

Mateus Ribeiro Vanzella

**Projeto e Otimização de Amplificadores Operacionais
Utilizando Algoritmos Metaheurísticos**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado à Escola de Engenharia de São Carlos, da Universidade de São Paulo

Curso de Engenharia Elétrica com ênfase em Eletrônica

Orientador: João Navarro Soares Junior

São Carlos

2018

AUTORIZO A REPRODUÇÃO TOTAL OU PARCIAL DESTE TRABALHO,
POR QUALQUER MEIO CONVENCIONAL OU ELETRÔNICO, PARA FINS
DE ESTUDO E PESQUISA, DESDE QUE CITADA A FONTE.

Ficha catalográfica elaborada pela Biblioteca Prof. Dr. Sérgio Rodrigues Fontes da
EESC/USP com os dados inseridos pelo(a) autor(a).

V425p Vanzella, Mateus
Projeto e Otimização de Amplificadores Operacionais
Utilizando Algoritmos Metaheurísticos / Mateus
Vanzella; orientador João Navarro. São Carlos, 2018.

Monografia (Graduação em Engenharia Elétrica com
ênfase em Eletrônica) -- Escola de Engenharia de São
Carlos da Universidade de São Paulo, 2018.

1. Amplificador Operacional. 2. CMOS. 3.
Metaheurística. 4. estágio de saída. I. Título.

FOLHA DE APROVAÇÃO

Nome: Mateus Ribeiro Vanzella

Título: "Projeto e otimização de amplificadores operacionais utilizando algoritmos metaheurísticos"

Trabalho de Conclusão de Curso defendido e aprovado
em 26 / 11 / 2018,

com NOTA 9,0 (NOVE, ZERO), pela Comissão Julgadora:

Prof. Dr. João Navarro Soares Júnior - Orientador - SEL/EESC/USP

Prof. Dr. Maximiliam Luppe - SEL/EESC/USP

*Mestre Amélia Moreira Santos - Doutoranda/Docente Temporária -
SEL/EESC/USP*

Coordenador da CoC-Engenharia Elétrica - EESC/USP:
Prof. Associado Rogério Andrade Flauzino

Nome: Mateus Ribeiro Vanzella

Título: “Projeto e otimização de amplificadores operacionais com algoritmos meta heurísticos”

Data: 20/11/2018

Orientador: Prof. Dr. João Navarro Soares Junior

Resumo

Neste trabalho foi estudada e projetada uma nova funcionalidade para o programa de otimização de circuitos analógicos CirOp, a funcionalidade da medida de impedância de saída para Amplificadores Operacionais. Além disso, foram projetados cinco amplificadores operacionais com diferentes estágios de saída para analisar o funcionamento do programa de otimização e de cada estágio de saída. O programa CirOp é um *framework* que visa auxiliar o projeto e otimização de circuitos analógicos por meio de algoritmos metaheurísticos. O programa utiliza os simuladores elétricos HSPICE e Eldo, e permite a escolha da metaheurística de otimização a ser utilizada (o programa possui opções como Genetic Algorithm (GA), *Particle Swarm Optimization* (PSO), *Simulated Annealing* (SAM), entre outras). No teste da funcionalidade desenvolvida foram utilizados estágios de saída conhecidos na literatura, além de um novo estágio proposto neste trabalho, totalizando cinco topologias distintas. Estágios de saída possuem como principais características a baixa impedância de saída e boa excursão de sinal. Estes foram os principais parâmetros na comparação entre os diversos circuitos analisados. A tecnologia utilizada para o projeto dos amplificadores foi a CMOS 0,35 μm da AMS (AustriaMicroSystem). Após o projeto e otimização dos amplificadores, foi verificado o desempenho de cada topologia simulando as soluções com o programa HSPICE.

Palavras chave: Amplificador Operacional, CMOS, metaheurística, estágio de saída.

