativamente ao modelo anterior é que este pode fornecer uma tensão de saída com valores compreendidos entre -40V a +40V na versão TS250-3 ou -6V a +65V na versão TS250-7, e uma corrente de saída acima de 6A na versão TS250-0A. Este modelo tem uma potência máxima de 75 Watts [18].

Um modelo mais recente denominado por TS400, tem as características que mais se assemelham ao amplificador de banda larga desenvolvido neste trabalho, pelo que as suas especificações são, em parte, diferentes dos modelos anteriormente mencionados. A largura de banda é bastante superior aos até então desenvolvidos pela Accel Instruments, permitindo sinais de DC a 10Mhz, o que nos modelos anteriores era de DC a 1Mhz, admitindo um intervalo de tensão de saída $\pm$15V e de corrente de saída $\pm$5A [19]. Contudo, não se dispõe de informação mais detalhada devido à ausência da mesma nos dados fornecidos pelo fabricante.

O fabricante Krohn-Hite Corporation disponibiliza também amplificadores de banda larga, nomeadamente os modelos 7500, 7600M e 7602M [20]. O modelo 7500, representado na Figura 2.9 tem uma largura de banda de DC a 1MHz, potência de saída máxima de 75 Watts, com uma tensão de saída

compreendida entre 0V e ±200V, ganho variável de 10 a 100, com uma corrente máxima de saída de 884mA [21].

Figura 2.9: Amplificador de banda larga 7500.

Os modelos 7600M e 7602M, representados na Figura 2.10, têm as especificações idênticas, largura de banda de DC a 1MHz, ganho variável de 0 a 125, com corrente máxima de saída de 200mA. A potência de cada um dos modelos difere, sendo de 17 Watts para o modelo 7600 e de 34 Watts para o modelo 7602M. A tensão de saída para o primeiro modelo pode variar de 0V a ±200V enquanto que para o segundo este intervalo é de 0V a ±400V [22].

(a) Modelo 7600M

(b) Modelo 7602M

Figura 2.10: Amplificadores de banda larga.

Na Tabela 2.1 apresentadam-se as especificações dos amplificadores referidos. Listam-se os parametros mais relevantes, sendo esses os determinantes para avaliar o dimensionamento do amplificador de banda larga proposto pelo presente trabalho.

Modelo	TS200	TS250	TS400	7500	7600M	7602M
Largura de Banda (Hz)	DC a 1M	DC a 1M	DC a 10M	DC a 1M	DC a 1M	DC a 1M
Potência (W)	65	75	-	75	34	68
Tensão de Saída (V)	±40	-40 a +60	±15	±200	±200	±400
Corrente Máx. de Saída (A)	4	6	5	884m	200m	200m
Ganho (dB)	0 a 20	0 a 20	-	0 a 40	0 a 42	0 a 42
Tensão de Entrada (V)	±20	±20	-	±20	±200	±200
Slew Rate (V/μs)	16	16	-	60	600	600

Tabela 2.1: Especificações dos diferentes amplificadores de banda larga.

Capítulo 3

Amplificador de Banda Larga

Este capítulo descreve as principais características do amplificador de banda larga, a metodologia usada durante o processo de dimensionamento até chegar à arquitectura proposta, seguido de uma secção dedicada à apresentação do circuito final. Está também descrita neste capítulo uma metodologia experimental usada para validação da arquitectura apresentada, através de uma sucessão de testes que validam a topologia e o dimensionamento do amplificador.

3.1 Características do amplificador

O amplificador a projectar tem como especificações mais exigentes a largura de banda mínima de 10MHz, uma gama de tensão de saída compreendida entre -6V a 6V e o ganho váriável com valores discriminados de 1 a 4, parâmetros que estão representados na Tabela 3.1. O amplificador destina-se a ser usado para alimentar circuitos integrados analógicos e mistos, para avaliar a sua rejeição às perturbações na alimentação, nomeadamente análise PSRR e *line transient*, pelo que, é necessário ser um amplicador que consiga responder rapidamente às transições do sinal de entrada, comutando e estabilizando no menor tempo possível, e capaz de fornecer uma corrente de saída máxima de 25A.

Parâmetro		Unid.
Largura de Banda	DC a 10M	Hz
Potência	150	W
Tensão de Saída	± 6	V
Corrente de Saída	25	A
Ganho	1 a 4	-
Tensão de Entrada	± 10	V

Tabela 3.1: Especificações do amplificador banda larga.

3.2 Metodologia e esquema do amplificador

Os amplificadores operacionais têm vindo a melhorar o seu desempenho, nomeadamente a rapidez de resposta e a largura de banda. Os mais recentes, designados por *high-speed*, conseguem alcançar larguras de banda na ordem de centenas de MHz, o que, dado o seu desempenho, é necessário ter cuidado acrescido no dimensionamento, para assegurar a estabilidade. Importa salientar que arquitecturas anteriormente desenhadas para baixas frequências, ao serem reutilizadas com amplificadores operacionais *high-speed*, têm de ser revistas com maior detalhe [23].

A arquitetura do amplificador de banda larga projectado neste trabalho, apresentada na Figura 3.1, é composta por um paralelo de 64 montagens iguais à apresentada no interior do tracejado. O amplificador operacional usado na arquitectura trata-se de um circuito integrado designado por THS6012. O processo que originou este esquema eléctrico é descrito em seguida.

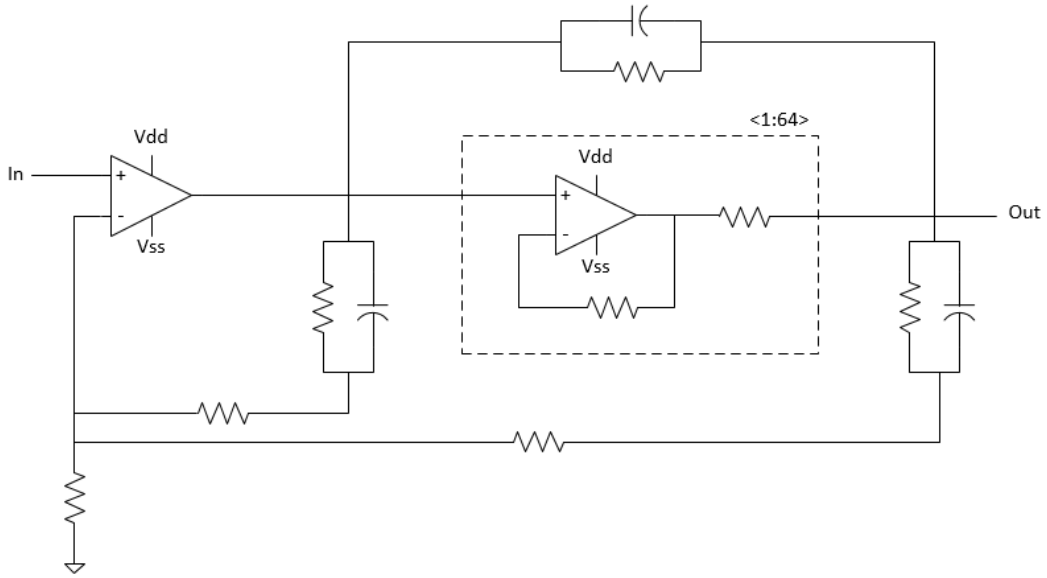


Figura 3.1: Esquema do Amplificador de Banda Larga.

O circuito integrado escolhido, o THS6012 da Texas Instruments, é composto por dois amplificadores operacionais independentes, cuja topologia é realimentação de corrente, projetados para operar em *high-speed* e, especialmente, para fornecer uma corrente de saída mínima de 400mA e máxima de 800mA [24]. Os amplificadores operacionais de topologia realimentação de corrente são um tipo de amplificador de transimpedância, sendo a tensão de saída dependente da corrente na entrada inversora. Estes apresentam a vantagem face aos amplificadores com realimentação de tensão, da independência que existe entre o ganho e a largura de banda [25].

Considere-se a montagem não inversora representada na Figura 3.2, com o objectivo de estudar o comportamento do amplificador operacional face ao valor das resistências R_F e R_G.

A largura de banda do amplificador operacional é inversamente proporcional ao valor da resistência de feedback (R_F). Dado que o amplificador de banda larga tem o propósito de alimentar circuitos integrados, os amplificadores operacionais terão uma carga ligada à saída. Conforme a resistência

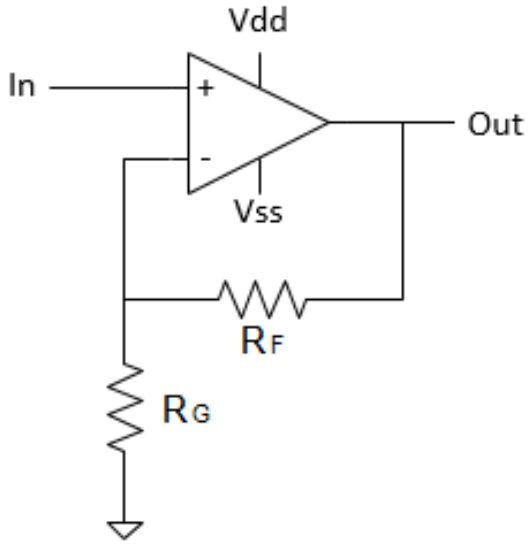


Figura 3.2: Montagem não inversora.

de carga aumenta, a resistência de saída do ampop torna-se menos dominante, nomeadamente nas frequências mais elevadas, pelo que, para compensar este facto, o valor da resistência de *feedback* deveria mudar consoante a carga [24]. Contudo, para a maioria das aplicações, o valor da resistência de *feedback*, recomendada pelo fabricante, que oferece o melhor compromisso entre a largura de banda e a margem de fase, conduzindo a um amplificador estável, é de 1kΩ [24], sendo esse o valor fixado no dimensionamento.

A melhor opção para ajustar o ganho é através do ajuste do valor da resistência de ganho (R_G), isto é, a resistência da entrada inversora do amplificador operacional [13]. Similarmente, também se pode ajustar o ganho através da resistência de *feedback*, contudo, conforme descrito, a largura de banda do amplificador é determinada pelo valor da mesma e, modificando a resistência de *feedback* para ajustar o ganho, a largura de banda é consequentemente alterada. Importa também referir que o aumento da resistência de *feedback* provoca uma diminuição do ganho em malha fechada, que tem como consequência o aumento de distorção [24], sendo necessário ter esses efeitos em conta. Desta forma, a possibilidade de controlar o ganho do amplificador independentemente da largura de banda constitui uma das maiores vantagens dos amplificadores de topologia de realimentação de corrente [26].

Considerando o propósito do amplificador, é necessário ter as devidas precauções relativamente ao impacto no desemprenho dos amplificadores operacionais para diferentes cargas colocadas à saída, especialmente as cargas capacitivas, dado que podem causar instabilidade [27].

O amplificador operacional THS6012 é compensado internamente para a largura de banda máxima e elevado *slew rate*, contudo, quando imposta uma carga capacitiva superior a 10pF directamente à saída, esta provoca oscilações na resposta [24]. Isto acontece porque carga capacitiva (C_L), quando combinada com a resistência de saída do amplificador operational (R_O), cria um pólo na malha de realimentação. Este pólo provoca um deslocamento de fase (*phase shift*) em malha fechada, causando

uma diminuição da margem de fase, que tem como consequência a instabilidade do sistema [23]. Usando a frequência do pólo que é imposto (f_p), calculado através da equação 3.1, e frequência de ganho unitário (f_u), é possivel determinar o deslocamento de fase, usando a equação 3.2.

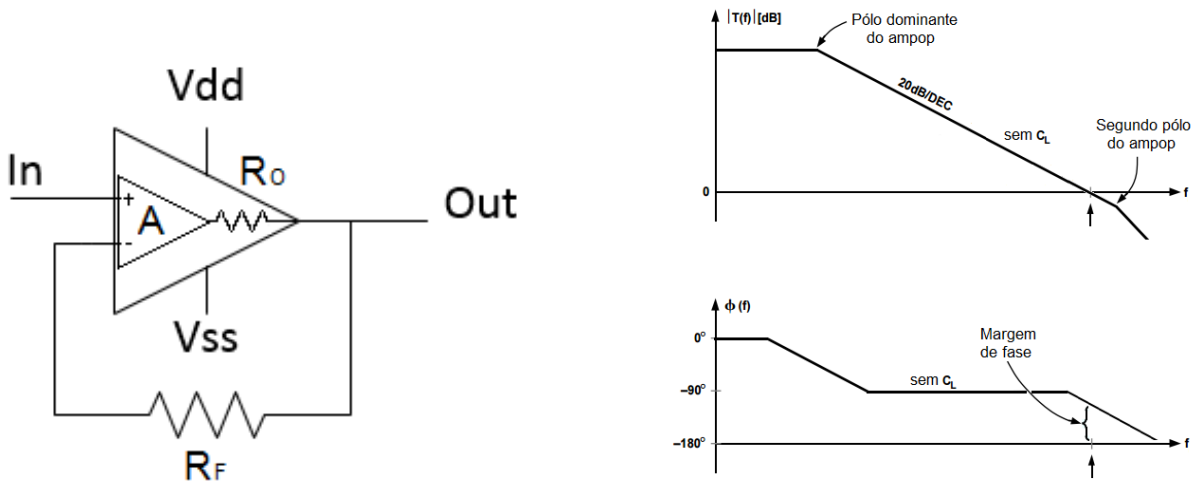
$$f_p[Hz] = \frac{1}{2\pi R_O C_L} \tag{3.1}$$

$$phaseshift = tan^{-1}\frac{f_u}{f_p} \tag{3.2}$$

Dessa forma, para manter a estabilidade do amplificador operacional, é necessário uma compensação externa recorrerendo ao método do isolamento da carga capacitiva, aplicando uma resistência (R_X) à saída do amplificador operacional. Contudo, esta montagem de saída representa um filtro RC passa-baixo, que irá limitar a resposta em frequência do sistema [27]. A frequência de corte do filtro pode ser determinada usando a equação 3.3. O fabricante recomenda o valor de 10Ω para a resistência de compensação [24], sendo esse o valor fixado no dimensionamento. A resistência R_X introduz um zero na função de transferência que tem como função reduzir o deslocamento de fase (*phase shift*) nas frequências mais altas [28].

$$f_c[Hz] = \frac{1}{2\pi(R_O + R_X)C_L} \tag{3.3}$$

Nas Figuras 3.3, 3.4 e 3.5 são representadas as diferentes montagens do amplificador operacional e respectivas respostas em frequência, o ganho e a fase, ao exemplificar os efeitos da carga numa montagem sem compensação e numa montagem com a carga isolada.



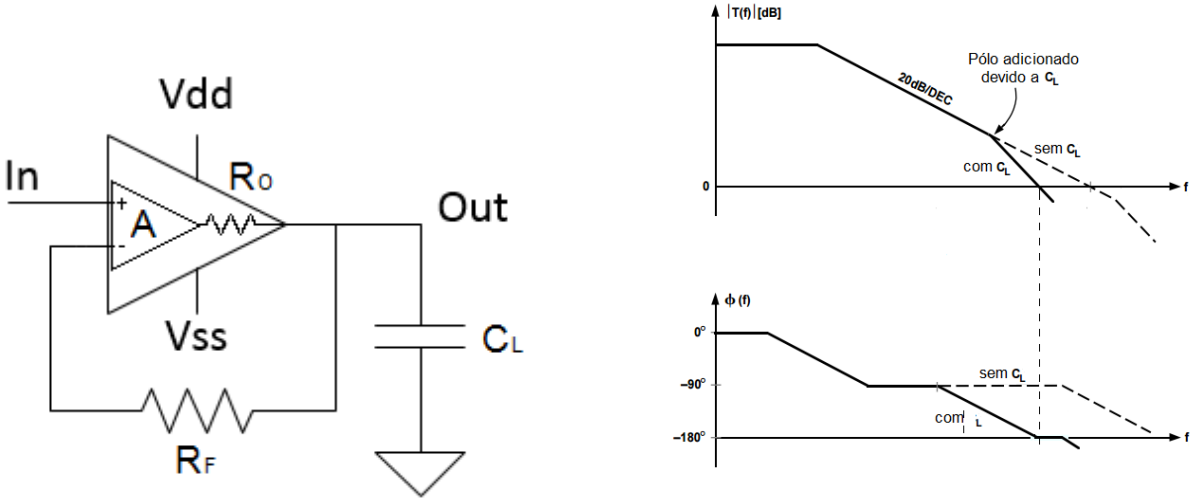
(a) Montagem Seguidora

(b) Diagrama da resposta em frequência

Figura 3.3: Montagem seguidora e diagrama de resposta em frequência.

Na Figura 3.3 é apresentada a montagem seguidora, sem carga à saída nem resistência de compensação. Verificando o diagrama de resposta em frequência, é possível identificar que a margem de fase é positiva, pelo que, o sistema é estável. Contudo, quando colocada à saída da montagem seguidora uma

carga capacitiva, na Figura 3.4, pode-se observar o deslocamento de fase na resposta em frequência, devido ao ter sido adicionado o pólo da carga, tornando o sistema instável (MF=0).

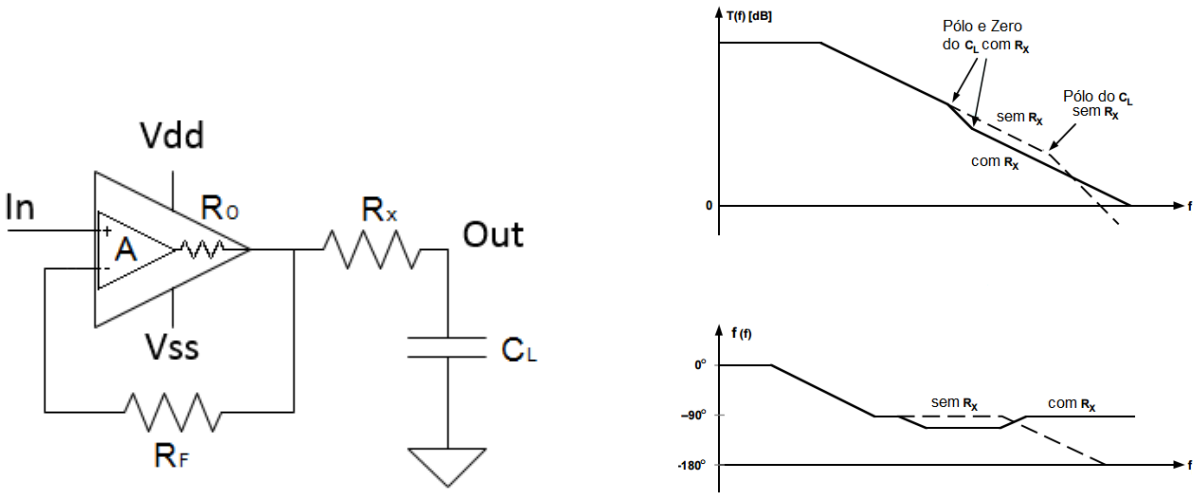


(a) Descompensado

(b) Diagrama da resposta em frequência

Figura 3.4: Montagem seguidora descompensada e diagrama de resposta em frequência.

Ao compensar o sistema atráves da resistência R_X, pode-se observar na Figura 3.5 que a largura de banda é superior e que o deslocamento de fase é eliminado, tornando o sistema estável a cargas capacitivas.



(a) Compensado

(b) Diagrama da resposta em frequência

Figura 3.5: Montagem seguidora compensada e diagrama de resposta em frequência.

Dessa forma, para garantir que o amplificador de banda larga forneça uma corrente de até 25A a uma carga colocada à saída, optou-se por fazer um paralelo de 64 montagens seguidoras, com a resistência R_X a compensar cada uma das mesmas. Na Figura 3.6, consta a montagem seguidora, com os valores das resistências no dimensionamento, R_F=1kΩ e R_X=10Ω.

Contudo, por forma a baixar a impedância da tensão de comando, de modo a conseguir forçar a tensão de entrada das montagens seguidoras, foi adicionado um andar de amplificação, em que o

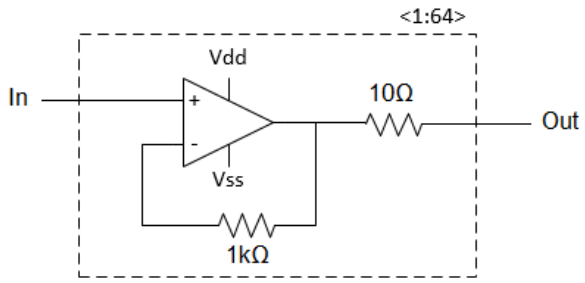


Figura 3.6: Montagem seguidora com resistência de isolamento de carga.

ganho regulado através da resistência na entrada inversora do amplificador operacional. Na Figura 3.7 é apresentado o amplificador com dois andares. Pode-se observar que foram adicionadas as malhas de realimentação, constituídas por uma resistência em paralelo com um condensador, com o intuito de aumentar a rapidez de resposta do circuito nas altas frequências, seguidas de uma resistência em série.

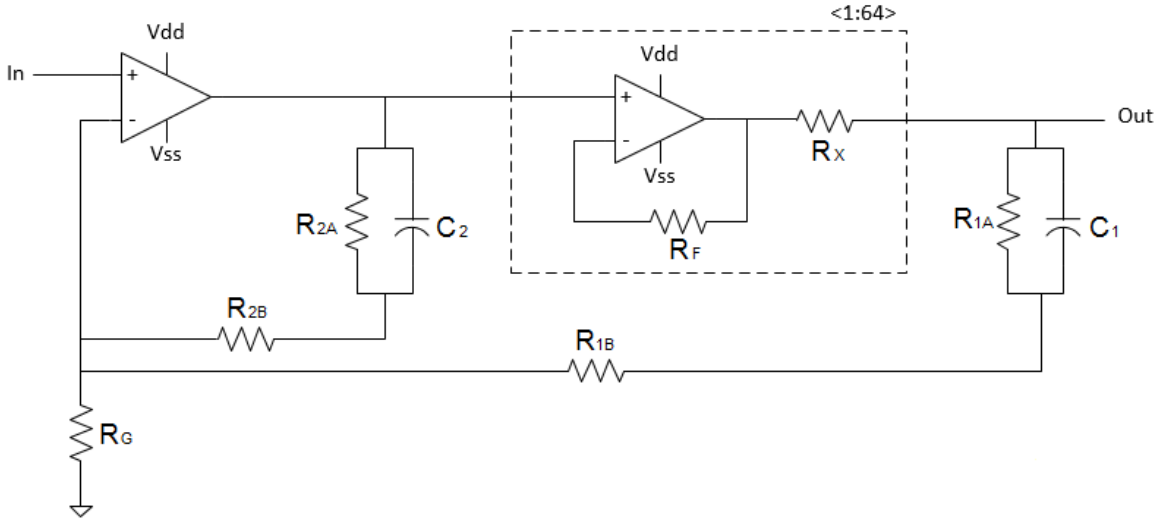
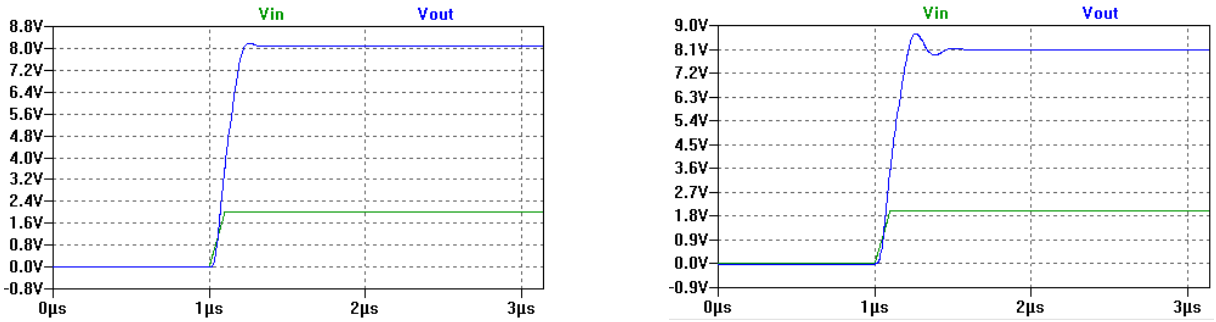


Figura 3.7: Esquema intermédio do Amplificador de Banda Larga com malhas de realimentação.

Na Figura 3.8 são apresentadas duas respostas de um teste transitório, usando a arquitectura do amplificador de banda larga apresentada na Figura 3.7, com e sem condesandor em paralelo. Observa-se que a arquitectura com condensador estabiliza mais depresssa e com menor sobreelevação no transitório (Figura 3.8 (a)), comparativamente à arquitectura sem condensadores na malha de realimentação (Figura 3.8 (b)).

Por fim, foi adicionado uma malha de atraso, designada por compensação Nested-Miller, que permite controlar a margem de fase do sistema [29]. Assim, é constituida a arquitetura do amplificador de banda larga, que foi inicialmente apresentada na Figura 3.1.



(a) Com Condensador (b) Sem Condensador

Figura 3.8: Resposta transiente com e sem condensador em paralelo.

3.3 Dimensionamento do amplificador

Considerando os critérios expostos e analisados na secção anterior, tomando em atenção os requesitos do projecto, foram feitos ajustes nos valores de resistência e condensador das malhas de realimentação, de modo a cumprir com as especificações exigidas.