Author: Mateus Ribeiro Vanzella

Title: "Design and optimization of Operational Amplifiers using meta-heuristics algorithms.

Date: 20/11/2018

Advisor: Prof. Dr. João Navarro Soares Junior

Abstract

It was studied and designed a new functionality for the CirOp analog circuit optimization program, the output impedance measurement of Operational Amplifier functionality. In addition, five operational amplifiers with different output stages were designed to analyze the operation of the optimization program and the operation of each output stage. The CirOp program is a *framework* that aims to aid the design and optimization of analog circuits through metaheuristic algorithms. The program uses the electric simulators HSPICE and Eldo, and allows the choice of the optimization metaheuristics to be used. The program has options such as Genetic Algorithm (GA), Particle Swarm Optimization (PSO), Simulated Annealing (SAM) and others. In the test of the functionality developed were used output stages known in the literature and a new proposed stage, totaling five different topologies. Output stages have as main characteristics low output impedance and good signal excursion. These were the main parameters in the comparison between the various circuits analyzed. The technology used for the design of the amplifiers was the CMOS 0.35 μm from AMS (AustriaMicroSystem). After the design and optimization os amplifiers, their performance was checked by simulations of the solutions with HSPICE.

Key words: Operational Amplifier, CMOS, metaheuristics, output stages.

Lista de Figuras

Figura 1 – Símbolo de um Amplificador Operacional.....	11
Figura 2 – Modelo ideal de um Amplificador Operacional. Fonte: Sedra e Smith (2000).....	13
Figura 3 – Diagrama de bode do ganho de um AmpOp (um polo dominante). Fonte: Sansen (2006).....	14
Figura 4 – Sistema de loop fechado. Fonte: Razavi (2001).....	14
Figura 5 – Diagrama de Bode, módulo e fase, para um AmpOp instável, esquerda, e um estável, direita. Fonte: Razavi (2001).....	15
Figura 6 – AmpOp em operação normal e limitado pela taxa de <i>Slew rate</i> . Fonte: Johns e Martin (2012)	17
Figura 7 – Representação de um sinal de ruído e seu valor quadrático médio.....	18
Figura 8 – Amplificador Source Comum. Fonte: Razavi (2001).....	19
Figura 9 – Modelo de pequenos sinais do Source Comum. Fonte: Razavi (2001)....	19
Figura 10 – Amplificador Dreno Comum. Fonte: Razavi (2001).....	20
Figura 11 – Modelo de pequenos sinais Dreno Comum. Fonte: Razavi (2001).....	20
Figura 12 – Amplificador Gate Comum. Fonte: Razavi (2001).....	21
Figura 13 – Modelo de pequenos sinais amplificador Gate Comum. Fonte: Razavi (2001).....	22
Figura 14 – Amplificador classe A.....	23
Figura 15 – Amplificador classe AB.....	24
Figura 16 – Amplificador com <i>Feedback Gregorian e Temes</i>	25
Figura 17 – Amplificador Source comum Allen.....	26
Figura 18 – Circuito <i>Rail to rail</i> , Low Impedance proposto.....	27
Figura 19 – Fluxograma Algoritmo Genético	30
Figura 20 – Menu1 CirOp.....	33
Figura 21 – Menu2 CirOp.....	34