Na Figura 3.9 é apresentada a arquitetura do amplificador de banda larga, composta por dois andares, uma malha de atraso e duas malhas de realimentação. O primeiro andar tem como função a amplificação do sinal em tensão, que atuará como tensão de comando no segundo andar, que é constituído pelas 64 montagens seguidoras em paralelo.

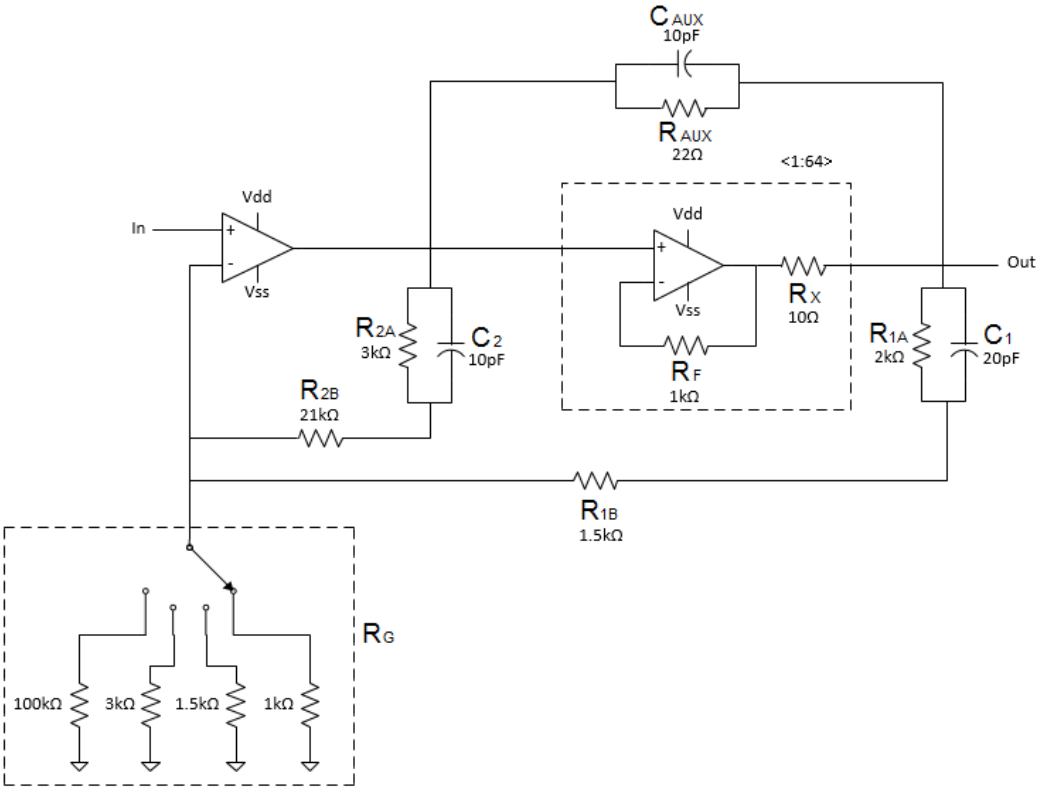


Figura 3.9: Arquitectura do Amplificador de Banda Larga.

No circuito é também implementado um regulador da resistência R_G para ajustar o ganho em tensão,

com valores discriminados de 1 a 4 de acordo com a Tabela 3.2. Como o bloco de 64 amplificadores em paralelo tem ganho unitário, a impedência na malha de realimentação exterior (da saída *out* para a entrada do primeiro andar *in*) contribui de igual forma que a realimentação do primeiro andar. Assim, em DC, as malhas de realimentação estão em paralelo, perfazendo uma impedância equivalente de 3.055KΩ, tal como determinado pela equação 3.4.

$$R_{eq}[\Omega] = (R_{2A} + R_{2B})//(R_{1A} + R_{1B}) = \frac{(R_{2A} + R_{2B})(R_{1A} + R_{1B})}{(R_{2A} + R_{2B}) + (R_{1A} + R_{1B})} = 3.0545k \tag{3.4}$$

A combinação destas resistências com R_G, usando a equação 3.5, determina os ganhos da Tabela 3.2. A resistência mais alta, de 100kΩ, impõe um ganho unitário ao amplificador de banda larga, enquanto a resistência mais baixa, de 1kΩ, aplica um ganho de 4 vezes superior.

$$Ganho = \frac{V_{Out}}{V_{In}} = 1 + \frac{R_{eq}}{R_G} \tag{3.5}$$

R_G (Ω)	Ganho
100k	1
3k	2
1.5k	3
1k	4

Tabela 3.2: Ajuste de ganho de acordo com a resistência.

3.4 Simulação da arquitectura

A análise dos parâmetros exigidos na arquitectura implica a utilização de diferentes configurações do circuito de teste bem como de diferentes sinais de estímulo. Outros factores importantes na caracterização do amplificador são as frequências utilizadas, ganho, carga de saída e corrente na carga que podem ter diferentes consequências no comportamento do amplificador de banda larga.

Nas subsecções seguintes serão apresentados os diferentes esquemas do circuito de teste utilizados, seguidos dos resultados e análise dos mesmos.

3.4.1 Resposta Temporal

A Figura 3.10 mostra a configuração necessária para a análise do comportamento dos sinais no domínio do tempo, nomeadamente a resposta temporal (*sinusoidal response*), resposta ao escalão (*line transient*) e análise DC (*DC Sweep*).

Com o intuito de analisar todas as variantes de frequência, ganho e carga aplicada, serão apresentadas simulações onde se irá aumentar a frequência do sinal de entrada, discriminado de 100kHz, 1MHz e 10MHz, com cargas resistivas e capacitivas de valor variável na saída do amplificador de banda larga.

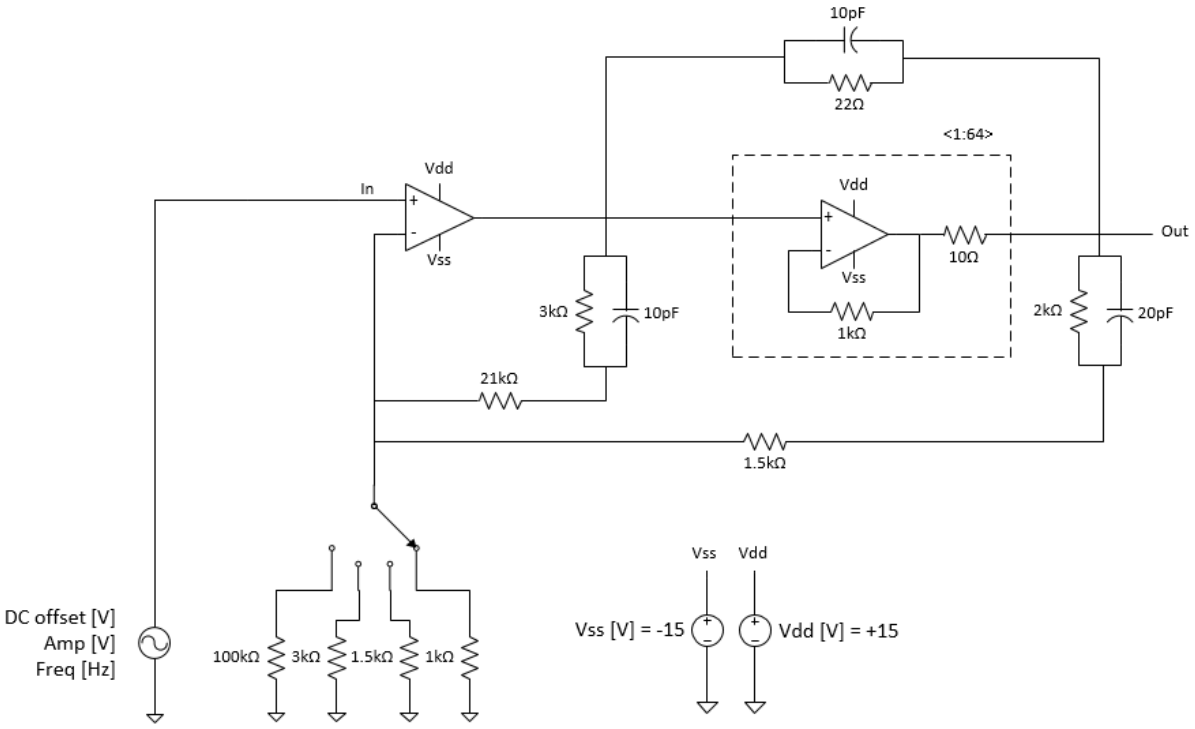


Figura 3.10: Configuração do circuito de testes para simulação.

Nesta simulação é imposto um sinal sinusoidal de amplitude 2V e 100kHz de frequência, representado na Figura 3.11, por forma a observar o sinal de saída do amplificador de banda larga e verificar a amplificação do sinal.

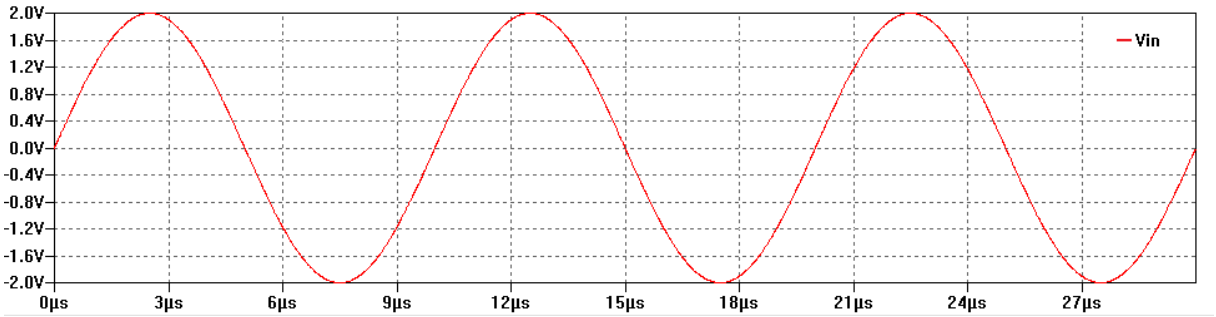


Figura 3.11: Sinal de entrada com 2V de amplitude e 100kHz de frequência

A montagem utilizada é a apresentada na Figura 3.10 e, na Figura 3.12, são representadas as respostas temporais para os diferentes ganhos sem carga. Pode-se constar que o critério de amplificação de valores de 1 a 4 é conseguido.

Considerando que as tensões máximas esperadas são 2.06V, 4.04V, 6.08V e 8.1V, respectivamente para os ganhos 1, 2, 3 e 4, na Tabela 3.3 estão representados os erros absolutos máximos que se referem à diferença entre a tensão máxima de saída esperada e a tensão máxima de saída medida, para os diferentes ganhos, considerando a configuração sem carga.

O erro médio absoluto é de 36mV. Regista-se que usando a arquitectura com ganho igual a 2 obtém-se uma forma de onda na saída mais próxima do sinal esperado.

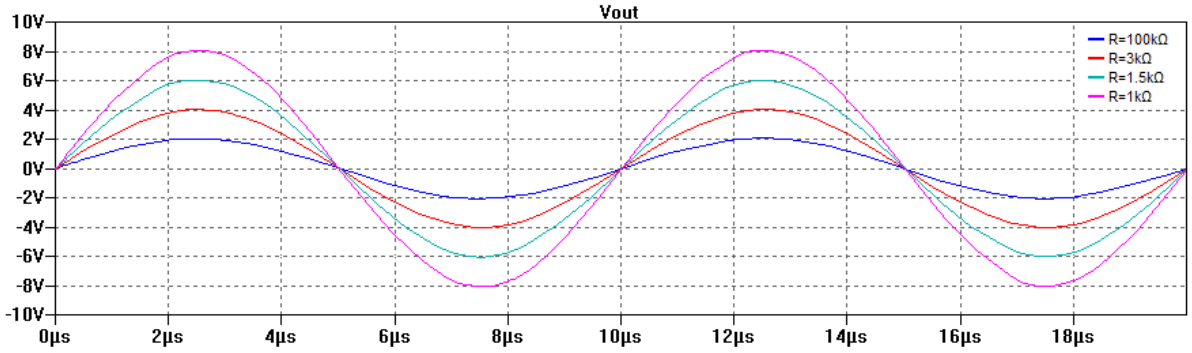


Figura 3.12: Simulação temporal sem carga a 100kHz

Ganho	Erro absoluto sem carga (V)
1	0.048
2	0.010
3	0.020
4	0.067

Tabela 3.3: Erro absoluto das simulações temporais para f=100kHz sem carga.

Contudo, dado que o amplificador se destina a ser usado para alimentar circuitos integrados analógicos e mistos, foram consideradas cargas resistivas (R_L) a variar de 1 a 10Ω e cargas capacitivas (C_L) a variar de 1 a 10μF, para avaliar o seu comportamento, fixadas na saída do amplificador tal como apresentado na Figura 3.13.

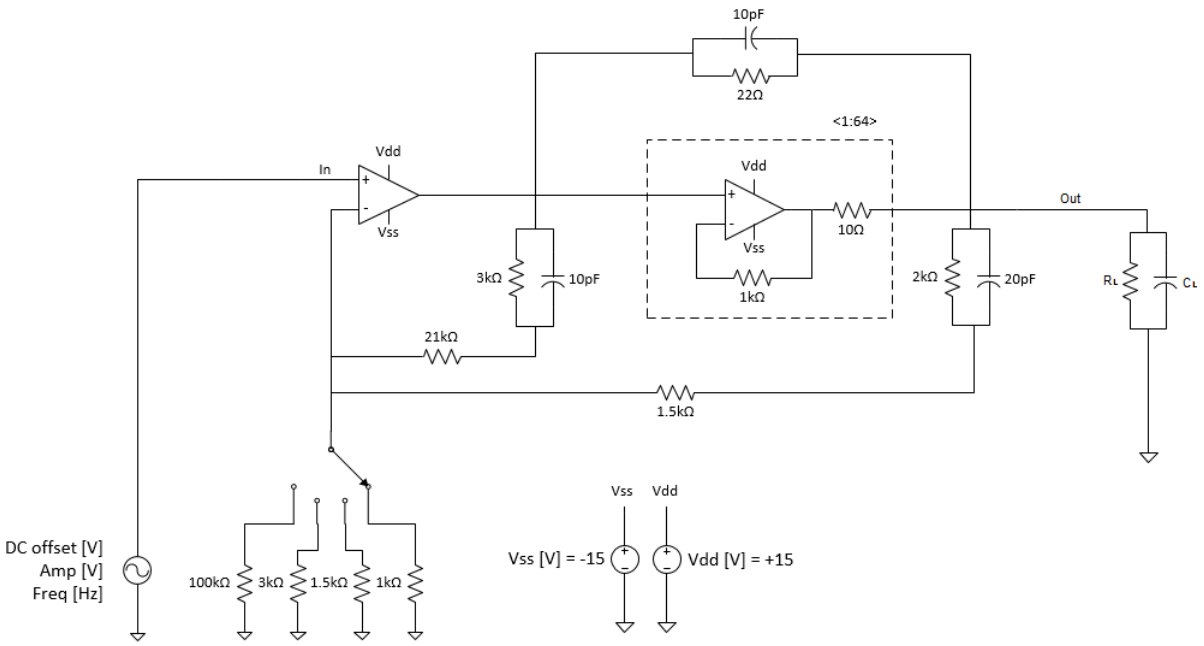


Figura 3.13: Configuração do circuito de testes para simulação com carga.

Mantendo a mesma amplitude e frequência do sinal de entrada, 2V e 100kHz, ao fixar uma carga capacitiva em paralelo com uma carga resistiva, na saída do amplificador de banda larga, a variar nos intervalos de valores considerados, nas Figuras 3.14 e 3.15 são apresentados os resultados de

simulação para os dois casos extremos. Na Figura 3.14 apresentam-se as respostas temporais para os diferentes ganhos, com uma carga resistiva R_L=1Ω e carga capacitiva C_L=1μF, e na Figura 3.15, análoga à situação anterior, com R_L=10Ω e C_L=10μF.

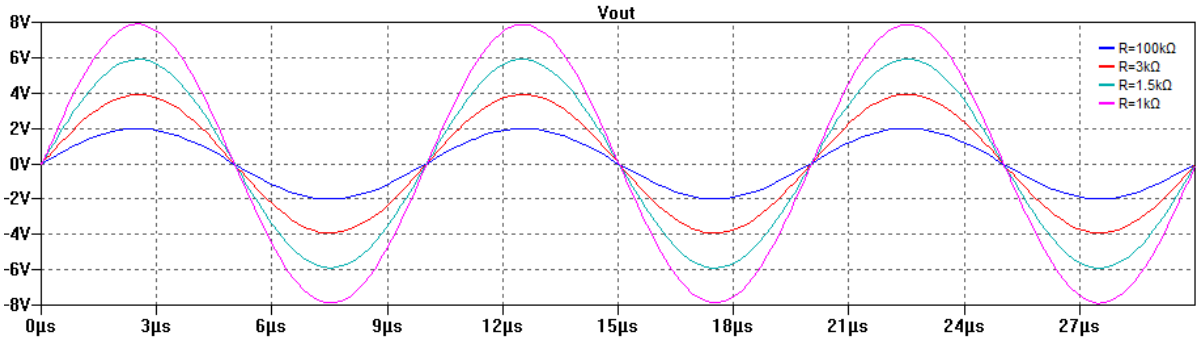


Figura 3.14: Simulação temporal com carga R_L=1Ω e C_L=1μF a 100kHz.

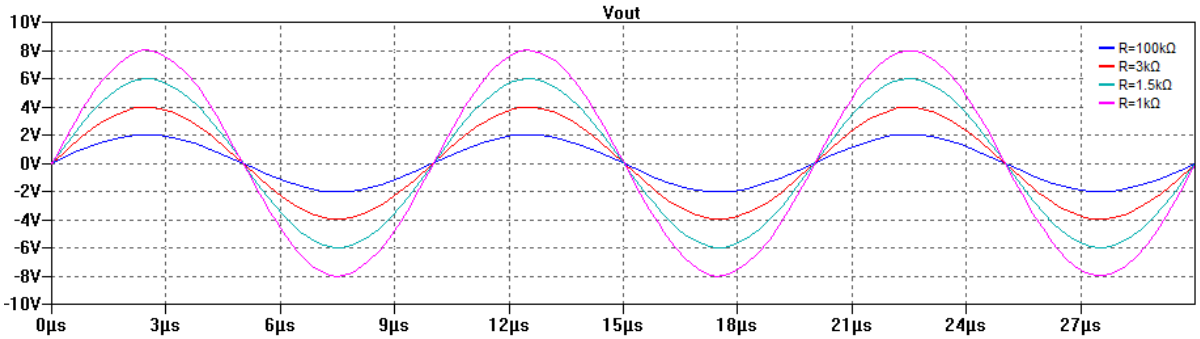


Figura 3.15: Simulação temporal com carga R_L=10Ω e C_L=10μF a 100kHz.

Na Tabela 3.4 estão representados os erros absolutos máximos para o sinal com 2V de amplitude e 100kHz de frequência. Comparação análoga com a tabela apresentada anteriormente, que se refere à diferença entre a tensão de saída esperada e a tensão de saída medida, para os diferentes ganhos, considerando as diferentes cargas aplicadas.

	Erro Absoluto (V)			
Ganho	R_L=1Ω C_L=1Ω	R_L=10Ω C_L=1μF	R_L=1Ω C_L=10μF	R_L=10Ω C_L=10μF
1	0.034	0.03	0.002	0.03
2	0.084	0.01	0.09	0.02
3	0.114	0.02	0.09	0.001
4	0.118	0.01	0.01	0.008

Tabela 3.4: Erro absoluto das simulações temporais para f=100kHz com carga.

Por análise das Figuras 3.14 e 3.15, conclui-se que o amplificador se comporta como esperado. Pela análise da Tabela 3.4, verifica-se que os menores erros absolutos ocorrem para o valor de carga máximo considerado, denotando-se o erro máximo de 118mV para a situação de menor carga com ganho 4.

Conforme descrito anteriormente, existem três factores que podem influenciar o comportamento do amplificador de banda larga. Dado que percorrendo a gama de ganhos disponíveis para as diferentes cargas na saída, ao aplicar um sinal sinusoidal com frequência 100kHz o circuito atuou como esperado, por forma a analisar a gama de frequências é necessário aplicar um sinal com frequência superior.

Dessa forma, aplicando um sinal de entrada com a mesma amplitude considerada nas simulações anteriores (2V) mas com frequência de 1MHz, tal como mostra a Figura 3.16, para uma situação sem carga, os sinais de saída da simulação para os diferentes ganhos são apresentados na Figura 3.17.

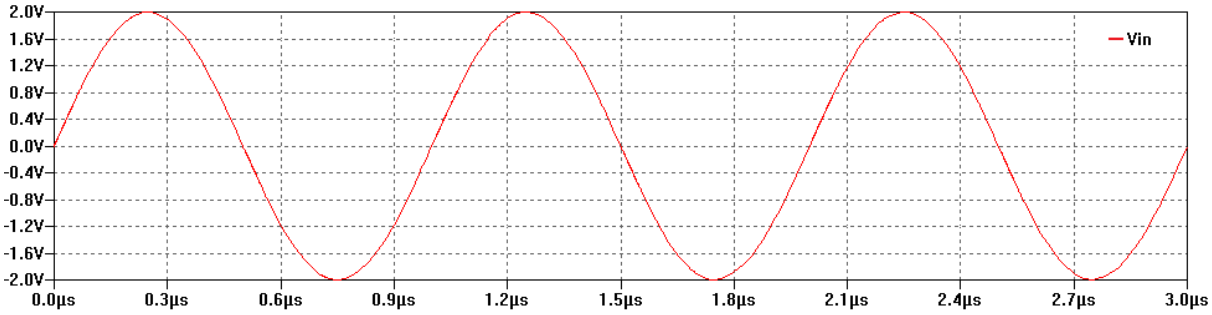


Figura 3.16: Sinal de entrada com 2V de amplitude e 1MHz de frequência

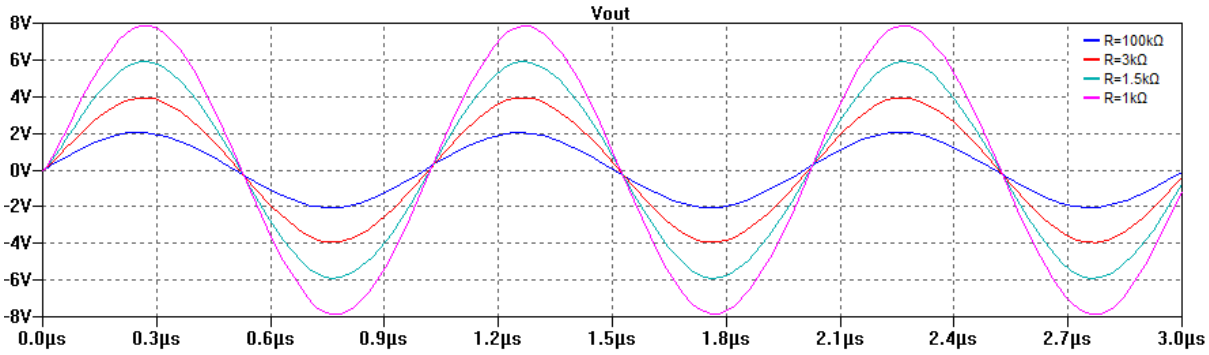


Figura 3.17: Simulação temporal sem carga a 1MHz.

Na Tabela 3.5, apresentam-se os erros absolutos máximos para os diferentes ganhos, da simulação presente na Figura 3.17. O erro médio absoluto é de 63.5mV, ligeiramente superior que na situação de 100kHz sem carga, registando-se erros inferiores para ganhos 1 e 2, e superiores para os ganhos 3 e 4.

Ganho	Erro absoluto sem carga (V)
1	0.044
2	0.045
3	0.070
4	0.095

Tabela 3.5: Erro absoluto das simulações temporais para f=1MHz sem carga.

Contudo, como abordado na secção anterior, quando colocada à saída dos amplificadores operacionais, a altas frequências, uma carga capacitiva, esta pode ter consequências indesejáveis no compor-

tamento do mesmo.

Dessa forma, aplicando o mesmo sinal de entrada de amplitude de 2V e de frequência 1MHz, nas Figuras 3.18 e 3.19 apresentam-se os resultados de simulação para os dois casos extremos de carga, considerados anteriormente, e para os diferentes ganhos.

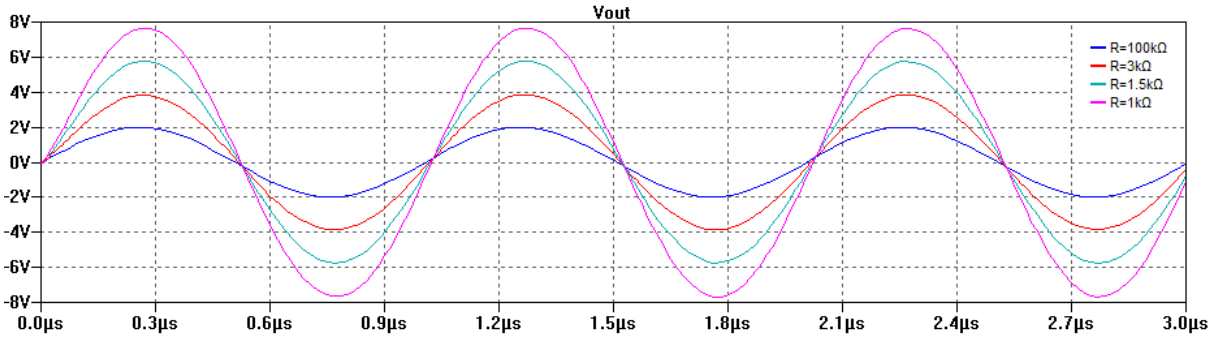


Figura 3.18: Simulação temporal com carga R_L=1Ω e C_L=1μF a 1MHz.

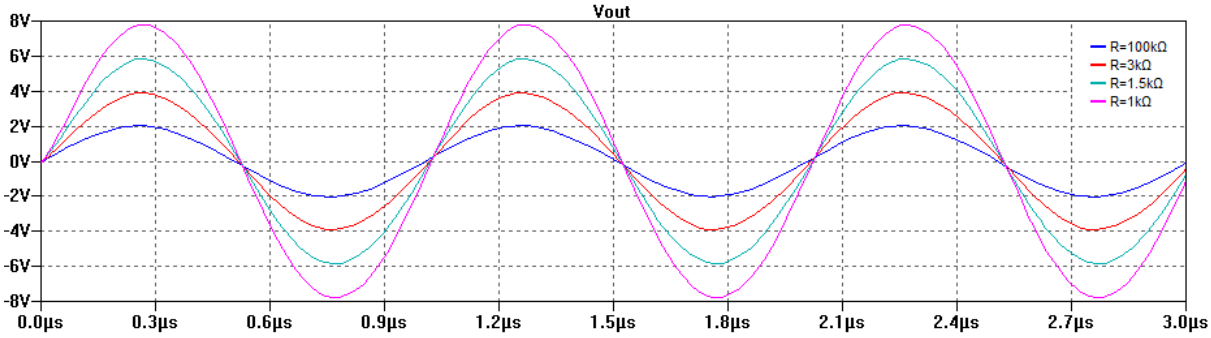


Figura 3.19: Simulação temporal com carga R_L=10Ω e C_L=10μF a 1MHz.

Na Tabela 3.6 estão representados os erros absolutos máximos, considerando as diferentes configurações de carga. Conforme se pode verificar pela Tabela 3.6, à medida que o ganho aumenta, verifica-se que a tensão de saída difere cada vez mais da tensão esperada, contudo o maior erro verifica-se para ganho 4 com carga de saída R_L=1μF e C_L=1μF, com uma diminuição de 0.35V.

	Erro Absoluto (V)			
Ganho	R_L=1Ω C_L=1Ω	R_L=10Ω C_L=1μF	R_L=1Ω C_L=10μF	R_L=10Ω C_L=10μF
1	0.02	0.02	0.014	0.024
2	0.16	0.1	0.16	0.091
3	0.23	0.15	0.25	0.14
4	0.35	0.21	0.34	0.19

Tabela 3.6: Erro absoluto das simulações temporais para f=1MHz com carga.

Dado que a largura de banda pretendida para o amplificador é 10MHz, para verificar o funcionamento do mesmo, é aplicado um sinal de entrada com a mesma amplitude de 2V considerada nas simulações anteriores mas com frequência de 10MHz, tal como mostra a Figura 3.20. Para uma

situação sem carga, os sinais de saída da simulação para os diferentes ganhos são apresentados na Figura 3.21.

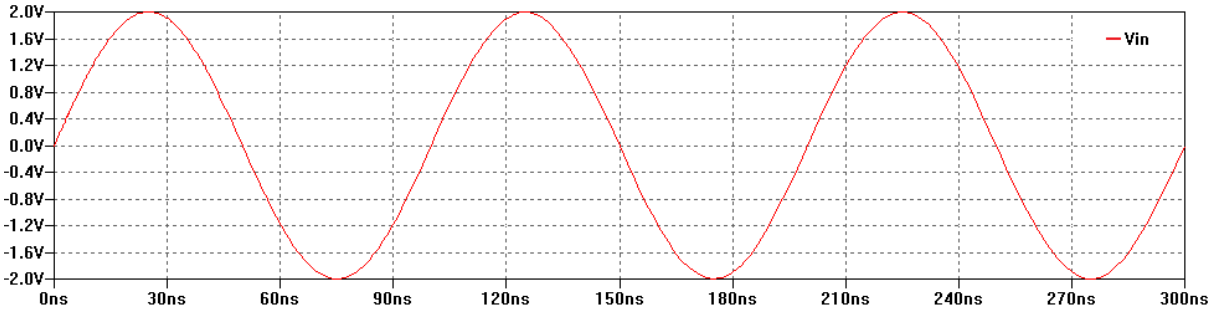


Figura 3.20: Sinal de entrada com 2V de amplitude e 10MHz de frequência

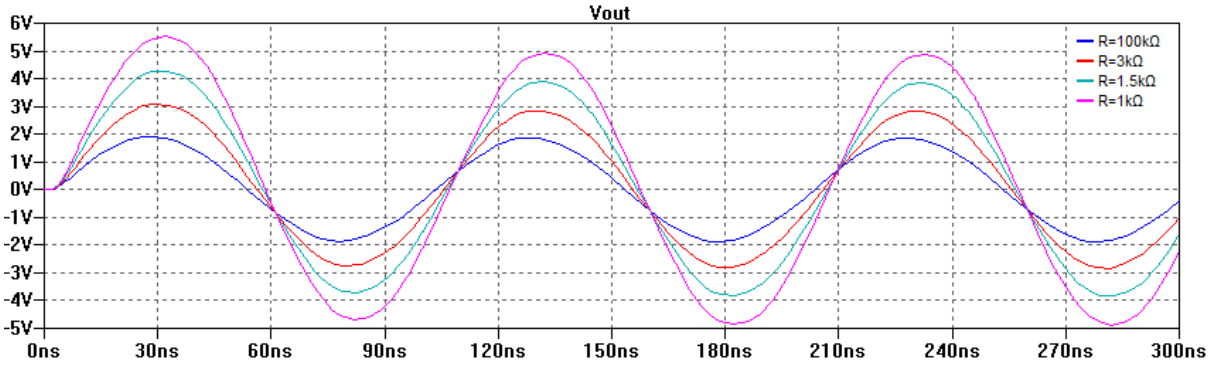


Figura 3.21: Simulação temporal sem carga a 10MHz.

Na Tabela 3.7 estão representados os erros absolutos máximos para os diferentes ganhos da simulação presente na Figura 3.21. Nesta simulação, o erro absoluto mais baixo ocorre para a situação de ganho unitário, sendo que, 2.06V seria a amplitude do sinal sem erro, mas nesta situação, sofreu uma atenuação de 0.13V. Denota-se também, que para ganhos superiores, a atenuação é bastante mais acentuada que nas abordagens anteriores.

Ganho	Erro absoluto sem carga (V)
1	0.13
2	1.16
3	2.12
4	3.08

Tabela 3.7: Erro absoluto das simulações temporais para f=10MHz sem carga.

Nas Figuras 3.22 e 3.23 apresentam-se as simulações que representam as cargas extremas consideradas à saída do amplificador de banda larga, numa situação em que o sinal de entrada tem frequência 10MHz. Na Figura 3.22 apresentam-se as respostas temporais para os diferentes ganhos, com uma carga resistiva R_L=1Ω e carga capacitiva C_L=1μF e na Figura 3.23, com R_L=10Ω e C_L=10μF.

Na Tabela 3.8 representam-se os erros absolutos máximos para o sinal com 2V de amplitude e 10MHz de frequência para as simulações com diferentes configurações de carga capacitiva e resistivas.

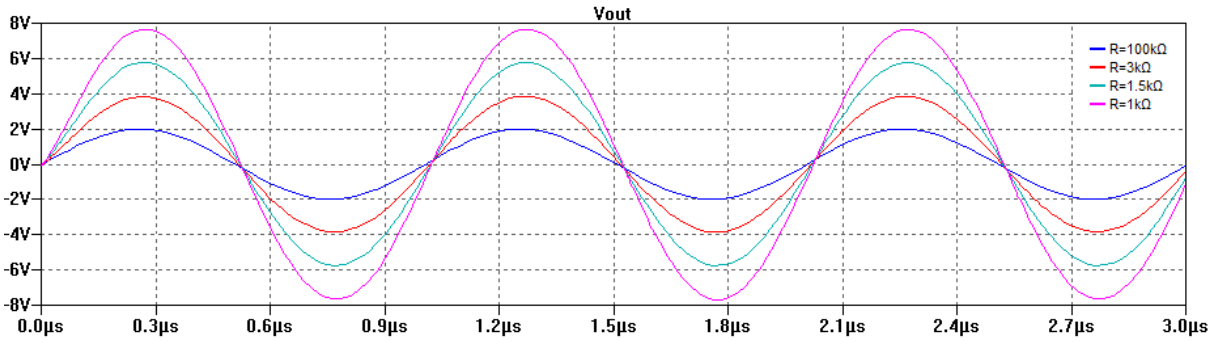


Figura 3.22: Simulação temporal com carga R_L=1Ω e C_L=1μF a 10MHz.

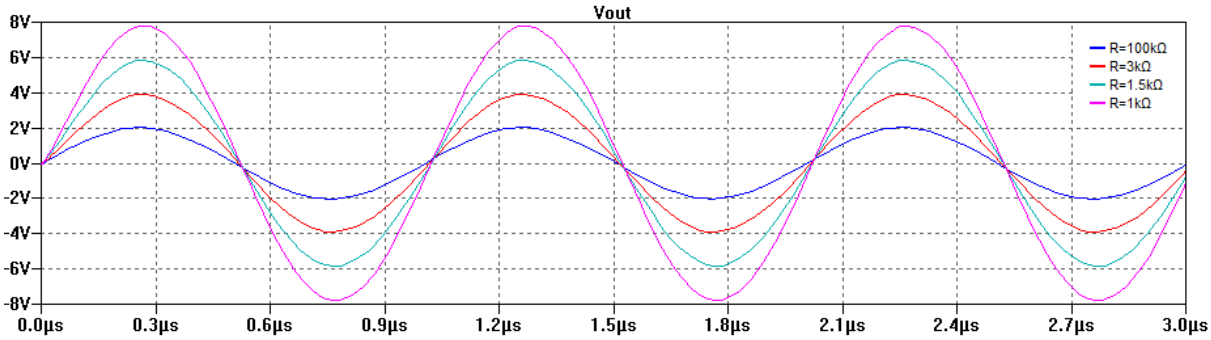


Figura 3.23: Simulação temporal com carga R_L=10Ω e C_L=10μF a 10MHz.

Conforme se pode verificar na Tabela 3.8, à medida que o ganho aumenta a tensão de saída é mais atenuada, verificando-se que o maior erro é de 0.35V para a carga resistiva e carga capacitiva mínima imposta.

	Erro Absoluto (V)			
Ganho	R_L=1Ω C_L=1Ω	R_L=10Ω C_L=1μF	R_L=1Ω C_L=10μF	R_L=10Ω C_L=10μF
1	0.016	0.02	0.037	0.024
2	0.016	0.096	0.16	0.092
3	0.23	0.15	0.25	0.15
4	0.35	0.20	0.34	0.19

Tabela 3.8: Erro absoluto das simulações temporais para f=10MHz com carga.

De acordo com as especificações, o amplificador tem de ser capaz de fornecer uma corrente máxima de 25A. Dessa forma, aplicando os mesmos sinais de entrada em cada uma das frequências analisadas, 100kHz, 1MHz e 10MHz, apresentam-se os resultados em que é imposta uma fonte de corrente independente à saída do amplificador de banda larga.

Nas Figuras 3.24 e 3.25 apresentam-se as respostas temporais a 100kHz para os diferentes ganhos com corrente de saída 1A e 25A, respectivamente. Pela observação das figuras, o amplificador comporta-se como esperado, contudo, quando a corrente de saída aumenta a tensão de saída diminui.

Nas Figura 3.26 e 3.27 apresentam-se as respostas temporais, para a frequência de 1MHz, para os diferentes ganhos com corrente de saída 1A e 25A, respectivamente. Conforme se pode verificar, para

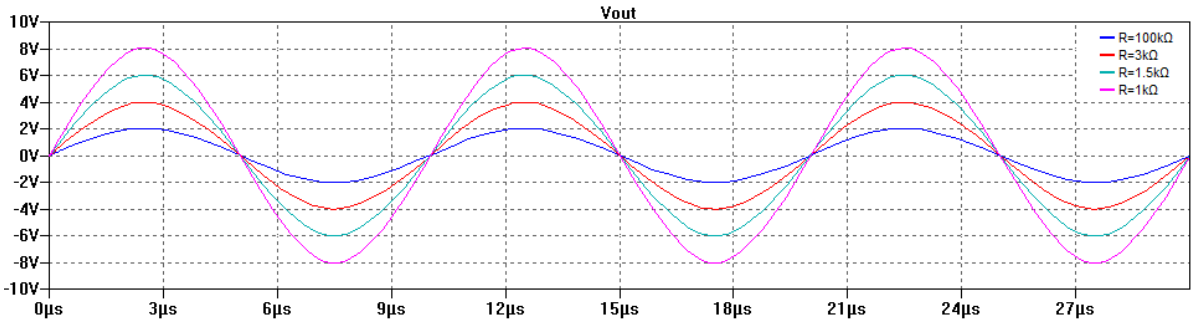


Figura 3.24: Simulação temporal com I_{OUT}=1A a 100kHz.

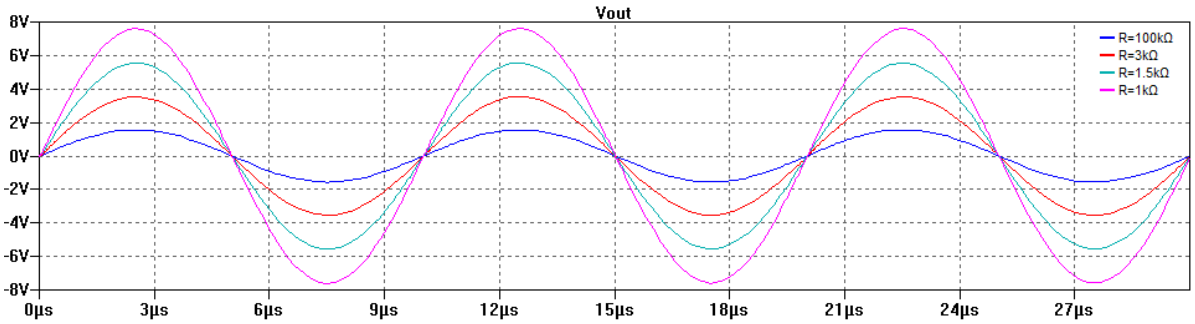


Figura 3.25: Simulação temporal com I_{OUT}=25A a 100kHz.

ganhos mais elevados, a tensão de saída difere cada vez mais da tensão esperada. Denota-se uma maior atenuação para a corrente de saída de 25A.

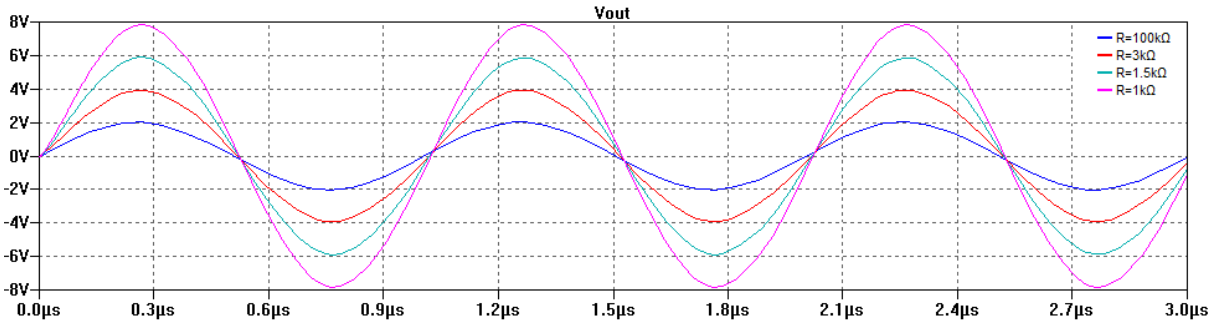


Figura 3.26: Simulação temporal com I_{OUT}=1A a 1MHz.

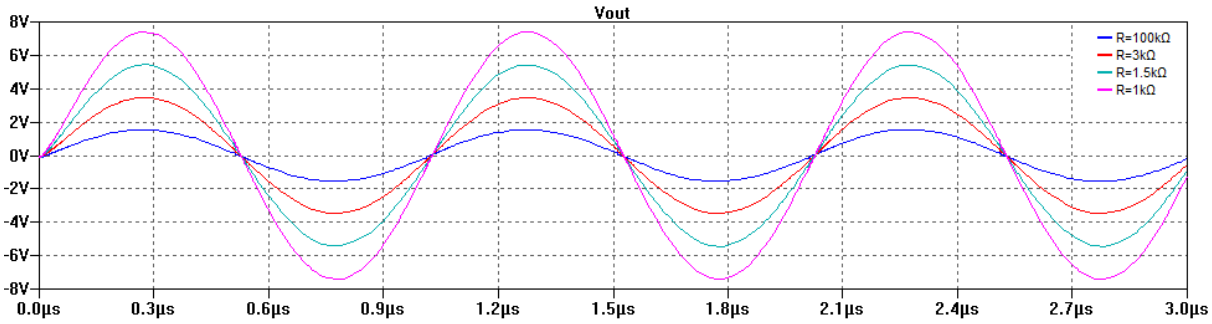


Figura 3.27: Simulação temporal com I_{OUT}=25A a 1MHz.

Nas Figura 3.28, 3.29 e 3.30 são apresentadas as respostas temporais a 10MHz para os diferentes

ganhos com corrente de saída 1A, 2A e 3A, respectivamente. Conforme se pode observar, nas Figuras 3.28 e 3.29, a tensão de saída ainda ocorre sem distorção, contudo, para a configuração de corrente de saída 3A, o sinal de saída é distorcido, como se pode verificar na Figura 3.30. Desta forma, o amplificador de banda larga a altas frequências é limitado por uma corrente de saída de 2A.

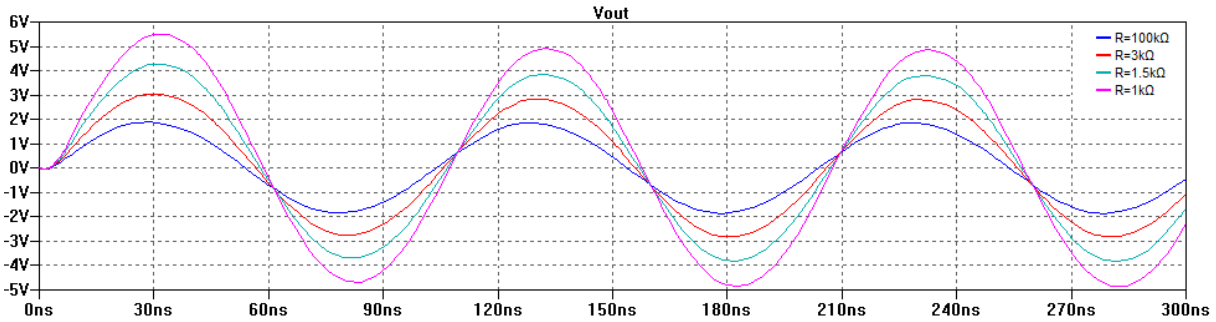


Figura 3.28: Simulação temporal com I_{OUT}=1A a 10MHz.

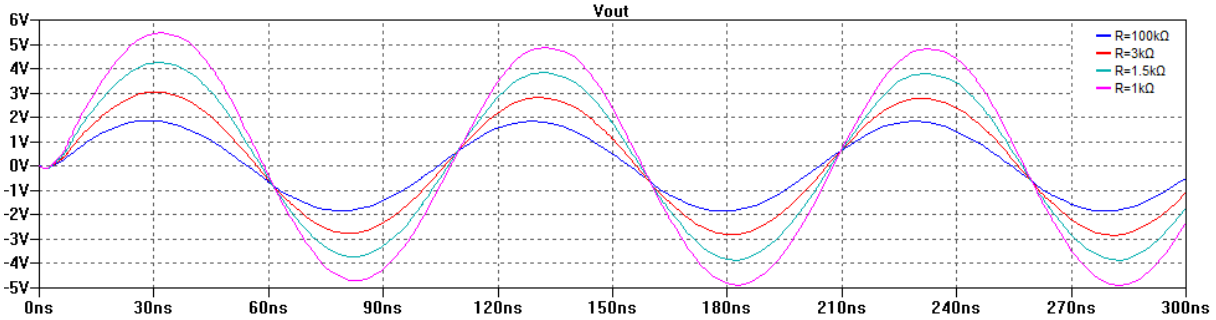


Figura 3.29: Simulação temporal com I_{OUT}=2A a 10MHz.

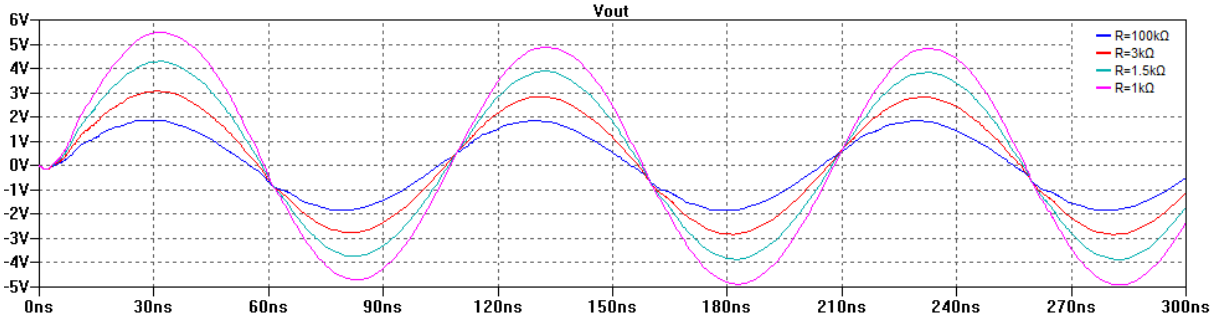


Figura 3.30: Simulação temporal com I_{OUT}=3A a 10MHz.

Na Tabela 3.9 estão representados os erros absolutos máximos para o sinal com 2V de amplitude e frequência discriminada de 100kHz, 1MHz e 10MHz. Comparação análoga com as tabelas apresentadas anteriormente, que se referem à diferença entre a tensão de saída esperada e a tensão de saída medida, para os diferentes ganhos, considerando os valores de corrente dispensada.

Conforme se pode verificar na Tabela 3.9, à medida que a corrente de saída aumenta, para ganhos mais elevados, a tensão de saída é cada vez mais atenuada. Para frequências mais altas verifica-se uma atenuação drástica, pelo que, o ganho escolhido e a tensão do sinal de entrada tem de ser de

f (Hz)		100k		1M		10M	
I_{OUT} (A)		1	25	1	25	1	2
Ganho	1	0.024	0.44	0.012	0.46	0.14	0.16
	2	0.014	0.048	0.090	0.55	1.18	1.17
	3	0.008	0.44	0.13	0.58	2.13	2.15
	4	0.029	0.43	0.16	0.61	3.09	3.11

Tabela 3.9: Erro absoluto das simulações temporais.

baixa amplitude, para que não seja fortemente atenuado.

O aumento da frequência do sinal imposto na entrada também tem outra consequência , que é o desfasamento entre o sinal de entrada e o sinal de saída, como se pode observar pelas Figuras 3.31 e 3.32. No entanto, este tema é apresentado com mais detalhe numa subsecção seguinte, onde é analisada a resposta do amplificador de banda larga na frequência, nomeadamente, amplitude e fase.

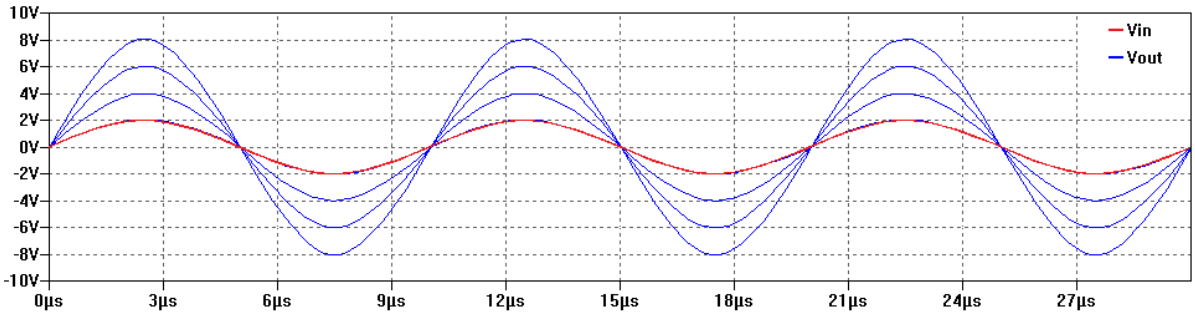


Figura 3.31: Simulação temporal sem carga a 100kHz.