Figura 22 – Funções de score 1.....	35
Figura 23 – Funções de score 2.....	36
Figura 24 – Parâmetros dos circuitos.....	36
Figura 25 – Circuito para o cálculo da impedância de saída.....	37
Figura 26 – Amplificador classe A.....	38
Figura 27 – Amplificador classe AB.....	40
Figura 28 – Amplificador com <i>Feedback Gregorian e Temes</i>	42
Figura 29 – Amplificador <i>Source comum Allen</i>	44
Figura 30 – Circuito <i>Rail to rail, Low Impedance</i> proposto.....	46
Figura 31 – Primeira bateria de otimizações, metaheurística PSO com 3000 iterações (score x número de simulações).....	51
Figura 32 – Segunda bateria de otimizações, metaheurística PSO com 3000 iterações (score x número de simulações).....	51
Figura 33 – Terceira bateria de otimizações, metaheurística SAM com 3000 iterações (score x número de simulações).....	52
Figura 34 - Diagrama de bode, ganho e fase, do Amplificador Classe A.....	55
Figura 35 - Resposta do circuito a um degrau, e o seu <i>Slew rate</i>	55
Figura 36 - Diagrama de bode, ganho e fase, do Amplificador Classe A com uma carga de 2k ohms.....	56
Figura 37 – Primeira bateria de otimizações, metaheurística PSO com 3000 iterações (score x número de simulações).....	57
Figura 38 – Segunda bateria de otimizações, metaheurística PSO com 3000 iterações (score x número de simulações).....	58
Figura 39 – Terceira bateria de otimizações, metaheurística SAM com 3000 iterações (score x número de simulações).....	59
Figura 40 - Diagrama de bode, ganho e fase, do Amplificador Classe A.....	62
Figura 41 - Resposta do circuito a um degrau, e o seu <i>Slew rate</i>	63

Figura 42 - Diagrama de bode, ganho e fase, do Amplificador Classe AB com uma carga de 2k ohms.....	63
Figura 43 – Primeira bateria de otimizações, metaheurística PSO com 3000 iterações (score x número de simulações).....	64
Figura 44 – Segunda bateria de otimizações, metaheurística PSO com 3000 iterações (score x número de simulações).....	65
Figura 45 – Terceira bateria de otimizações, metaheurística SAM com 3000 iterações (score x número de simulações).....	66
Figura 46 - Diagrama de bode, ganho e fase, do Amplificador <i>Feedback</i>	69
Figura 47 - Resposta do circuito a um degrau, e o seu <i>Slew rate</i>	69
Figura 48 - Diagrama de bode, ganho e fase, do Amplificador <i>Feedback</i> com uma carga de 20k ohms.....	70
Figura 49 – Primeira bateria de otimizações, metaheurística PSO com 3000 iterações (score x número de simulações).....	71
Figura 50 – Segunda bateria de otimizações, metaheurística PSO com 3000 iterações (score x número de simulações).....	72
Figura 51 - Diagrama de bode, ganho e fase, do Amplificador Allen.....	75
Figura 52 - Resposta do circuito a um degrau, e o seu <i>Slew rate</i>	75
Figura 53 - Diagrama de bode, ganho e fase, do Amplificador Allen com uma carga de 2k ohms.....	76
Figura 54 – Primeira bateria de otimizações, metaheurística PSO com 3000 iterações (score x número de simulações).....	77
Figura 55 – Segunda bateria de otimizações, metaheurística PSO com 3000 iterações (score x número de simulações).....	78
Figura 56 - Diagrama de bode, ganho e fase, do Amplificador Classe Proposto.....	81
Figura 57 - Resposta do circuito a um degrau, e o seu <i>Slew rate</i>	81
Figura 58 - Diagrama de bode, ganho e fase, do Amplificador Proposto com uma carga de 2 KOhms.....	82