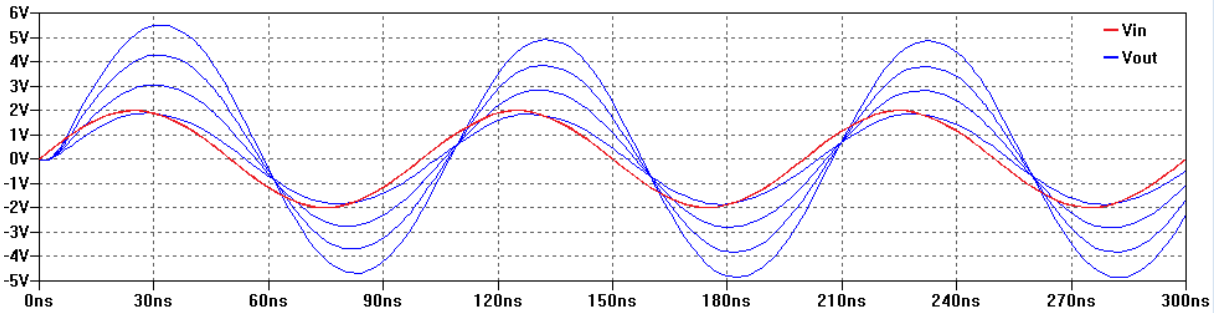


Figura 3.32: Simulação temporal sem carga a 10MHz.

3.4.2 Resposta ao escalão

Analogamente à subsecção anterior, nesta secção reportam-se os resultados de simulações em que foi imposto um sinal *step* à entrada do amplificador de amplitude 2V, que é representado na Figura 3.33. O objectivo é verificar as transições entre os extremos de tensão aplicada, avaliando o *slew-rate* da transição bem como o tempo de estabilização, a 1% e 5% , dependente da carga aplicada. O tempo de estabecimento (t_s) é o intervalo de tempo, ao fim do qual, a resposta se encontra definida dentro de

uma determinada margem em torno do valor final, tal como se descreve a Figura 3.34.

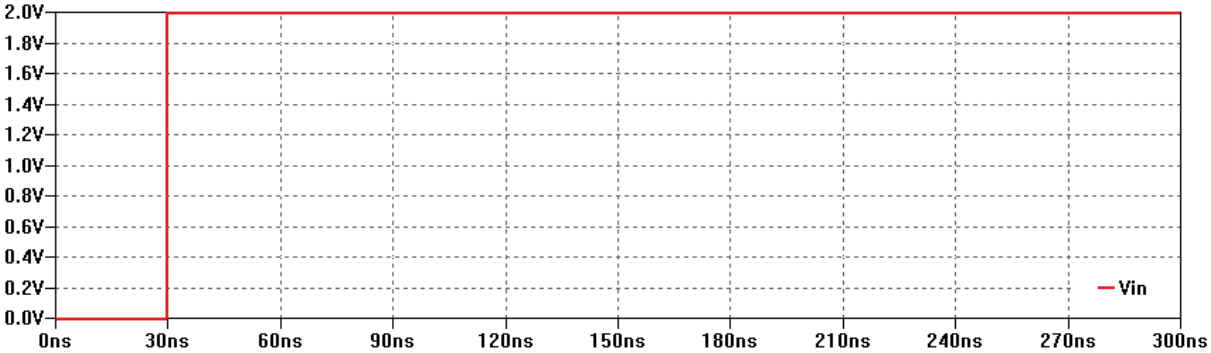


Figura 3.33: Step de entrada com 2V de amplitude.

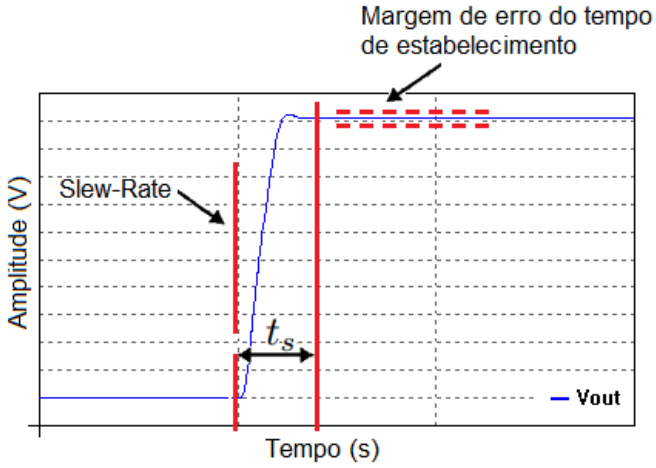


Figura 3.34: Resposta ao escalão no dominio do tempo.

Nas Figuras 3.35, 3.36, 3.37, 3.38 e 3.39, representam-se as simulações temporais para os diferentes ganhos e configurações de carga à saída do amplificador, e na Tabela 3.10 o valor das tensões finais das simulações.

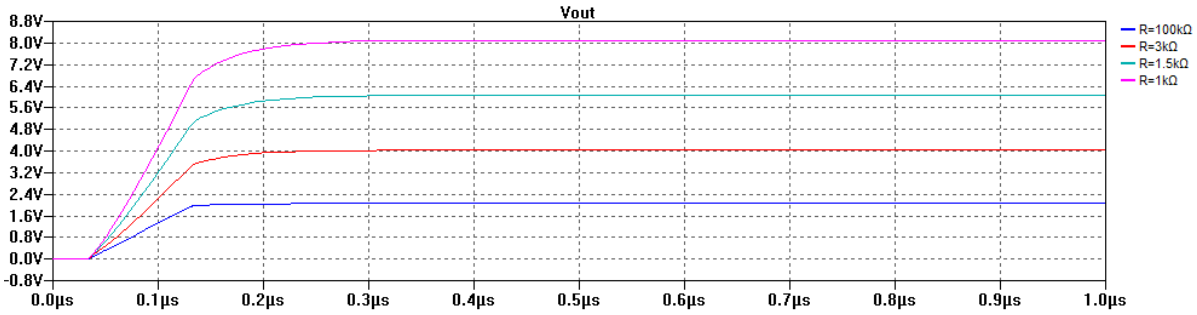


Figura 3.35: Sinal de saída para os diferentes ganhos sem carga.

Como se pode verificar, a resposta ao escalão não tem sobrelevação, devido aos condensadores nas malhas de realimentação da arquitectura. O valor de tensão final para os casos simulados são de acordo com o esperado, notando-se o maior desvio para R_L=1Ω e C_L=1μF a ganho 4, verificando-se

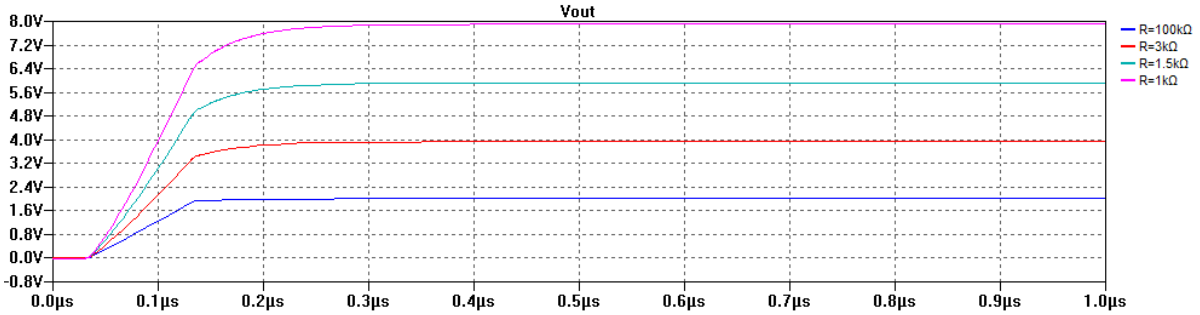


Figura 3.36: Sinal de saída para os diferentes ganhos, com carga R_L=1Ω e C_L=1μF.

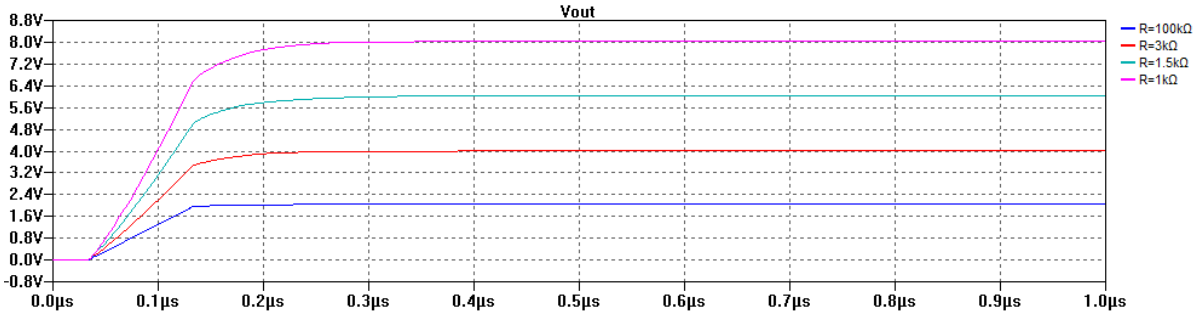


Figura 3.37: Sinal de saída para os diferentes ganhos, com carga R_L=10Ω e C_L=1μF.

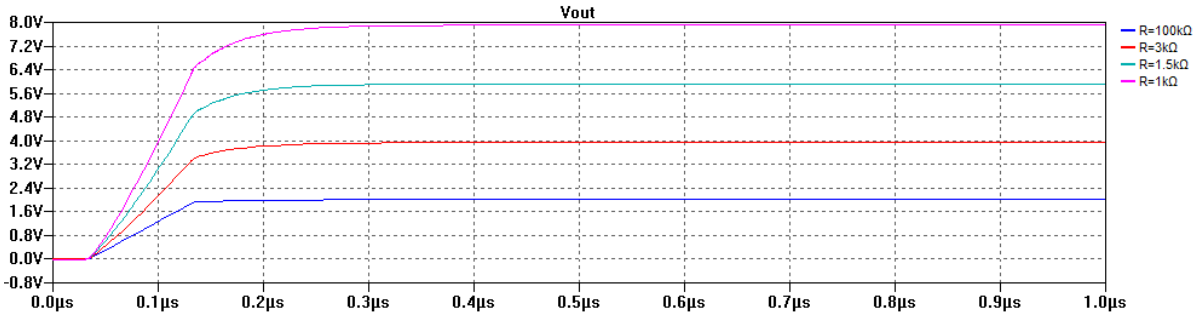


Figura 3.38: Sinal de saída para os diferentes ganhos, com carga R_L=1Ω e C_L=10μF.

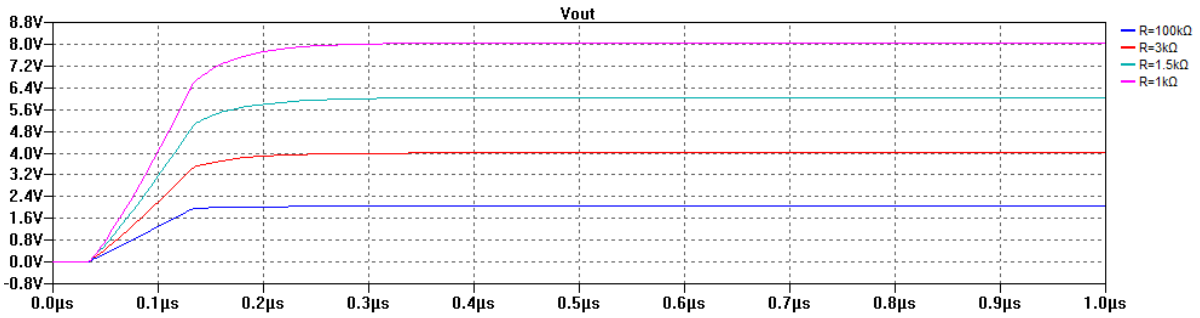


Figura 3.39: Sinal de saída para os diferentes ganhos, com carga R_L=10Ω e C_L=10μF.

uma diminuição de 0.2V em relação à tensão ideial.

Com o intuito de analisar os resultados presentes nas figuras das simulações, na Tabela 3.11 e na Tabela 3.12 são apresentados os tempos de estabelecimento a 1% e 5%, respectivamente.

Como se pode verificar pelas tabelas, a tensão final é atingida em menos de 250ns, considerando

	Carga				
Ganho	Sem Carga	R_L=1Ω C_L=1μF	R_L=10Ω C_L=1μF	R_L=1Ω C_L=10μF	R_L=10Ω C_L=10μF
1	2.06	2.01	2.04	2.01	2.04
2	4.03	3.94	4.01	3.93	4.00
3	6.06	5.92	6.03	5.92	6.02
4	8.09	7.91	8.05	7.90	8.04

Tabela 3.10: Tensão final (V) para os diferentes ganhos a diferentes cargas.

	Carga				
Ganho	Sem Carga	R_L=1Ω C_L=1μF	R_L=10Ω C_L=1μF	R_L=1Ω C_L=10μF	R_L=10Ω C_L=10μF
1	144.12	170.71	162.73	175.63	160.37
2	208.69	210.30	222.93	220.00	243.56
3	224.19	229.12	226.01	230.83	228.14
4	221.88	231.31	240.73	228.50	241.49

Tabela 3.11: Tempo de estabilização (ns) a 1% para os diferentes ganhos a diferentes cargas.

	Carga				
Ganho	Sem Carga	R_L=1Ω C_L=1μF	R_L=10Ω C_L=1μF	R_L=1Ω C_L=10μF	R_L=10Ω C_L=10μF
1	101.61	103.55	101.37	102.29	102.21
2	143.56	146.69	145.30	144.86	149.92
3	150.46	156.67	147.77	156.47	153.84
4	155.71	161.09	163.07	158.98	154.94

Tabela 3.12: Tempo de estabilização (ns) a 5% para os diferentes ganhos a diferentes cargas.

a margem de 1% do valor final, sendo que o pior caso, verifica-se para ganho 2 com carga resistiva e capacitiva aplicada de valor máximo, com t_s=243.56ns. Contrariamente, para a margem de 5% do valor final, o maior tempo de estabelecimento é para ganho 4 com R_L=10Ω e C_L=1μF, com t_s=163.07ns.

O tempo de estabelecimento de 5% é menor que o tempo de estabelecimento de 1%, contudo, a sua ordem de grandeza é similar. Um factor importante que deve ser destacado é de que para ganhos e cargas capacitivas de valor menor, os tempos de estabelecimento são inferiores.

Outra característica importante a ser analisada, que define a capacidade do amplificador de comutar entre extremos de tensão, é o slew-rate. A medição do slew-rate, que é dado pela máxima variação da tensão de saída por unidade de tempo, requer que ocorra uma mudança brusca na tensão de entrada para que se consiga obter a maior variação possível na tensão de saída. Dessa forma, pelas simulações anteriores, são representados na Tabela 3.13 os *slew-rates* calculados para os diferentes ganhos e cargas.

Como é possivel verificar na Tabela 3.13, para a situação sem carga o amplificador tem os valores de *slew-rate* superiores, tendo o seu valor máximo para o ganho 4. Contudo, quando aplicado uma

Ganho	Carga				
	Sem Carga	R_L=1Ω C_L=1μF	R_L=10Ω C_L=1μF	R_L=1Ω C_L=10μF	R_L=10Ω C_L=10μF
1	19.93	19.15	19.71	19.44	18.88
2	35.78	33.78	35.13	35.15	33.87
3	52.05	48.80	50.91	51.30	49.21
4	68.33	63.79	66.65	67.43	64.52

Tabela 3.13: Slew-rate (V/μs) para os diferentes ganhos a diferentes cargas.

carga à saída, o mesmo sofre uma diminuição, apresentando o seu menor valor para ganho unitário e carga R_L=10Ω e C_L=10μF.

Por conseguinte, fazendo uma simulação realista para a posterior aplicação do amplificador de banda larga, será imposta uma onda quadrada de amplitudes a variar entre 1V e 2V, a 50kHz de frequência, representado na Figura 3.40. Com carga aplicada na saída de R_L=10Ω e C_L=10μF, na Figura 3.41 são expostos os sinais de saída, considerando os quatro ganhos possíveis.

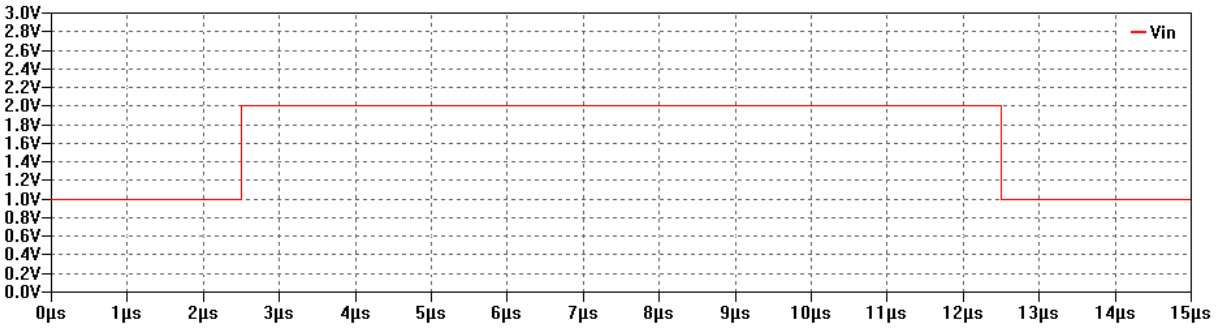


Figura 3.40: Sinal de entrada a 50kHz.

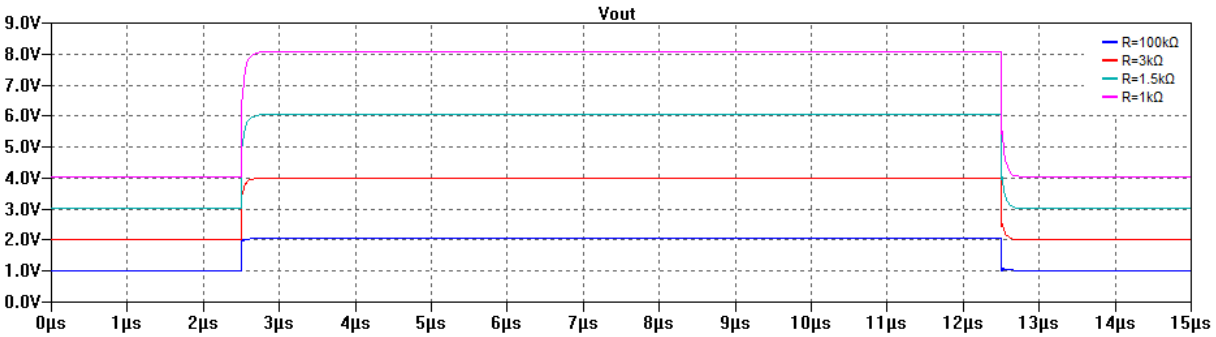


Figura 3.41: Sinal de saída a 50kHz.

Considerando a margem de erro do tempo de estabelecimento 1%, na Tabela 3.14 são apresentados os tempos de estabelecimento no flanco positivo (t_{s+}) e negativo (t_{s+}) para os diferentes ganhos, bem como as tensões finais de ambos os flancos.

Como se pode observar, o amplificador de banda larga responde como esperado, apesar de apresentar ligeiras diferenças entre a tensão esperada e a tensão medida. Denota-se que os tempos de

estabelecimento no flanco negativo são superiores às do flanco positivo, o que se pode concluir que o circuito responde mais rápido às transisões positivas. Contudo, os resultados apresentados estão de acordo com os anteriormente determinados, onde se tinha verificado que o circuito tem tempos de estabelecimento menores com ganhos inferiores.

Ganho	t_{s+} (ns)	t_{s-} (ns)	Vt_{s+} (V)	Vt_{s-} (V)
1	89.33	101.22	2.04	1.03
2	131.90	161.97	4.00	2.01
3	154.14	161.38	6.02	3.03
4	176.51	207.23	8.04	4.04

Tabela 3.14: Tempo de estabelecimento para os diferentes ganhos.

3.4.3 Resposta DC

Nesta secção é analisada a resposta do amplificador quando é imposto um sinal DC. Desta forma, são determinadas as gamas de tensão, de entrada e de saída, possíveis consoante o ganho e a carga aplicada. Portanto, com a mesma montagem representada na Figura 3.10, impondo o sinal de entrada representado na Figura 3.42, é possivel verificar as respostas da saída do amplificador, na Figura 3.43, considerando os diferentes ganhos numa situação sem carga. Como se pode verificar, a resposta apresenta uma variação linear, dentro da gama de valores possiveis de tensão de entrada, sendo menor para ganhos mais elevados. Quando a tensão de saída permanece contínua a quando a tensão de entrada aumenta ou diminui, é porque se atingiu a tensão de saturação dos amplificadores operacionais, que não é dependente do ganho, convergindo para o mesmo valor, como se pode observar na Figura 3.43.

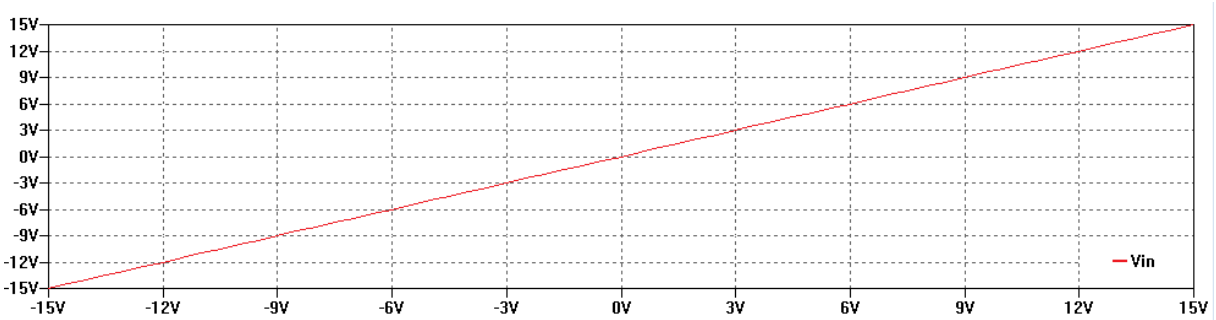


Figura 3.42: Sinal de entrada DC *sweep*.

Nas Figuras 3.44, 3.45, 3.46 e 3.47 representam-se as simulações DC *sweep* para os diferentes ganhos, com diferentes cargas na saída do amplificador, analisando as configurações extremas de cargas resistivas e capacitivas. Como se pode verificar pelas respostas apresentadas nas figuras, o comportamento é semelhante à situação sem carga, contudo, denota-se ligeiras diferenças no que ofere à tensão máxima e mínima de saída do amplificador de banda larga.

Na Tabela 3.15, são apresentados os valores de tensão de saturação para as diferentes configurações

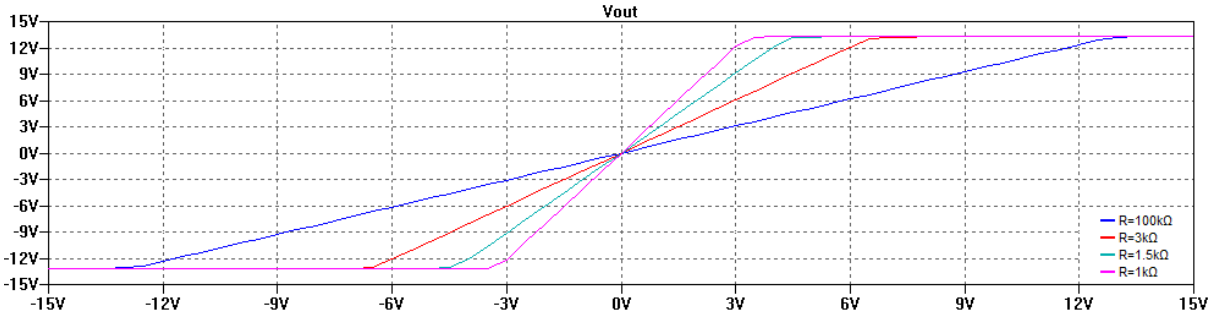


Figura 3.43: Sinal de saída para os diferentes ganhos sem carga.

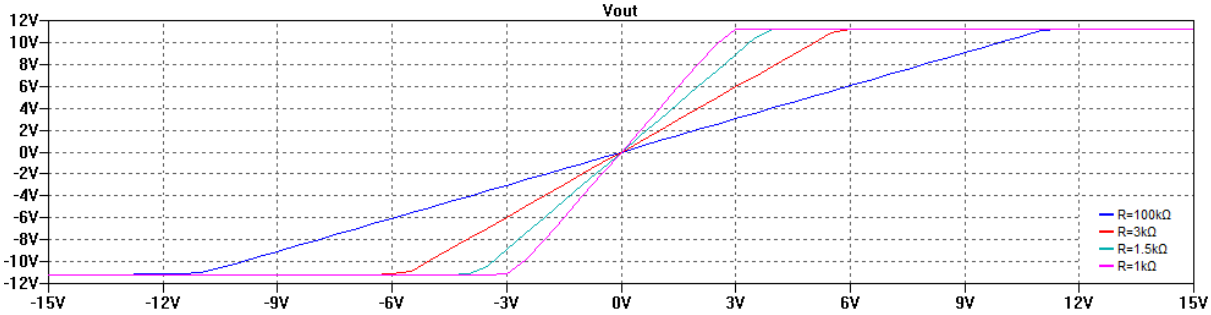


Figura 3.44: Sinal de saída para os diferentes ganhos, com carga R_L=1Ω e C_L=1μF.

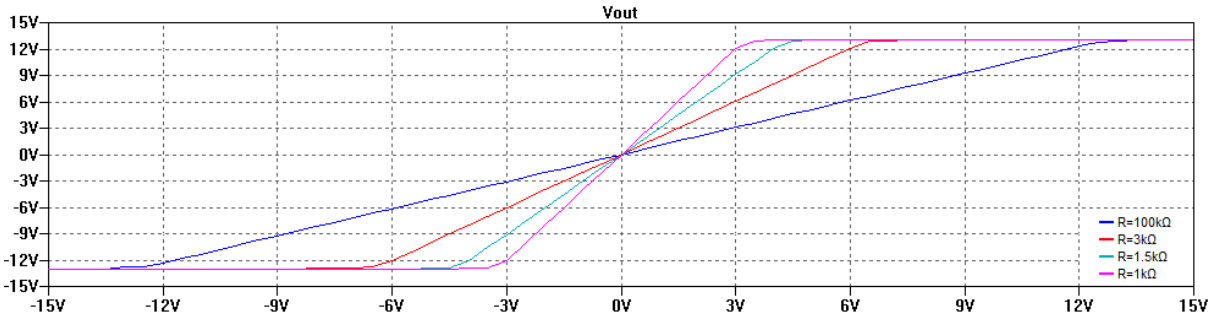


Figura 3.45: Sinal de saída para os diferentes ganhos, com carga R_L=10Ω e C_L=1μF.

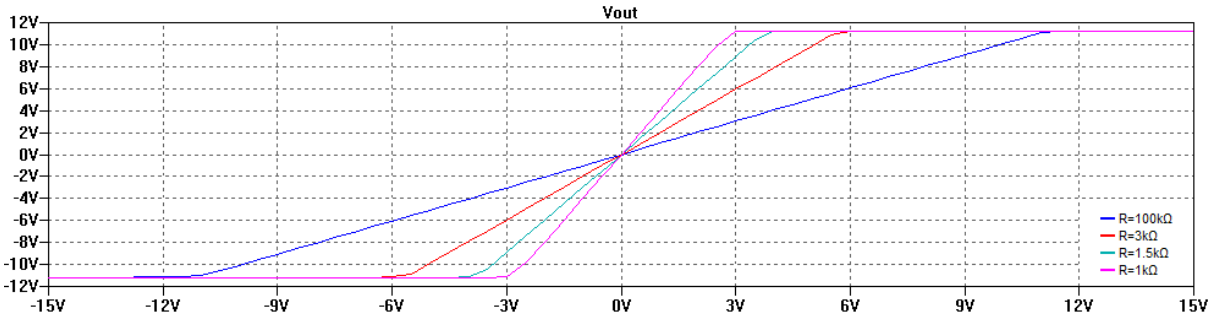


Figura 3.46: Sinal de saída para os diferentes ganhos, com carga R_L=1Ω e C_L=10μF.

apresentadas nesta secção, onde é possivel verificar que, para a mesma carga capacitiva, quando aplicado diferentes cargas resistivas, estas têm influência na tensão de saturação do amplificador, sendo superior para valores de resistência mais elevados.

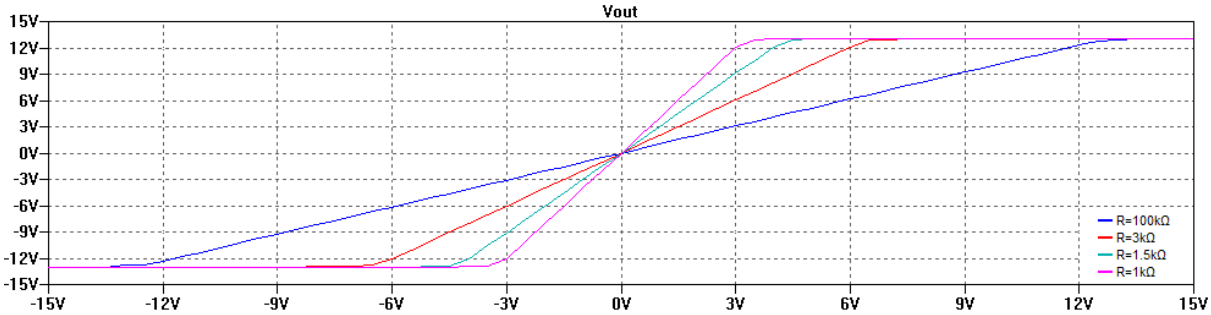


Figura 3.47: Sinal de saída para os diferentes ganhos, com carga R_L=10Ω e C_L=10μF.

	Carga				
Ganho	Sem Carga	R_L=1Ω C_L=1μF	R_L=10Ω C_L=1μF	R_L=1Ω C_L=10μF	R_L=10Ω C_L=10μF
1	13.29	11.23	13.04	11.24	13.04
2	13.29	11.26	13.03	11.27	13.03
3	13.29	11.26	13.03	11.27	13.03
4	13.28	11.26	13.03	11.26	13.03

Tabela 3.15: Tensão de saturação para os diferentes ganhos a diferentes cargas.

3.4.4 Resposta em Frequência

Nesta secção, é apresentada a análise do amplificador de banda larga no domínio da frequência, com o intuido de verificar a estabilidade através da amplitude e de fase, através do diagrama de resposta em frequência.

Um sistema com realimentação negativa, tal como apresentado na Figura 3.48, tem uma função de transferência dada pela equação 3.6.

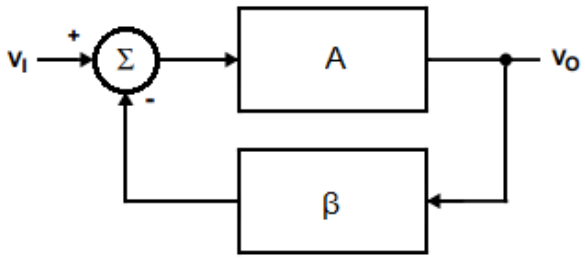


Figura 3.48: Diagrama de blocos de um sistema com realimentação.

$$\frac{V_O}{V_I} = \frac{A(j\omega)}{1 + A(j\omega)\beta(j\omega)} \tag{3.6}$$

Quando o denominador da função de transferencia é zero, o sistema descrito na Figura 3.48 torna-se instável, isto significa que o ganho em malha fechada fica indefinido pela divisão por zero [30], e em malha aberta significa que a amplitude atingiu 1 e a fase 180º, como se pode verificar pelas equações 3.7, 3.8 e 3.9, e em concordância com o critério de Barkausen.

$$1 + A(j\omega)\beta(j\omega) = 0 \tag{3.7}$$

$$1 + |A(j\omega)\beta(j\omega)|e^{-j\phi(\omega)} = 0 \tag{3.8}$$

$$|A(j\omega)\beta(j\omega)| = 1 \quad \text{e} \quad \phi(\omega) = 180^{\text{o}} \tag{3.9}$$

Dado que se pretende que o sistema amplifique em realimentação negativa, estas duas condições têm de ser estabelecidas: $|A(j\omega)\beta(j\omega)| > 1$ e $\phi(\omega) < 180^{\text{o}}$. Dessa forma, é introduzido o termo Margem de Fase, dada pela equação 3.10, que traduz a variação de fase do sistema em cadeia aberta necessária, para ganho unitário, para que o sistema em cadeia fechada se torne instável. Portanto, para que o sistema seja estável, a margem de fase tem de ser positiva [31]. Por outro lado, também se pode determinar a variação, expressa em dB, do ganho da função de tranferência em malha aberta, para a fase de –180º, para que o sistema em cadeia fechada se torne instável.

$$PM = 180 - \phi(\omega) \tag{3.10}$$

Por forma a determinar a amplitude e fase dos parametros $A(j\omega)\beta(j\omega)$, é necessário interromper o circuito [30], tal como apresentado na Figura 3.49, fixar a tensão de entrada do sistema à massa e aplicar um sinal de entrada de frequência variável dado por V_{TI}, por forma a analisar a resposta V_{TO}.

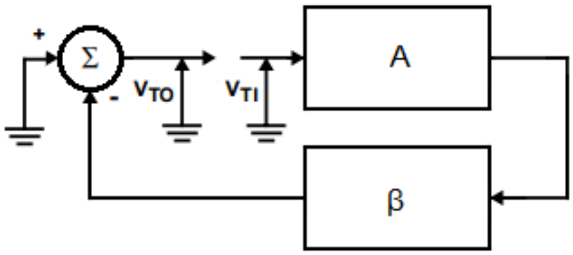


Figura 3.49: Diagrama de blocos de um sistema com realimentação interrompida.

Contudo, dada a complexidade do amplificador, a análise de estabilidade de circuitos com múltiplas realimentações só poderá ser realizada assumindo a existência de realimentações locais, individualmente estáveis [31], para que arquitectura se comporte como um esquema de apenas uma malha de realimentação, tal como representado na Figura 3.48.

A arquitectura do amplificador tem duas realimentações locais, representadas nas Figuras 3.50 e 3.51. Dessa forma, para efeitos de simulação, a interrupção do circuito é simulado através de uma indutância de valor $L = 1TH$ e o sinal de teste de entrada é colocado em série com um condensador de valor $C = 1T$, com o intuito de bloquear a componentente DC proveniente do sinal.

Através de uma simulação AC, usando o programa LTSpice, nas Figuras 3.52 e 3.53 são apresentadas as respostas em frequência, amplitude e fase do sinal V_{TO}, impondo um sinal de teste V_{TI}. Como se pode verificar para a realimentação local do primeiro andar é estável, tem uma margem de fase de

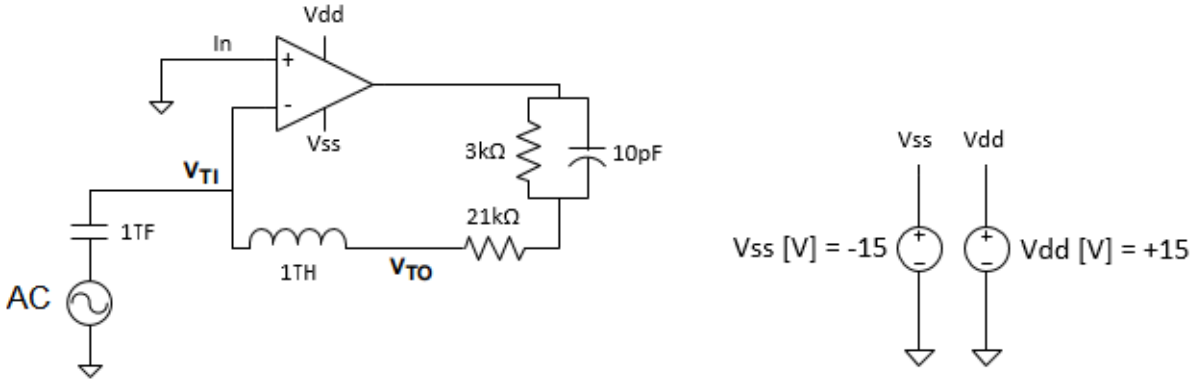


Figura 3.50: Esquema da realimentação local do primeiro andar da arquitectura do amplificador.

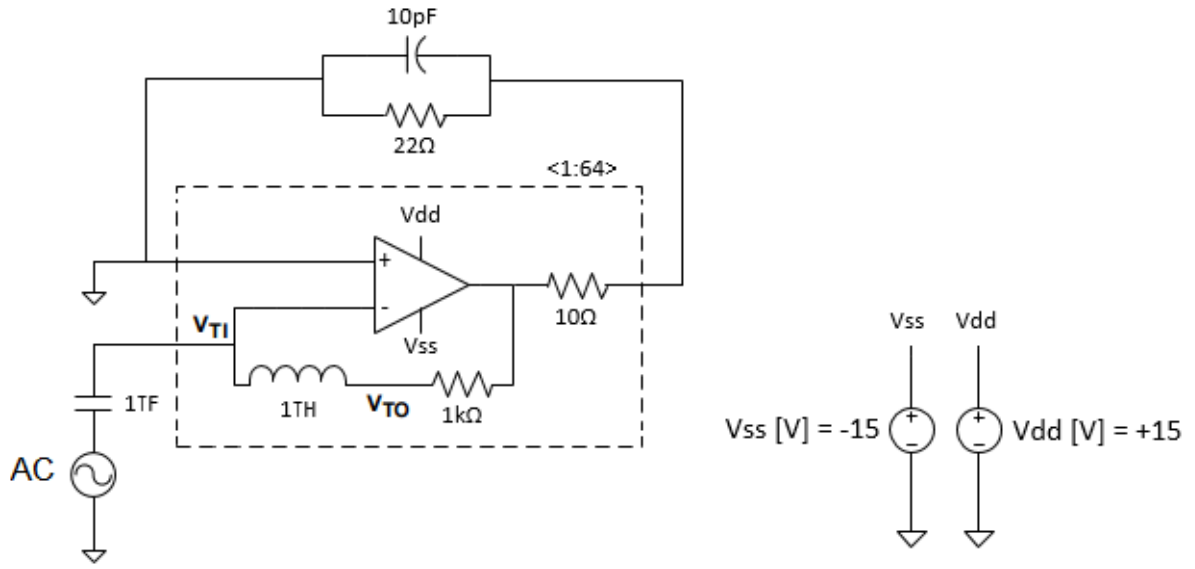


Figura 3.51: Esquema da realimentação local do segundo andar da arquitectura do amplificador.

143.67º, o mesmo acontece para o segundo andar com margem de fase de 162.14º.

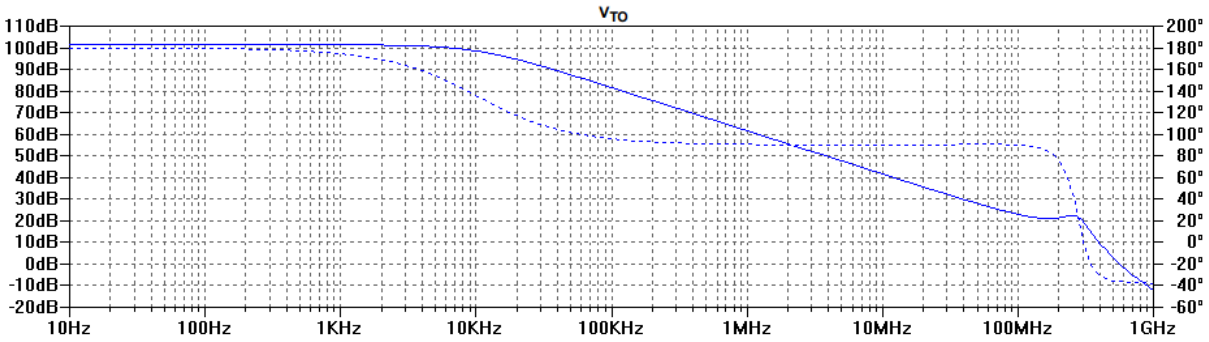


Figura 3.52: Resposta em frequência da realimentação local do primeiro andar da arquitectura do amplificador.

Dado que as duas realimentações locais são estáveis, pode-se assumir que o sistema se trata de apenas uma realimentação global. Partindo do mesmo princípio de interrupção do circuito, na Figura 3.54 é representado o esquema de simulação.

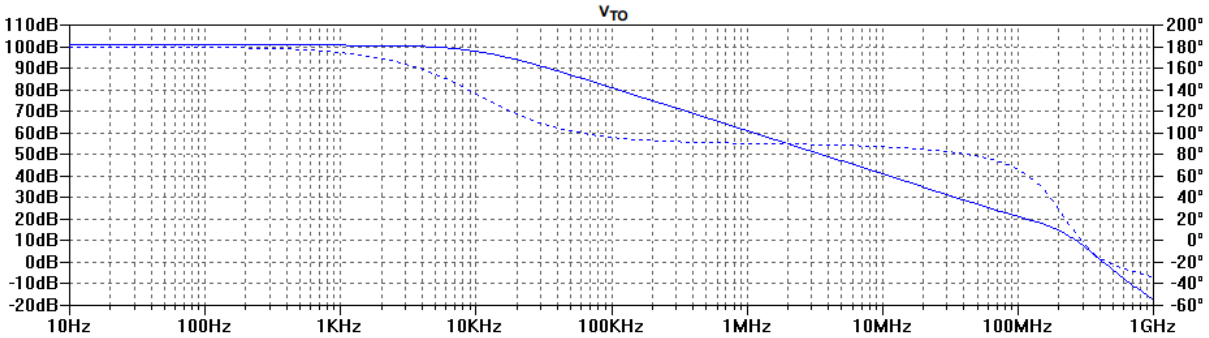


Figura 3.53: Resposta em frequência da realimentação local do segundo andar da arquitectura do amplificador.

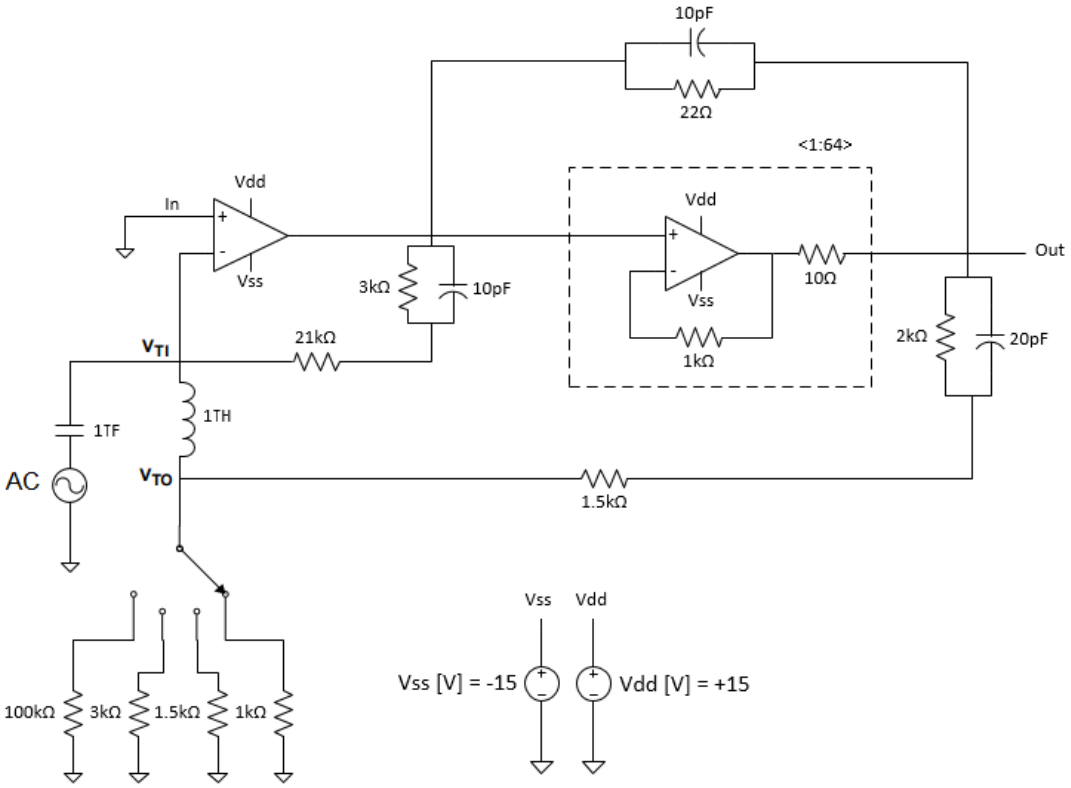


Figura 3.54: Configuração do circuito de testes para simulação no domínio da frequência.

Através de uma simulação AC a diferentes ganhos sem carga, usando o programa LTSpice, é apresentado na Figura 3.55 a resposta em frequência, amplitude e fase do sinal V_{TO}, impondo um sinal de teste V_{TI}.

Na Tabela 3.16 são apresentadas as margens de fase e ganho para as diferentes simulações. Como se pode observar, a margem de fase é crescente à medida que o ganho do amplificador aumenta, o mesmo se verifica para a margem de ganho.

Impondo as diferentes configurações de carga resistiva e carga capacitiva, na Tabela 3.17, estão representadas as margens de fase (MF) e margem de ganho (MG). Como se pode observar, à medida que o ganho do amplificador de banda larga aumenta, as margens de fase e de ganho tomam valores superiores. A margem de fase é positiva para todas as configurações, pelo que, o amplificador é estável

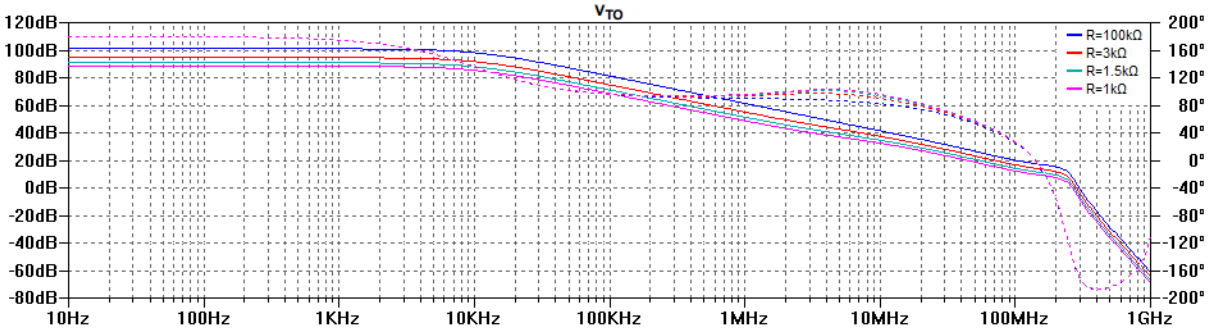


Figura 3.55: Resposta em frequência do sistema em malha aberta.

Ganho	Margem de Fase (º)	Margem de Ganho (dB)
1	11.69	6.26
2	20.58	9.24
3	31.87	11.74
4	38.56	13.68

Tabela 3.16: Margem de fase para os diferentes ganhos em malha aberta sem carga.

para os valores de carga considerados.

Carga		R_L=1Ω e C_L=1μF		R_L=10Ω e C_L=1μF		R_L=1Ω e C_L=10μF		R_L=10Ω e C_L=10μF	
Margem		MF (º)	MG (dB)	MF (º)	MG (dB)	MF (º)	MG (dB)	MF (º)	MG (dB)
Ganho	1	64.2	26	25.4	19.7	67.0	27.1	36.3	21.7
	2	86.0	31.3	43.3	24.7	91.5	33.1	54.4	27.8
	3	105.4	34.5	61.2	27.9	110.2	36.3	76.0	30.0
	4	127.7	36.9	81.5	30.4	125.2	38.7	93.2	32.3

Tabela 3.17: Margem de fase para os diferentes ganhos em malha aberta com carga.

Analisando a resposta em frequência do sistema em malha fechada sem carga, na Figura 3.56 é representada a amplitude e fase para os diferentes ganhos do amplificador de banda larga.

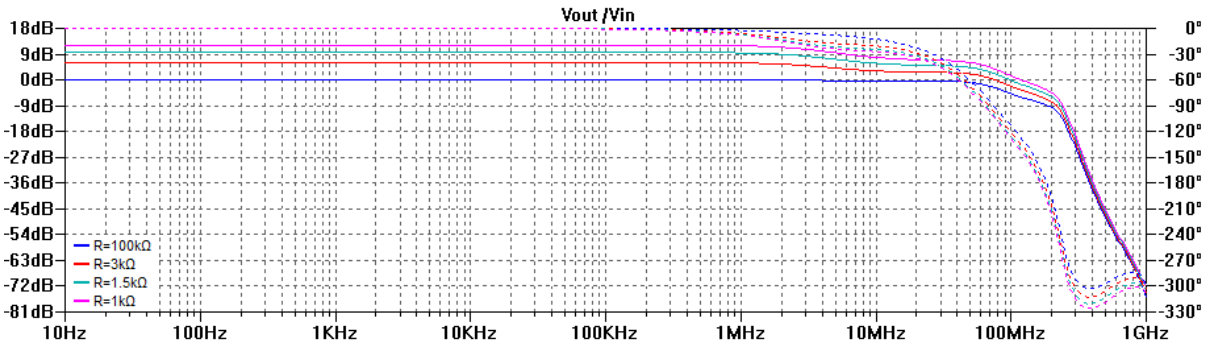


Figura 3.56: Resposta em frequência do sistema em malha fechada sem carga.

Pela Figura 3.56 pode-se observar que a amplitude mantém-se contante até cerca de 1MHz, bem como o desvio de fase, contudo, à medida que se aproxima de frequências mais elevadas, a amplitude da malha $A\beta$ diminui e a fase aumenta. Concordante com o desvio de fase que se verifica no domínio

do tempo para as altas frequências.

Na Tabela 3.18 apresentam-se os valores da análise da resposta em frequência em malha fechada, sem carga, dando particular atenção à largura de banda a -3dB e fase. Como se pode observar, a largura de banda diminui à medida que o ganho aumenta, apresentado o seu valor máximo de 75.86MHz para ganho unitário. O desvio de fase de menor valor verifica-se para quando o ganho selecionado é 2.

Ganho	Largura de Banda a -3dB (MHz)	Fase (º)
1	75.86	-91.44
2	10.47	-20.85
3	6.45	-22.94
4	5.75	-24.84

Tabela 3.18: Largura de landa a -3dB e fase em malha fechada sem carga.

Na Tabela 3.19, analogamente ao exercício anterior, são apresentados os valores da análise da resposta em frequência em malha fechada, com destaque da largura de banda a -3dB e fase. Como se pode observar, os resultados são concordantes com a situação sem carga. A largura de banda diminui à medida que o ganho aumenta, e o desvio de fase é menor para o ganho igual a 2.

Carga		R_L=1Ω e C_L=1μF		R_L=10Ω e C_L=1μF		R_L=1Ω e C_L=10μF		R_L=10Ω e C_L=10μF	
		LB (MHz)	Fase (º)	LB (MHz)	Fase (º)	LB (MHz)	Fase (º)	LB (MHz)	Fase (º)
Ganho	1	69.18	-101.33	75.86	-97.45	61.66	-90.23	74.13	-94.98
	2	9.33	-22.67	9.77	-21.23	9.42	-22.66	10.0	-21.30
	3	6.31	-24.67	6.31	-23.40	6.31	-24.61	6.31	-23.35
	4	3.72	-22.77	5.62	-25.23	5.62	-26.35	5.62	-25.18

Tabela 3.19: Largura de landa a -3dB e fase em malha fechada com carga.

Capítulo 4

Realização do Amplificador de Banda Larga

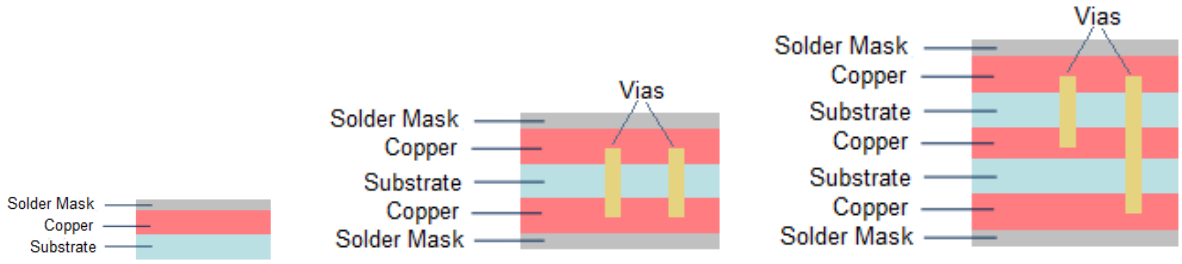
Neste capítulo apresenta-se um estudo comparativo das tecnologias existentes para fabrico de placas de circuito impresso, denominadas por Printed Circuit Board (PCB) e tecnologias de arrefecimento. São apresentadas ainda as considerações tidas em conta antes do processo de *layout*, bem como todos os passos e decisões tomadas durante o projecto. Por fim, expõe-se a configuração necessária para a implementação física do amplificador de banda larga que será usado no laboratório da SiliconGate.

4.1 Tecnologias de PCB e Métodos de Arrefecimento

O coeficiente de temperatura traduz de que forma o aumento da temperatura influencia a tensão ou a corrente. A tendência para ambas as variáveis é a subida à medida que a temperatura aumenta, sendo que o desvio de corrente é medida em nA/ºC ou pA/ºC, enquanto que o desvio de tensão é usualmente medido por uV/ºC [7]. O circuito integrado THS6012, da Texas Instruments, pode operar num intervalo de temperaturas de -40ºC a 85ºC, mas é recomendado o intervalo de 0ºC a 70ºC [24]. Dado que o aumento da temperatura tem consequências indesejáveis, podendo causar a instabilidade [32], é necessário minimizar os desvios de corrente e de tensão que podem comprometer o comportamento do amplificador de banda larga. Portanto, é fundamental que a temperatura de funcionamento seja o mais estável possível, pelo que, é essencial harmonizar as escolhas de tecnologia de placa de circuito impresso e de método de arrefecimento.

As placas de circuito impresso, designadas por Printed Circuit Board (PCB), podem ser categorizadas de acordo com diferentes características. Com base no numero de camadas de cobre, pode ser classificado como *single-layer*, *double-layer* ou *multi-layer* [33], tal como se pode observar na Figura 4.1.

Com base no substrato, as placas de circuito impresso podem ser classificadas como *rigid*, *flexible* ou *flex-rigid* [33]. Na figura 4.2 representam-se as diferentes camadas de placas classificadas com base no substrato.



(a) *Single-layer* (b) *Double-layer* (c) *Multi-layer*

Figura 4.1: Classificações de placas de circuito impresso baseadas nas camadas.

(a) Rigid (b) Flexible (c) Rigid-Flex

Figura 4.2: Classificações de placas de circuito impresso baseadas no substrato.

Mais recentemente surgiram as placas de circuito impresso com substrato de metal, designadas por Insulated Metal Substrate (IMS), que usufruem da evolução dos componentes de tecnologia Through Hole (TH) para a tecnologia Surface Mount Device (SMD). Na Figura 4.3 apresentam-se as camadas de um PCB com tecnologia IMS.

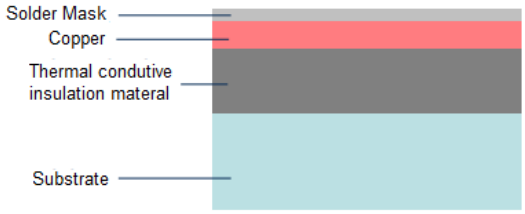


Figura 4.3: Placa de circuito impresso com substrato de alumínio.

Uma vez que cada THS6012 pode dissipar até 5.8W, a dissipação de energia sob a forma de calor é uma preocupação que se tem de ter em conta neste projecto. Abaixo apresenta-se um teste experimental que compara as temperaturas ao longo do tempo de duas tecnologias. Uma placa de circuito impresso com substrato de fibra de vidro (FR4), tecnologia mais ulitizada no fabrico de PCBs [34], é comparada com uma placa de substrato de metal (IMS), mais propriamente de alumínio.

Implementando o mesmo circuito em ambas as tecnologias, neste caso o objecto de estudo é um LED de alta potência, pode-se observar na Figura 4.4 que a tecnologia IMS é capaz de distribuir melhor a energia térmica por toda a superficie, como também fixar uma temperatura inferior, cerca de 9.3ºC, comparativamente à tecnologia FR4 com vias térmicas [34].

Esta experiência recorreu à tecnologia FR4 com vias térmicas, dado que estas garantem uma melhor condutividade térmica nos PCBs, diminuindo a resistividade térmica, permitindo mais tranferência de calor [35].

Nas Tabelas 4.1 e 4.2 pode ser analisada com mais detalhe as diferentes camadas das placas

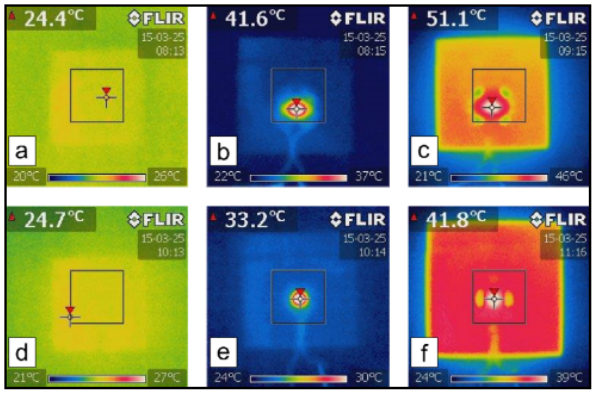


Figura 4.4: Imagens infra-vermelho durante a experiência térmica. a) FR4 antes, b) FR4 depois de 60 seg, c) FR4 depois de 60 min, d) IMS antes, e) IMS depois de 60 seg, f) IMS depois de 60 min.

utilizadas na experiência, incluindo a espessura e a condutividade térmica dos materiais.

Camada	Espessura (μm)	Condutividade térmica(W/mK)
Cobre Superior	35	398
Substrato FR4	1500	0.24
Cobre Inferior	35	398

Tabela 4.1: Tecnologia FR4 - Espessura e condutividade térmica das diferentes camadas.

Camada	Espessura (μm)	Condutividade térmica(W/mK)
Cobre Superior	35	398
Dielétrico	100	1
Substrato de Alumínio	1500	133

Tabela 4.2: Tecnologia IMS - Espessura e condutividade térmica das diferentes camadas.

Pode-se constatar que o substrato FR4 apresenta uma baixa condutividade térmica (0.24 W/mK) o que representa o factor dominante na transferência de calor entre as camadas de cobre superior e inferior, sendo as vias térmicas essenciais devido à sua baixa resistência térmica [34]. Por outro lado, o substrato de alumínio, pode-se observar que tem uma condutividade termina mais elevada, incluindo a camada do dieléctrico com 1W/mK, cerca de quatro vezes superior à condutividade do substrato FR4. Também, na Figura 4.5 se pode confirmar que a tecnologia IMS apresenta melhores resultados no que se refere à temperatura do substrato ao longo do tempo [34].

Apesar da tecnologia IMS permitir uma melhor distribuição de energia sob a forma de calor por todo o substrato, a constante miniaturização dos componentes electrónicos, o projecto de circuitos mais rápidos e com maior potência [36], faz com que a corrente de *leakage* dos transistores aumente e o consumo de energia seja superior [37], tendo como consequência o aumento da temperatura.

Bar-Cohen referiu em 2006 que o aumento da dissipação de energia e dos fluxos de calor ultrapassariam os 150W/cm2 nos próximos anos, com *hot spots* que chegariam a 1kW/cm2 [38], enquanto que R. Chu previu fluxos de calor superiores a 250W/cm2 para 2010 [39], e para 2016 foram estimados

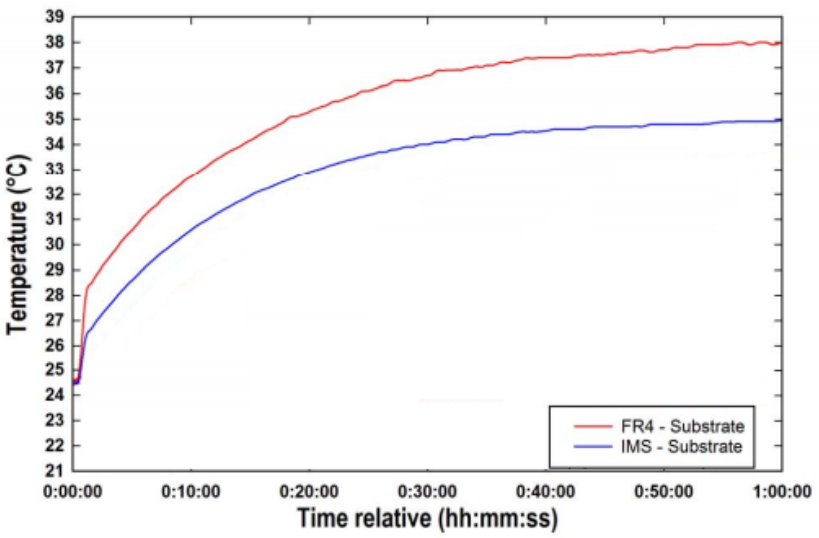


Figura 4.5: Temperatura ao longo do tempo dos substratos FR4 e IMS.

valores na ordem dos 288W/cm2 [37].

Dito isto, e que um aumento de apenas 15ºC na temperatura pode afetar o tempo de resposta e a fiabilidade do componente [37], é necessário adicionar uma técnica de dissipação de energia térmica à placa de circuito impresso por forma a diminuir a temperatura do sistema.

Existem três métodos básicos de remoção de calor: condução, convecção e radiação [40]. A condução é o transporte de calor de um material para outro, por exemplo na tecnologia com substrato de fibra de vidro, será do cobre para o FR4 e do FR4 para o cobre. Convecção é o transporte de calor da superficie do material para o ar. A radiação é o deslocamento de calor da superficie de um material para outro material através do ar, contudo, este método não é tipicamente considerado na análise de transferência de energia térmica [40].

Inicialmente, para contornar os efeitos do aumento da potência de dissipação, era feita a gestão térmica dos dispositivos electrónicos. Contudo, existem vantagens e desvantagens a considerar sabendo que esta abordagem varia de sistema para sistema [36], pelo que é necessário aplicar técnicas mais eficazes de arrefecimento.

As técnicas usadas, para arrefecimento dos equipamentos electrónicos, variam amplamente dependendo da sua aplicação. A mais utilizada é o arrefecimento por convecção forçada a ar, devido ao seu reduzido custo e à sua eficácia [41]. Contudo, o desenvolvimento de sistemas mais complexos torna este tipo de arrefecimento ineficaz, sendo necessárias técnicas de arrefecimento alternativas [37].

Na Tabela 4.3 estão representadas três possíveis técnicas e respectivos fluxos máximos de calor removido [39]. A tecnica designada por *High Performance Conduction Cooling* faz recurso a materiais de elevada condução térmica, sendo a técnica que oferece resultados mais satisfatórios (125 W/cm2).

Mais recentemente, têm-se investigado uma nova técnica de arrefecimento que se baseia na tecnologia de *Intermittent Spray Cooling*. Esta técnica permite o ajuste de frequência e *duty cycle*, pressão de injeccção, distância e posição entre o atomizador e a superfície do circuito a arrefecer, por forma a obter o equilíbrio térmico na temperatura desejada [37]. Apesar de ser uma técnica eficaz, o fluxo

Técnica	Fluxo máximo de calor removido (W/cm2)
Air Cooling	36
Indirect Water or Immersion Cooling	100
High Performance Conduction Cooling	125

Tabela 4.3: Técnicas de arrefecimento e respectivo fluxo máximo de calor removido.

máximo de calor removido registado não ultrapassa os 60 W/cm2 [42].

Dessa forma, a tecnologia de PCB denominada por IMS é a que permite uma melhor distribuição de calor, e o método de arrefecimento *High Performance Conduction Cooling* é o permite uma maior dissipação, sendo estas as tecnologias escolhidas para implementar o amplificador de banda larga, por forma a estabelecer um correcto funcionamento.

4.2 Projecto do PCB

4.2.1 Considerações iniciais

O *layout* do PCB é a apresentação detalhada da disposição dos componentes na placa de circuito impresso, onde estes são descritos pelos seus pontos de soldadura, *footprints*, que se ligam entre si através de pistas de cobre. A qualidade das interligações depende das decisões tomadas ao longo do processo de *layout*. Por esse motivo, é importante seguir as recomendações fornecidas pelos fabricantes dos componentes, as regras definidas pela empresa fabricante de PCBs, neste caso a Eurocircuits, e as normas descritas no documento *Generic Standard on Printed Board Design* [45].

Conforme descrito na secção 3.2, o circuito integrado THS6012, da Texas Instruments, é composto por dois amplificadores operacionais independentes. Esta técnica de fabrico tem a vantagem de resolver o problema que ocorre quando múltiplos dispositivos, no mesmo encapsulamento, partilham os pinos de alimentação. Esse fenómeno, a que se dá o nome de *crosstalk*, é causado pelo ruído na tensão de alimentação que decorre das variações de corrente nas ligações partilhadas. Dado que, neste caso, os pinos de alimentação são independentes, pode-se considerar a mesma fonte de alimentação em ambos os amplificadores operacionais, do mesmo circuito integrado, dado a inexistência do fenómeno de *crosstalk* [24].

Contudo, é recomendado pelo fabricante um desacoplamento capacitivo na alimentação dos amplificadores operacionais [24]. Para esse fim, são usados condensadores de 100nF em paralelo com a alimentação, mantendo uma distância inferior a 2.54mm entre os pinos do condensador e os pinos do circuito integrado[24]. Se a distância for superior, o propósito do condensador não é atingido. Os condensadores têm por objectivo fornecer uma baixa impedância à componente AC que é retornada, reduzindo a amplitude do ruído na alimentação [43].

Nos circuitos em que ocorrem variações rápidas de corrente é essencial o uso de planos de massa para fornecer a todos os componentes, uma tensão de referência com pouca indutância [24]. Idealmente é recomendado ter uma camada do PCB dedicada a um plano de massa, fazendo com que o

caminho de retorno da corrente não seja imposto por um trajecto. A baixas frequências a corrente é máxima no caminho de menor resistência, e a altas frequências a corrente segue preferencialmente o caminho com menor impedância [44]. Contudo, a tecnologia PCB usada neste projecto apenas permite uma camada de cobre, pelo que, não é possível seguir a recomendação. Assim, as áreas livres da placa são ligadas à massa, evitando caminhos únicos.

O circuito integrado THS6012 tem uma área para transferência térmica (*PowerPad*) com uma potência de dissipação de 5.8W a 25ºC [24]. Esta área encontra-se na parte inferior do integrado, tal como representado na Figura 4.6, e tem como principal função reduzir a resistência térmica entre o interior do circuito (*die*) e a parte exterior do encapsulamento, com o objectivo de dissipar o calor. O *PowerPad*, para ser eficaz, tem de estar ligado a um plano de dissipação [44]. O não cumprimento desta norma pode resultar na superação da temperatura máxima do dispositivo, danificando-o permanentemente [24]. Portanto, é feita a ligação da área térmica à massa, através de uma área de cobre exposta, designada por *pad*, para ajudar a dissipar o calor.

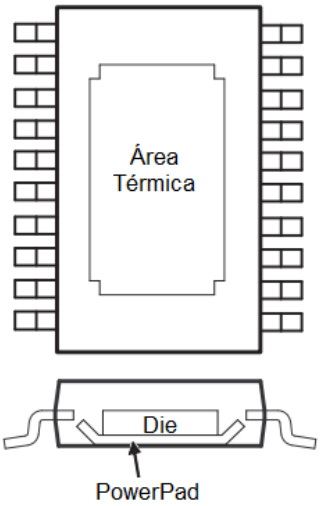


Figura 4.6: Vista do cirtuito integrado.

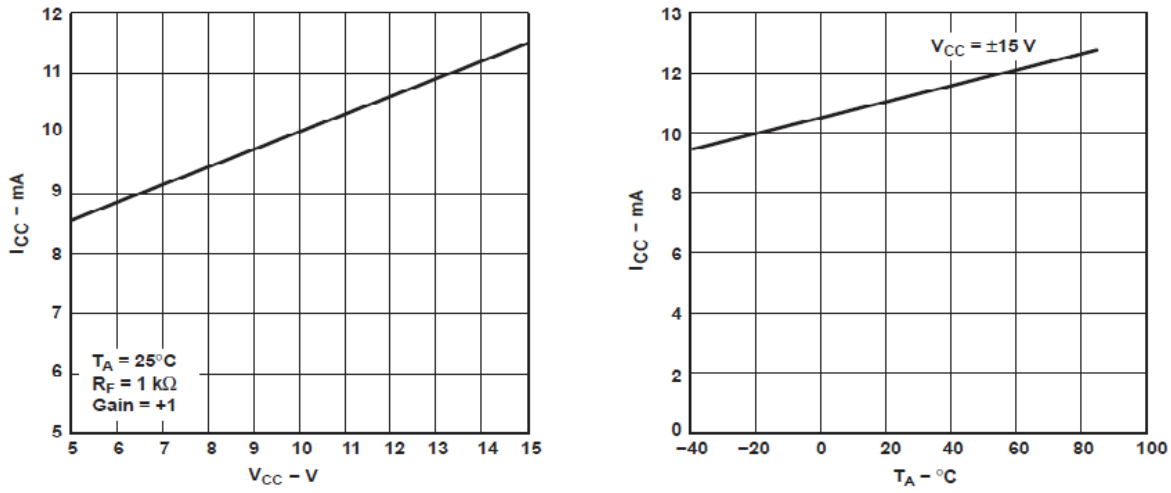
A corrente máxima que uma pista consegue suportar é calculada pela expressão 4.1, sendo k uma constante que toma o valor 0.048, por se tratar de uma camada de cobre externa, e ΔT representa a variação positiva de temperatura [45]. A área da secção da pista é representada pela variável A, cujo o valor depende da espessura do cobre (H) e da largura da pista (W), tal como representado na expressão 4.2. A espessura do cobre considerada é de 1.378 mils (35μm), sendo esta a única opção de fabrico para a tecnologia de PCB IMS.

$$I[A] = k\Delta T^{0.44} A^{0.725} \tag{4.1}$$

$$A[mils^2] = WH \tag{4.2}$$

Pelas caracteristicas descritas na documentação do fabricante, na Figura 4.7(a), o circuito integrado THS6012 tem uma corrente de 11.5mA a 25ºC, para os valores de tensão de alimentação considerados

no dimensionamento, V_{cc}=±15V.



(a) Corrente vs Tensão de alimentação

(b) Corrente vs Temperatura

Figura 4.7: Variação da corrente com a tensão de alimentação e com a temperatura para o circuito THS6012.

Assim, pela expressão 4.3 e considerando o aumento de temperatura de 25ºC, a largura mínima das ligações entre os componentes é determinada pela corrente respectiva. Destaca-se que não é recomendado ter ligações com ângulos de 90º, para minimizar a indutância, e deve-se ter sempre um espaçamento mínimo entre as pistas de 0.1mm, para limitar a capacidade, sendo sugerido ter pistas de massa entre pistas a diferentes potênciais [45].

$$W[mils] = \frac{1}{H}\left(\frac{I}{k\Delta T^{0.44}}\right)^{1/0.725} \tag{4.3}$$

Considerando as realimentações da arquitectura, é recomendado posicionar as pistas de realimentação no menor caminho possível para evitar indutâncias parasitas [44].A indutância parasita causada pela pista é determinada usando a expressão 4.4. A espessura do cobre é representada por H, a largura por W e o comprimento da pista por L. Note-se que a indutância parasita cresce com o aumento do comprimento L.

$$Indutancia[\mu H] = 0.0002L\left[ln\frac{2L}{(W+H)} + 0.2235\frac{W+H}{L} + 0.5\right] \tag{4.4}$$

As pistas de cobre também contribuem com resistências parasitas, que podem ser determinadas usando a expressão 4.5. A resistividade do cobre é representado por ρ e ΔT representa a variação positiva de temperatura. Verifica-se que se conseguem limitar as resistências parasitas aumentando a largura W.

$$Resistencia[\Omega] = \rho\frac{L}{HW}(1 + 3.9 \times 10^{-3}\Delta T) \tag{4.5}$$

Antes de proceder ao desenho de *layout* é necessário quantificar a corrente nos diferentes ramos e a potência dissipada pelos componentes. Dado que a corrente depende do ganho seleccionado e do

valor da carga na saída do amplificador, nesta análise é considerado o caso extremo.

Impondo a corrente máxima de saída de 25A, sinal de entrada com amplitude de 2V e frequência 1MHz, percorrendo os diferentes ganhos do amplificador de banda larga, na Figura 4.8 apresenta-se o valor máximo das correntes nos ramos do circuito.

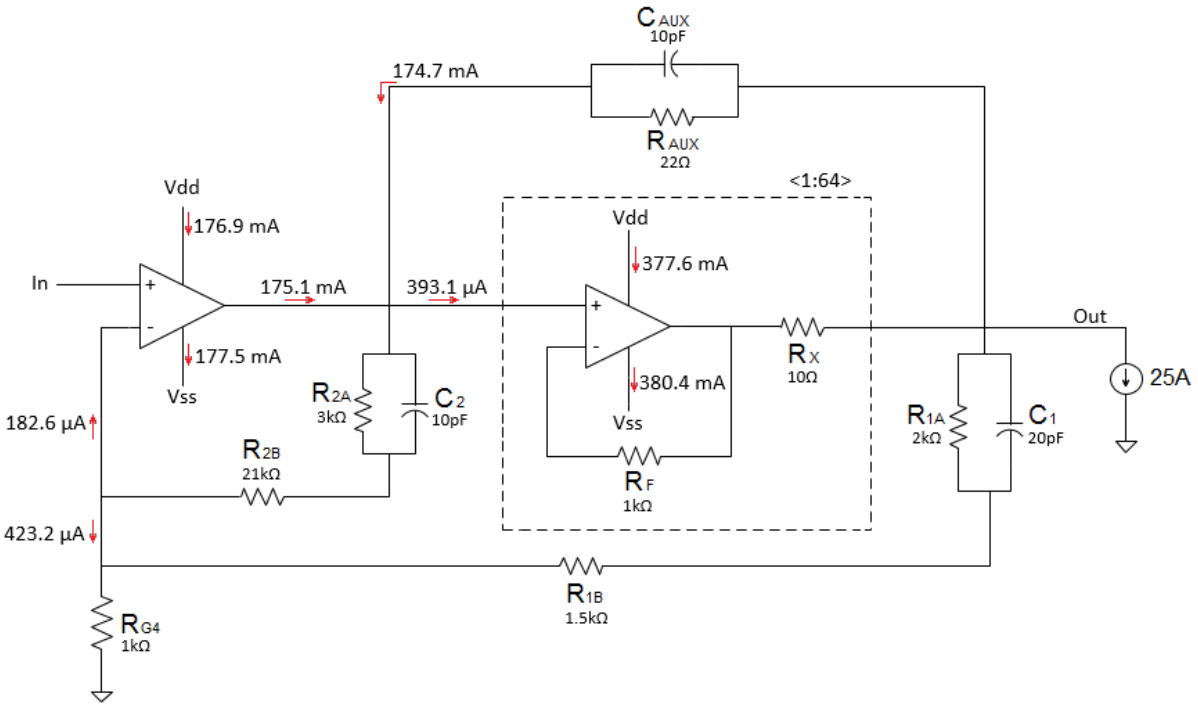


Figura 4.8: Configuração do circuito com correntes máximas nos ramos.

Nas Tabelas 4.4 e 4.5 apresentam-se os valores de simulação. Na Tabela 4.4 a corrente máxima em cada resistência e a respectiva potência dissipada, e na Tabela 4.5 as correntes máximas nos condensadores e as respectivas tensões.

Resistência	R (Ω)	I_{Sim} (A)	P_{Sim} (W)
R_X	10	381.8 m	1.5
R_{AUX}	22	177.32 m	691.7m
R_F	1 k	189.9 μ	40μ
R_{1B}	1.5 k	1.59 m	3.83m
R_{1A}	2 k	1.55 m	4.72m
R_{2A}	3 k	377.6 μ	435.7μ
R_{2B}	21 k	387.2 μ	3.2m
R_{G4}	1 k	1.98 m	4m
R_{G3}	1.5 k	1.33m	2.65m
R_{G2}	3 k	665.6 μ	1.32m
R_{G1}	100 k	20.0 μ	39.9μ

Tabela 4.4: Corrente e potência nas resistências.

Condensador	C (F)	I_{Sim} (A)	ΔV_{Sim} (V)
C_{AUX}	10 p	317.5 μ	3.90
C_2	10 p	71.3 μ	1.14
C_1	20 p	390.2 μ	3.07

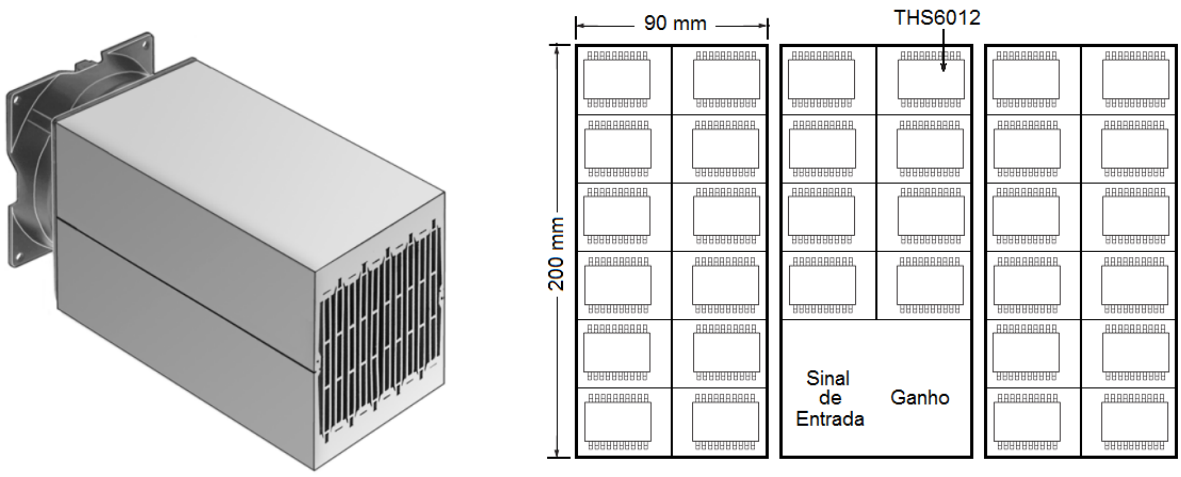
Tabela 4.5: Corrente e tensão dos condensadores.

4.2.2 Configuração do PCB

A placa de circuito impresso será assente num sistema de arrefecimento por condução, pelo que, a dimensão da placa tem de ser concordante com o mesmo. O *cooler* considerado é o já disponível no laboratório da SiliconGate, apresentado na Figura 4.9(a). Este permite a transferência de calor por condução através das superfícies laterais, de dimensão de 200mm por 90mm.

Dado que a tecnologia de IMS apenas permite ter uma camada de cobre, e o PCB está limitado às dimensões do *cooler*, optou-se por dividir o circuito do amplificador em três PBCs, tal como mostra a Figura 4.9(b). Assim, é possível posicionar cada PCB nas superfícies laterais do *cooler*.

Como descrito anteriormente, o circuito integrado THS6012 tem dois amplificadores operacionais, pelo que, as 64 montagens em paralelo no esquema eléctrico são equivalentes a 32 montagens iguais no PCB. Dessa forma, duas placas de circuito impresso são constituídas por 12 montagens, e a terceira placa é constituída por 8 montagens, a entrada de sinal do amplificador e a regulação do ganho, tal como se pode verificar pela Figura 4.9(b).



(a) Sistema de arrefecimento (*cooler*)

(b) Configuração das placas de circuito impresso.

Figura 4.9: Sistema de arrefecimento e configuração das placas de circuito impresso.

4.2.3 Selecção dos Componentes

As dimensões reduzidas do PCB e a tecnologia IMS motivam a selecção dos componentes de tecnologia Surface Mount Device (SMD), por serem fisicamente mais pequenos, quando comparados com a tecnologia Through Hole (TH), resultando num *layout* mais compacto. Além dos componentes representados nas Tabelas 4.4 e 4.5, são considerados os condensadores de 100nF, para o desacoplamento

da alimentação dos amplificadores operacionais e uma resistência de 50Ω, em paralelo com o sinal de entrada do amplificador de banda larga.

Dessa forma, nas Tabelas 4.6 e 4.7, são apresentadas as resistências e condensadores, respectivamente, considerados para o *layout* do amplificador de banda larga. Na Tabela 4.6 apresentam-se as resistências seleccionadas e respectiva potência de dissipação (P_{Fab}), de acordo com a documentação técnica de cada fabricante. Na escolha da resistência, é admitido um valor de potência de dissipação superior à de simulação.

Resistência	R (Ω)	P_{Fab} (W)
R_X	10	2
R_{AUX}	22	2
R_F	1 k	750m
R_{1B}	1.5 k	1.5
R_{1A}	2 k	63m
R_{2A}	3 k	63m
R_{2B}	21 k	63m
R_{G4}	1 k	63m
R_{G3}	1.5 k	63m
R_{G2}	3 k	63m
R_{G1}	100 k	63m
R_{50}	50	1

Tabela 4.6: Lista de resistências consideradas no *layout*.

Na Tabela 4.7 apresentam-se os condensadores selecionados. Estes suportam a tensão máxima de 50V. A margem de segurança é garantida, dado que o amplificador de banda larga opera num intervalo de tensão de -15V a +15V.

Condensador	C (F)	ΔV_{Fab}
C_{AUX}	10 pF	50
C_2	10 pF	50
C_1	20 pF	50
C	100nF	50

Tabela 4.7: Lista de condensadores considerados no *layout*.

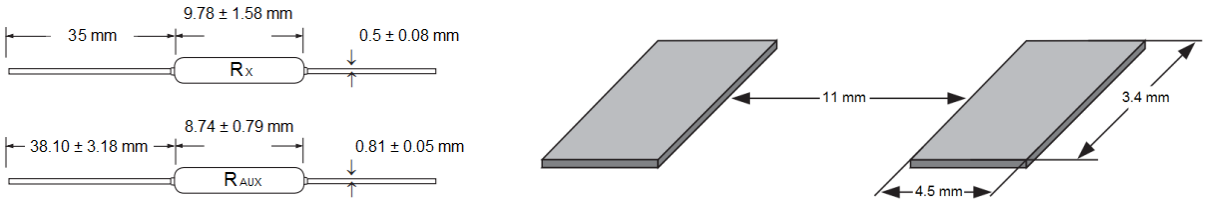
Na Tabela 4.8 apresentam-se os componentes seleccionados para implementação do amplificador de banda larga.

Os componentes seleccionados têm um *footprint* associado, que é dependente das suas dimensões físicas. No *layout* são considerados *footprints* com margens superiores, dado que é pretendido implementar a placa de circuito impresso manualmente.

As resistências R_X e R_{AUX} são os únicos componentes de tecnologia TH. Na Figura 4.10(a) representam-se as dimensões físicas das duas resistências, e na Figura 4.10(b) o *footprint* usado no *layout* para ambas.

Componente	Parâmetro	*Footprint*	Fabricante	Código do Fabricante	Quant.
THS6012	-	DWP20	TEXAS INSTRUMENTS	THS6012CDWP	33
Pinos	-	SL11	FISCHER ELEKTRONIK	SL11 SMD 062.40Z	1
Resistência	10Ω	PAD	RCD	175-10R0-FBW	64
Resistência	22Ω	PAD	VISHAY	CPF222R000FKE14	1
Resistência	50Ω	R2515	VISHAY	WSC251550R00FEA	1
Resistência	1.5kΩ	R2512	VISHAY	CRCW25121K50FKEG	1
Resistência	1kΩ	R2010	VISHAY	CRCW20101K00FKEF	64
Resistência	1kΩ	R0603	MULTICOMP	MC0063W060311K	1
Resistência	1.5kΩ	R0603	MULTICOMP	MC0063W060311K5	1
Resistência	2kΩ	R0603	MULTICOMP	MC0063W060312K	1
Resistência	3kΩ	R0603	MULTICOMP	MC0063W060313K	2
Resistência	21kΩ	R0603	MULTICOMP	MC0063W0603121K	1
Resistência	100kΩ	R0603	MULTICOMP	MC0063W06031100K	1
Condensador	100nF	C0603	MURATA	GRM188R71H104KA93D	128
Condensador	10pF	C0603	KEMET	C0603C100J5GACTU	2
Condensador	20pF	C0603	KEMET	C0603C200J5GACTU	1

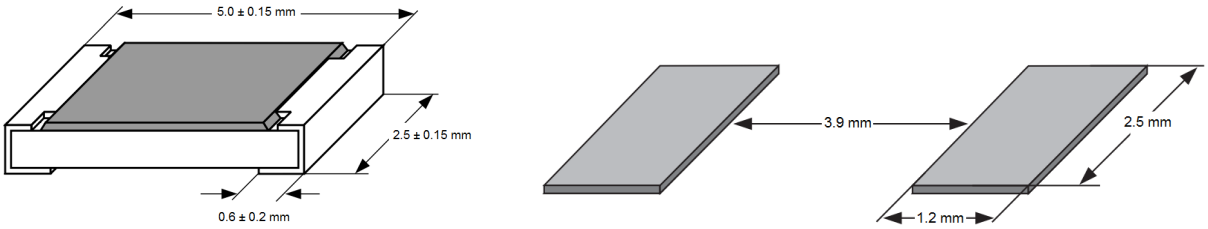
Tabela 4.8: Lista de componentes considerados no *layout*.



(a) Dimensões das resistências (b) *Footprint*

Figura 4.10: Dimensões das resistências R_X e R_{AUX} e *footprint* usado no *layout*.

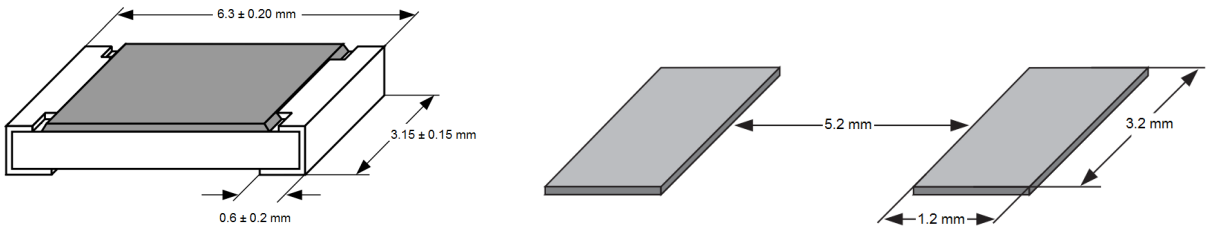
Nas Figuras 4.11, 4.12 e 4.13, apresentam-se as dimensões das resistências R_F, R_{1B} e R_{50}, respectivamente, e as dimensões dos *footprints* considerados.



(a) Encapsulamento métrico 2010 (b) *Footprint*

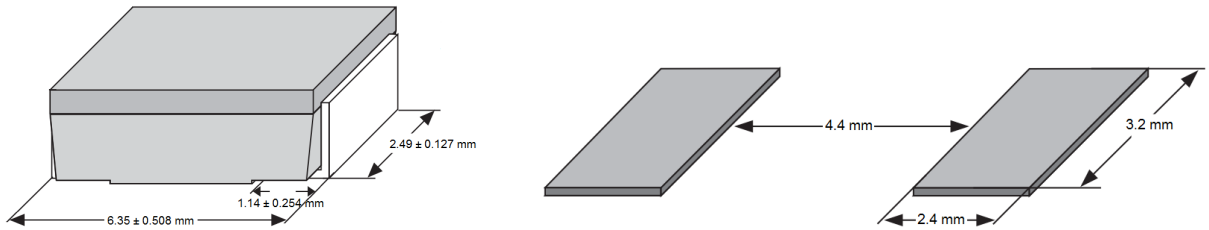
Figura 4.11: Dimensões da resistência R_F e *footpring* usado no *layout*.

Os restantes componentes, resistências e condensadores, têm encapsulamento métrico 0603, representado nas Figuras 4.14(a) e 4.15(a), respectivamente. As dimensões do *footprint* considerado para as resistências é apresentado na Figura 4.14(b) e para os condensadores na Figura 4.15(b).



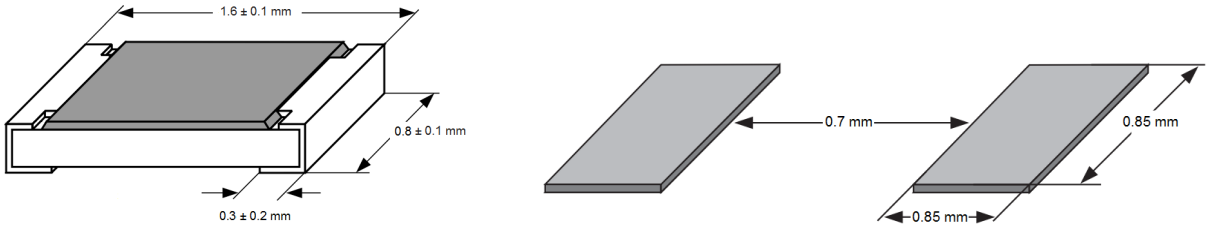
(a) Encapsulamento métrico 2512 (b) *Footprint*

Figura 4.12: Dimensões das resistências R_{1B} e *footpring* usado no *layout*.



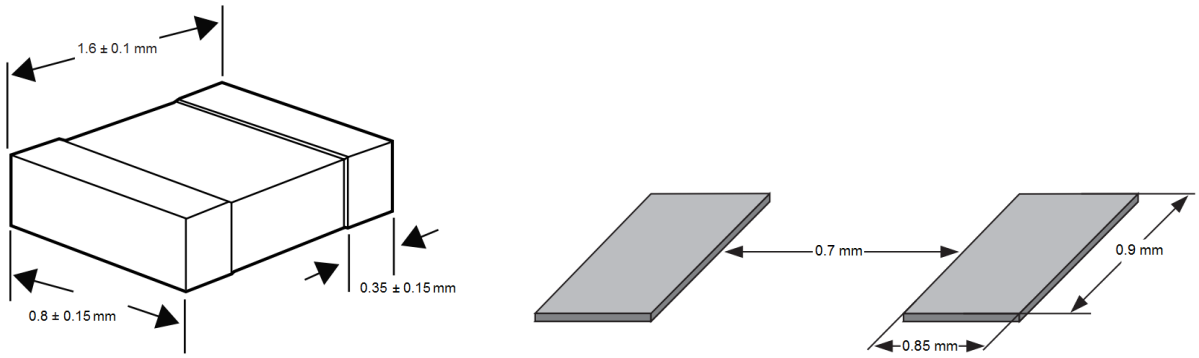
(a) Encapsulamento métrico 2515 (b) *Footprint*

Figura 4.13: Dimensões das resistências R_{50} e *footpring* usado no *layout*.



(a) Encapsulamento métrico 0603 (b) *Footprint*

Figura 4.14: Dimensões das resistências e *footpring* usado no *layout*.

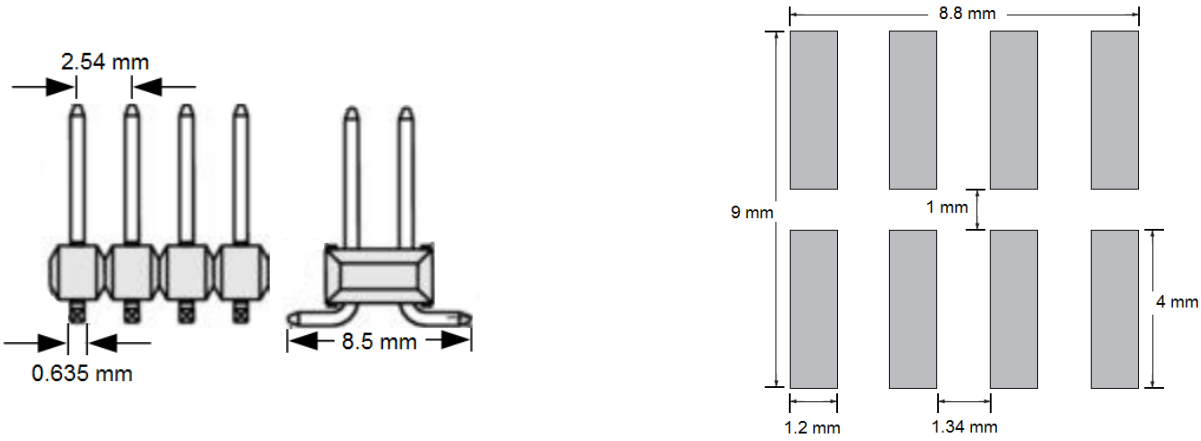


(a) Encapsulamento métrico 0603 (b) *Footprint*

Figura 4.15: Dimensões dos condensadores e *footpring* usado no *layout*.

O ganho do amplificador de banda larga é regulado através da selecção da resistência de ganho, usando os pinos de conexão apresentados na Figura 4.16.

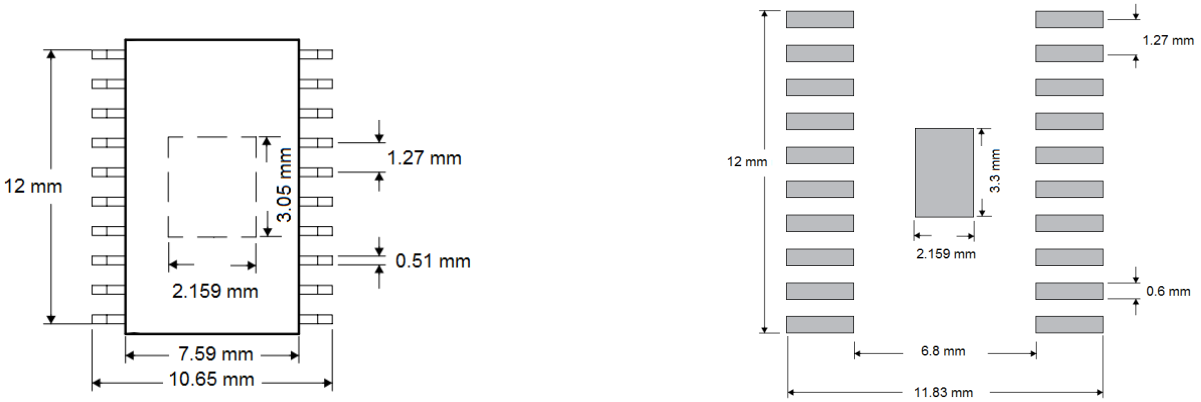
As dimensões do *footpring* do circuito integrado THS6012 foi baseado no recomendado pelo fabricante, contudo, foram consideradas margens superiores, como se pode verificar na Figura 4.17.



(a) Dimensões dos pinos de conexão

(b) *Footprint*

Figura 4.16: Dimensões dos pinos de conexão e *footpring* usado no *layout*.



(a) Dimensões do THS6012

(b) *Footprint*

Figura 4.17: Dimensões do circuito integrado THS6012 e *footpring* usado no *layout*.

4.2.4 Disposição dos Componentes no PCB

O *layout* do amplificador de banda larga, tomando as considerações abordadas anteriormente, foi desenhado e optimizado para o uso de sinais classificados como *high-speed*. Neste processo é tido em consideração a localização e disposição dos componentes, dimensão das pistas de cobre, desvios na tensão de alimentação e apropriado uso das áreas livres, para fornecer uma tensão de referência a todos os componentes. No *layout* foi considerado um espaçamento mínimo de 0.4mm em todas as ligações, guardando uma margem de 1mm entre o cobre e a borda do PCB.

Na Figura 4.18 é apresentado o *layout* da placa principal do amplificador de banda larga, onde é imposto o sinal de entrada e feita a regulação do ganho. Pode-se observar que a placa contempla 8 montagens iguais, sendo na Figura 4.19 mostrado com maior detalhe.

Na Figura 4.19 apresenta-se uma montagem que equivale a duas montagens seguidoras, das 64 em paralelo, presentes no esquema eléctrico do amplificador. A Figura 4.19(a) mostra a disposição dos componentes, e a Figura 4.19(b) mostra as ligações.

Os componentes designados por $C1.1$, $C2.1$, $C3.1$ e $C4.1$ são os condensadores de 100nF ligados

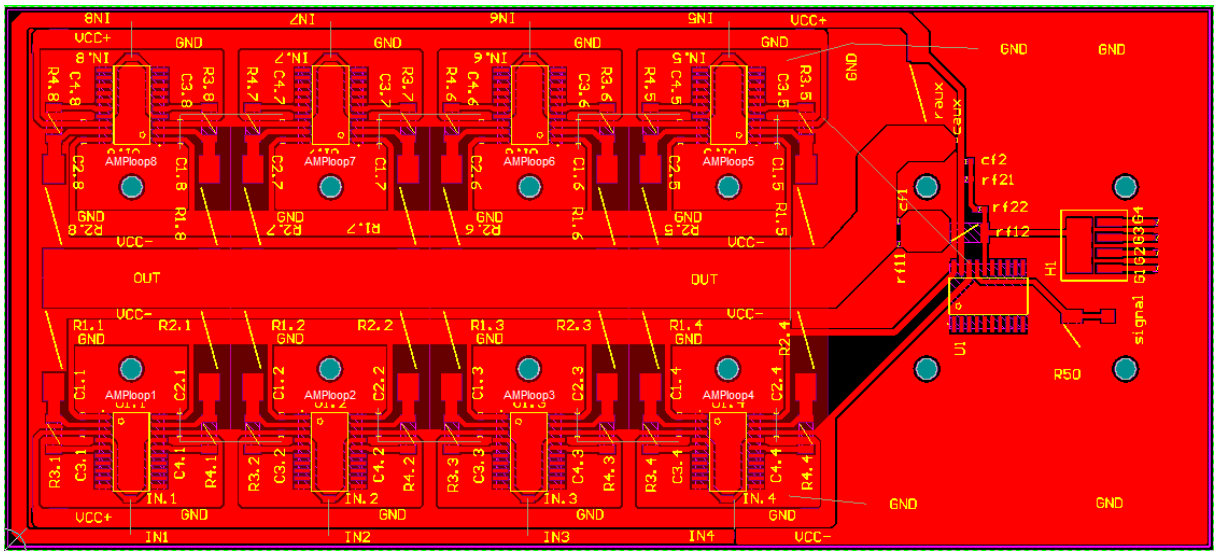
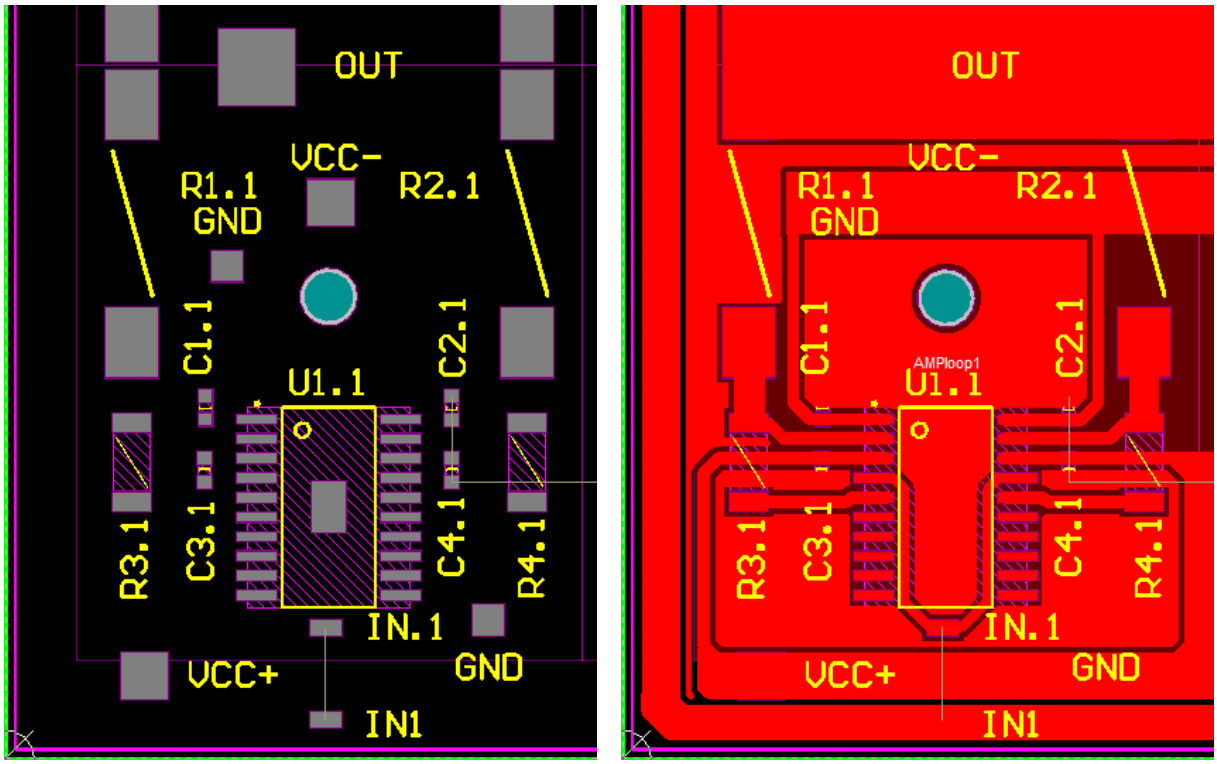


Figura 4.18: *Layout* da placa de circuito impresso principal



(a) Disposição dos componentes

(b) Ligação dos componentes

Figura 4.19: Disposição e ligação dos componentes.

aos pinos de alimentação do circuito integrado THS6012, denominado por $U1.1$. As resistências $R3.1$ e $R4.1$ são as resistências de realimentação de 1kΩ (R_F), e $R1.1$ e $R2.1$ as resistências de compensação de 10Ω (R_X). Estas estão ligadas à pista de cobre OUT, que agrupa todas as saídas das montagens seguidoras, tal como se pode verificar na Figura 4.18. Ainda na montagem da Figura 4.19, é possivel observar que o circuito integrado THS6012 tem um *PowerPad* ligado à massa, para ajudar a dissipar o calor, e as áreas livres de cobre têm pads de GND, como dito anteriormente, para forcecer uma tensão de referência.

No entanto, como foi referido anteriormente, a largura das pistas é determinada pela corrente das mesmas. Dado que o ramo com corrente mais elevada é o de saída do amplificador operacional, com 381.8mA para o pior caso, a largura mínima a considerar é de 0.0456mm, contudo, considerou-se pistas com largura de 0.8mm para as ligações entre os componentes. A pista de OUT ao ser comum a todas as saídas das montagens seguidoras, é atravessada pela corrente mais elevada, no pior caso de 6.11A. Aplicando a expressão que traduz a largura da pista em função da corrente, resulta que a largura mínima é de 2.09mm, contudo, foi considerada uma pista com largura de 9.6mm.

Considerou-se também pistas horizontais, na parte superior e inferior da placa, de $VCC+$ e de $VCC-$, que são as pistas de alimentação dos ampops, cada uma destas pistas tem de suportar uma corrente de aproximadamente 3A, para o caso extremo, para alimentar os 8 ampops das montagens superiores e os 8 das montagens ampops inferiores. Pela expressão, a largura mínima é de 0.798mm, mas são consideradas pistas de 4mm para $VCC-$ e 3mm para $VCC+$.

O sinal de entrada das montagens seguidoras, presente na Figura 4.19, é designado por $IN.1$, e faz recurso a fios externos para completar a ligação. Dadas as limitações da tecnologia IMS, é necessário uma ligação externa entre o pad $IN1$ e o pad $IN.1$. Contudo, dado que a tensão de comando é proveniente do primeiro andar do amplificador, para garantir que esta forneça a mesma tensão às entradas das montagens seguidoras, é necessário que pista tenha baixa resistência.

Na Figura 4.20 destaca-se a pista do sinal IN, com a largura máxima conseguida, de 2.4mm, dadas as limitações de espaço. Pela expressão 4.5, referida na secção 4.2.1, determina-se que resistência parasita provocada pela pista entre a primeira e última montagem seguidora é de 0.0733 Ω. Considerando a corrente percorrida nesse ramo, no pior caso, resulta numa queda de tensão de 0.029mV, sendo essa a diferença de tensão entre os pads $IN5$ e $IN4$.

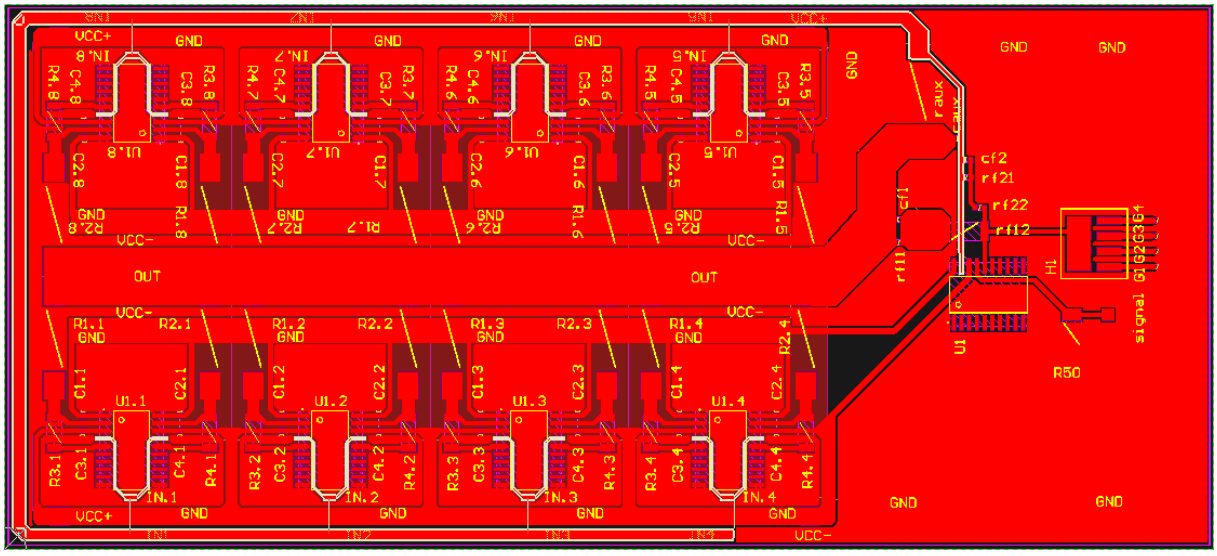
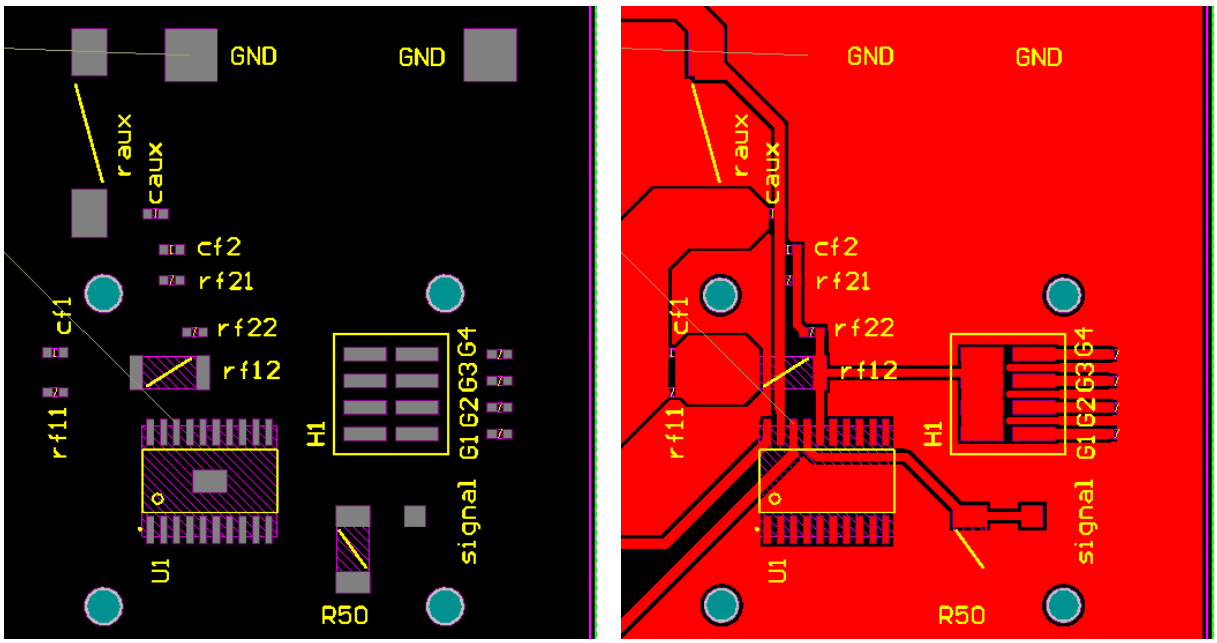


Figura 4.20: *Layout* da pista com o sinal de entrada das montagens seguidores destacado.

Na Figura 4.21 apresenta-se o primeiro andar do amplificador de banda larga, com destaque da disposição dos componentes na Figura 4.21(a), e ligações na Figura 4.21(b). O circuito integrado $U1$ representa o ampop do primeiro andar do amplificador, e as resistências $G1$, $G2$, $G3$ e $G4$ são as

resistências de ganho, que permitem ajustar o ganho do amplificador. As restantes ligações, presentes na Figura 4.21(b) correspondem às realimentações entre os os dois andares do amplificador.



(a) Disposição dos componentes

(b) Ligação dos componentes

Figura 4.21: Disposição e ligação dos componentes.

Contudo, conforme dito anteriormente, o esquema eléctrico do amplificador de banda larga é dividido em três PCBs, sendo dois deles iguais. Na Figura 4.22 é apresentado o *layout* das outras duas placas que serão assentes nas laterais do *cooler*. De notar que cada uma é composta por 12 montagens, iguais à referida na Figura 4.19. As decisões ao longo do processo de *layout* são concordantes com as anteriores.

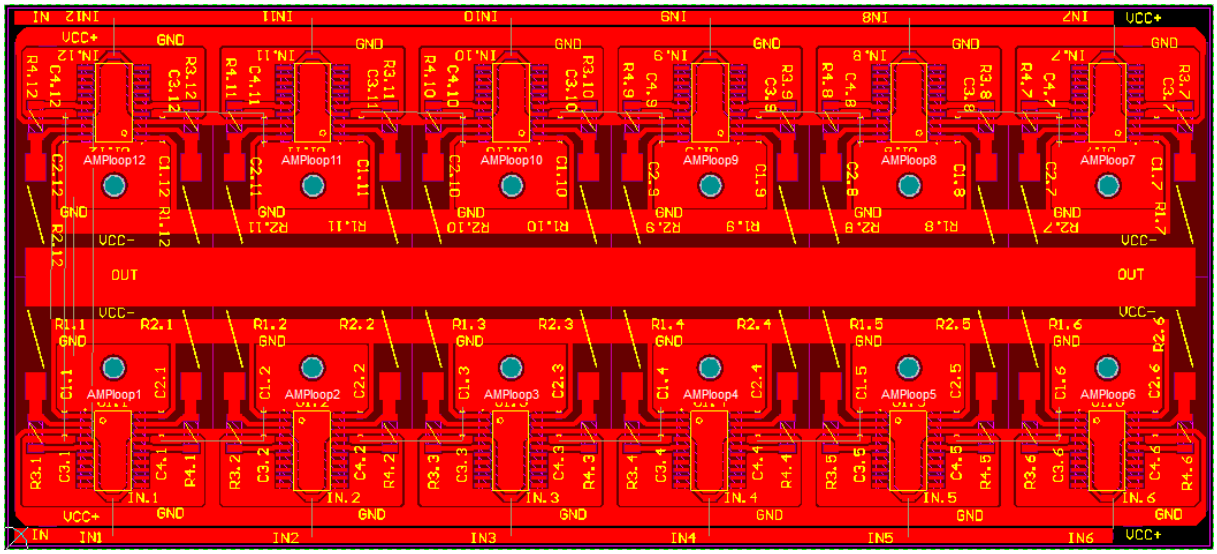
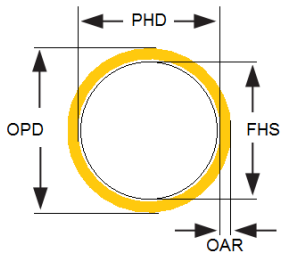


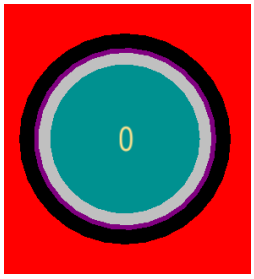
Figura 4.22: *Layout* das placas de circuito impresso laterais.

São também adicionados furos às placas de circuito impresso, para estas serem fixadas ao sistema de arrefecimento. Na Figura 4.23(a) apresentam-se as margens definidas pela fabricante Eurocircuits,

que são necessárias considerar no *layout*.



(a) Margens a considerar



(b) *Footprint* do furo.

Figura 4.23: Margens do furo e *footprint* considerado no *layout*.

A expressão 4.6 relaciona os parâmetros Outer layer Annular Ring (OAR), Outer layer Pad Diameter (OPD) e Production Hole Diameter (PHD), e a expressão 4.7 os parâmetros PHD e Finished Hole Size (FHS).

$$\frac{OAR[mm] = OPD - PHD}{2} \tag{4.6}$$

$$PHD[mm] = FHS + 0.1 \tag{4.7}$$

O OAR define a largura do anel que se estabelece em volta do furo. De acordo com as classificações do fabricante, foi definido OAR como classe 3, pelo que, este assume valor 0.2mm. Considerando que o parafuso a usar tem 3mm de diâmetro, admitiu-se que FSH toma o valor 3.2mm. Portanto, usando as expressões 4.6 e 4.7, resulta que o diâmetro do pad a considerar (OPD) no *layout* é de 3.7mm.

De notar que na Figura 4.23(b) verifica-se que existe um espaçamento entre o furo e a pista de cobre. Este espaçamento de 0.4mm previne que o parafuso usado na fixação da placa origine um curto-circuito, entre o substrato de alumínio e as pistas de cobre.

Capítulo 5

Conclusões

5.1 Análise de Resultados

Uma análise ao trabalho realizado permite concluir que os objectivos foram cumpridos. O circuito projectado, permite alimentar cargas capacitivas e resistivas na gama de valores considerados, sem entrar em comportamento instável. O amplificador de ganho variável adapta-se às diferentes condições de carga sem comprometer o desempenho e a fiabilidade.

O intervalo de valores de corrente e tensão na saída são garantidos, sendo que a corrente é limitada nas altas frequências, sendo esta uma relação de compromisso a ter em conta na utilização do amplificador de banda larga.

O *layout* desenvolvido, usando a tecnologia de placa de circuito impresso com substrato de metal designada por IMS, efectou-se com sucesso, apesar do espaço limitado e de ter apenas uma camada de cobre disponível para alocar pistas entre os componentes.

Comparando as especificações técnicas do amplificador projectado com os amplificadores disponíveis no mercado, apresentados inicialmente, nota-se uma vantagem significativa relativamente à largura de banda. O desenvolvido neste projecto tem uma largura de banda superior a 60MHz, quando é seleccionado ganho unitário.

Conforme se pode verificar na Tabela 5.1, os amplificadores do fabricante Krohn-Hite Corporation têm valores de *slew-rate* mais elevados, mas, em contra partida, têm uma corrente máxima de saída de 884mA. Por outro lado, os amplificadores do fabricante Accel Instruments, possuem correntes de saída mais elevadas, na ordem dos 6A, mas valores de *slew-rate* bastante inferiores. O amplificador de banda larga projectado supera na largura de banda, conseguindo correntes de saída de até 25A e valores de *slew-rate* acima de 18V/μs.

Modelo	TS200	TS250	TS400	7500	7600M	7602M	ABL
LB (Hz)	DC a 1M	DC a 1M	DC a 10M	DC a 1M	DC a 1M	DC a 1M	DC a 65M
Potência (W)	65	75	-	75	34	68	150
V_{OUT} (V)	$\pm$40	-40 a +60	$\pm$15	$\pm$200	$\pm$200	$\pm$400	$\pm$10
I_{OUTmax} (A)	4	6	5	884m	200m	200m	25
Ganho (dB)	0 a 20	0 a 20	-	0 a 40	0 a 42	0 a 42	0 a 12
V_{IN} (V)	$\pm$20	$\pm$20	-	$\pm$20	$\pm$200	$\pm$200	$\pm$10
Slew Rate (V/μs)	16	16	-	60	600	600	$>$18

Tabela 5.1: Especificações dos diferentes amplificadores de banda larga.

5.2 Trabalho Futuro

Para trabalho futuro seria interessande poder realizar algumas das tarefas seguintes:

- Fabricar e implementar as placas de circuito impresso projectadas;

- Testar com cargas resistivas e capacitivas consideradas no dimensionamento, com o intuito de comparar resultados de simulação com resultados experimentais;

- Projectar uma placa de alimentação para o amplificador de banda larga;

Bibliografia

[1] B. C. Bonnie. *Operational Amplifier Topologies and DC Specifications*. Microchip Technology Inc, an722 edition.

[2] D. Michael. *Understanding Low Drop out (LDO) Regulators'*. Texas Instruments Design, slup239 edition.

[3] T. John. Understanding power supply ripple rejection in linear regulators, 2005. URL `http://www.ti.com/lit/an/slyt202/slyt202.pdf`.

[4] M. G. Bautista, Q. I. Jilluh, M. Heimlich, E. Dutkiewicz, and J. Pasco. Design of low power, high psrr low drop-out voltage regulator. In *2015 International Conference on Humanoid, Nanotechnology, Information Technology,Communication and Control, Environment and Management (HNICEM)*, pages 1–5, Dec 2015. doi: 10.1109/HNICEM.2015.7393171.

[5] L. S. Pithadia Sanjay. Ldo psrr measurement simplified, 2009. URL `http://www.ti.com/lit/an/slaa414/slaa414.pdf`.

[6] S. D. Summing amplifier, June 11 1946. URL `https://www.google.com/patents/US2401779`. US Patent 2,401,779.

[7] W. Jung. Introduction to op amp history. In W. Jung, editor, *Op Amp Applications Handbook*, pages 765 – 766. Newnes, Burlington, 2005. ISBN 978-0-7506-7844-5. doi: http://dx.doi.org/10.1016/B978-075067844-5/50156-9. URL `http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/B9780750678445501569`.

[8] T. Instruments. Amplifiers - products for operational amplifiers, . URL `http://www.ti.com/lsds/ti/amplifiers/op-amps/op-amps-products.page`.

[9] H. Black. Wave translation system, Dec. 21 1937. URL `https://www.google.com/patents/US2102671`. US Patent 2,102,671.

[10] B. Friedland. Introduction to ”stabilized feed-back amplifiers”. *Proceedings of the IEEE*, 87(2): 376–378, Feb 1999. ISSN 0018-9219. doi: 10.1109/JPROC.1999.740031.

[11] B. W. Amplifier, July 12 1938. URL `http://www.google.co.uk/patents/US2123178`. US Patent 2,123,178.

[12] R. Kline. Harold black and the negative-feedback amplifier. *IEEE Control Systems*, 13(4):82–85, Aug 1993. ISSN 1066-033X. doi: 10.1109/37.229565.

[13] X. Ramus. Voltage feedback vs. current feedback amplifiers: Advantages and limitations. *IEEE presentation, Texas Instruments*, 2009.

[14] A. Instruments. Modulated power supply, . URL `http://www.accelinstruments.com/Products/TS200/Modulated-Power-Supply.pdf`.

[15] A. Technologies. Agilent network analyzer basics, 2004. URL `http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5965-7917E.pdf`.

[16] A. Instruments. Waveform amplifier for function, . URL `http://www.accelinstruments.com/Applications/TS200/Waveform-Amplifier.html`.

[17] A. Instruments. Ts200 - modulated power, . URL `http://www.accelinstruments.com/Products/TS200/TS200-Description.html`.

[18] A. Instruments. Ts250 - waveform amplifier, . URL `http://www.accelinstruments.com/Products/TS250/Waveform-Amp.html`.

[19] A. Instruments. Ts400 - wideband power amplifier, . URL `http://www.accelinstruments.com/Products/Products.html`.

[20] K.-H. Corporation. Wideband power amplifiers, . URL `http://www.krohn-hite.com/htm/amps/Amplifiers.htm`.

[21] K.-H. Corporation. Model 7500 - wideband power amplifier, . URL `http://www.krohn-hite.com/htm/amps/PDF/7500Data.pdf`.

[22] K.-H. Corporation. Model 7600m/7602m - wideband power amplifier, . URL `http://www.krohn-hite.com/htm/amps/PDF/7600Data.pdf`.

[23] J. Buxton. *Careful Design Tames High Speed Op Amps*. Analog Devices, an-257 edition, 1991.

[24] Texas Instruments Incorporated, 500-mA Dual Differental Line Driver. `http://www.ti.com/lit/ds/symlink/ths6012.pdf`. Acedido: 13-04-2016.

[25] D. Brandenburg. *Current vs. Voltage Feedback Amplifiers*. National Semiconductor, oa-30 edition.

[26] K. James. Voltage feedback vs current feedback op amps application report, 1998. URL `http://www.ti.com.cn/cn/lit/an/slva051/slva051.pdf`.

[27] C. Bruce. Selecting high-speed operational amplifiers made easy, 2000. URL `http://www.ti.com/lit/an/sloa051a/sloa051a.pdf`.

[28] G. King. *Op Amps Driving Capacitive Loads*. Analog Devices, volume 31, number 2 edition, 1997.

[29] G. Palumbo and S. Pennisi. Design methodology and advances in nested-miller compensation. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, 49(7):893–903, Jul 2002. ISSN 1057-7122. doi: 10.1109/TCSI.2002.800463.

[30] *Current Feedback Amplifier Theory and Applications*. Intersil Corporation, an9420.1 edition.

[31] M. Tian, V. Visvanathan, J. Hantgan, and K. Kundert. Striving for small-signal stability. *IEEE Circuits and Devices Magazine*, 17(1):31–41, Jan 2001. ISSN 8755-3996. doi: 10.1109/101.900125.

[32] R. B. T. Carter Bruce. Handbook of operational amplifier applications, 2001. URL `http://www.ti.com/lit/an/sboa092b/sboa092b.pdf`.

[33] A. Tarun. Different types of printed circuit boards, 2001. URL `https://www.elprocus.com/different-types-printed-circuit-boards/`.

[34] J. Freisleben, T. Dzugan, and A. Hamacek. Comparative study of printed circuit board substrates used for thermal management of high power leds. In *2015 38th International Spring Seminar on Electronics Technology (ISSE)*, pages 80–84, May 2015. doi: 10.1109/ISSE.2015.7247967.

[35] J. Nicolics, M. Franz, V. L. Deepak, and G. Weichslberger. Innovative printed circuit board technology for heat removal with application to power led based operating room lamps. In *2009 32nd International Spring Seminar on Electronics Technology*, pages 1–7, May 2009. doi: 10.1109/ISSE.2009.5206939.

[36] S. S. Tonapi, R. A. Fillion, F. J. Schattenmann, H. S. Cole, J. D. Evans, and B. G. Sammakia. An overview of thermal management for next generation microelectronic devices. In *Advanced Semiconductor Manufacturing Conference and Workshop, 2003 IEEEI/SEMI*, pages 250–254, March 2003. doi: 10.1109/ASMC.2003.1194502.

[37] M. B. d. S. Tiago H. Moita and A. L. N. Moreira. Thermal design considerations for surface mount power ics. In *Advanced Intermittent Spray Cooling Systems*, Sep 2008. doi: PaperIDILASS08-A035.

[38] A. Bar-Cohen, M. Arik, and M. Ohadi. Direct liquid cooling of high flux micro and nano electronic components. *Proceedings of the IEEE*, 94(8):1549–1570, Aug 2006. ISSN 0018-9219. doi: 10.1109/JPROC.2006.879791.

[39] C. C. Richard. The perpetual challenges of electronics cooling technology for computer product applications, 2003. URL `http://ww2.me.ntu.edu.tw/events/file/1113/Chu_University_Presentation_1.pdf`.

[40] C. Mauney and J. Qian. Thermal design considerations for surface mount power ics. In *APEC 07 - Twenty-Second Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, pages 409–415, Feb 2007. doi: 10.1109/APEX.2007.357546.

[41] C. D. Jason. *An Examination of CPU Cooling Technologies*. DSI Ventures, thermal management options for engineers edition.

[42] J. Michael J. Ellsworth. *High Powered Chip Cooling — Air and Beyond*. Electronics Cooling.

[43] J. Ardizzoni. *Fundamentals of Laying Out PC Boards*. Analog Devices, fevereiro edition, 2012.

[44] J. Ardizzoni. *A Practical Guide to High-Speed PCB Layout*. Analog Devices, analog dialogue 30-09 edition, 2005.

[45] *Generic Standard on Printed Board Design*. Institute of Printed Circuits, ipc-2221a edition, 2003.