Lista de Tabelas

Tabela 1 – Características amplificador Source Comum.....	19
Tabela 2 – Características Dreno Comum.....	21
Tabela 3 – Características amplificador Gate Comum.....	22
Tabela 4 – Variáveis de projeto do Amplificador classe A.....	39
Tabela 5 – Variáveis de projeto do Amplificador classe AB.....	41
Tabela 6 – Variáveis de projeto do Amplificador classe A com <i>Feedback</i>	43
Tabela 7 – Variáveis de projeto do Amplificador Allen.....	45
Tabela 8 – Variáveis de projeto do Amplificador proposto.....	47
Tabela 9 – Pesos das funções de avaliação.....	49
Tabela 10 – Variáveis de projeto do Amplificador classe A.....	54
Tabela 11 – Critérios de desempenho obtidos pelo otimizador.....	55
Tabela 12 – Variáveis de projeto do Amplificador classe AB.	60
Tabela 13 – Critérios de desempenho obtidos pelo otimizador.....	61
Tabela 14 – Variáveis de projeto do Amplificador Feedback.	68
Tabela 15 – Critérios de desempenho obtidos pelo otimizador.....	68
Tabela 16 – Variáveis de projeto do Amplificador Allen.....	74
Tabela 17 – Critérios de desempenho obtidos pelo otimizador.....	75
Tabela 18 – Variáveis de projeto do Amplificador Proposto.....	80
Tabela 19 – Critérios de desempenho obtidos pelo otimizador.....	81

Sumário

1. INTRODUÇÃO.....	9
1.1. Motivação	9
1.2. Proposta	9
1.3. Objetivos.....	10
2. FUNDAMENTOS TEÓRICOS.....	10
2.1. Amplificador Operacional.....	10
2.1.1 Ganho diferencial.....	11
2.1.2 Impedância de entrada e de saída.....	11
2.1.3 Excursão máxima de sinal de saída.....	12
2.1.4 Largura de banda e Frequência de ganho unitário.....	12
2.1.5 Margem de fase e Margem de Ganho.....	13
2.1.6 Taxa de rejeição de modo comum (CMRR)	14
2.1.7 Taxa de rejeição de fonte de alimentação (PSRR - <i>Power Supply Rejection Ratio</i>)	15
2.1.8 <i>Slew rate</i>	15
2.1.9 Potência.....	16
2.1.10 Tensão de <i>offset</i>	16
2.1.11 Ruído.....	17
2.2. Estágios amplificadores.....	17
2.2.1 <i>Source Comum</i>	17
2.2.2 <i>Dreno Comum</i>	19
2.2.3 <i>Gate Comum</i>	20
2.3 Estágios de saída.....	21
2.3.1 Amplificador Classe A.	22
2.3.2 Amplificador Classe AB.....	23

2.3.3 Amplificador classe A com <i>Feedback</i>	24
2.3.4 Amplificador saída <i>Source Comum</i>	25
2.3.5 Amplificador proposto.....	26
2.4 Meta heurística.....	27
2.4.1 Algoritmo Genético (GA)	27
2.4.1.1 População de Cromossomos.....	27
2.4.1.2 Seleção.....	28
2.4.1.3 Cruzamento.....	28
2.4.1.4 Mutação.....	28
2.4.2 <i>Particle Swarm Optimization</i> (PSO)	29
3. METODOLOGIA.....	31
3.1. Plataforma do projeto.....	31
3.1.1. Parâmetros de avaliação do circuito.....	32
3.2. Medida da Impedância de saída do amplificador.	35
3.3 Amplificadores Operacionais projetados.....	36
3.3.1 Amplificador Classe A.	36
3.3.2 Amplificador Classe AB.....	38
3.3.3 Amplificador classe A com <i>Feedback</i>	40
3.3.4 Amplificador saída <i>Source Comum</i> (Allen)	42
3.3.5 Amplificador proposto.....	44
4. RESULTADOS.....	46
4.1 Amplificador Classe A.	47
4.2 Amplificador Classe AB.	53
4.3 Amplificador <i>Feedback</i>.	60
4.4 Amplificador Allen.	67
4.5 Amplificador Proposto.....	73

4.6 Discussão.....	79
5. CONCLUSÃO.....	80
5.1 Trabalhos futuros.....	81
6. REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	82
Apêndice A.....	83

1. INTRODUÇÃO

1.1 Motivação

Ferramentas que auxiliam projetos de engenharia são extremamente populares e abundantes nos dias de hoje. Na área da engenharia eletrônica, com o aumento da integração de circuitos eletrônicos, ferramentas que auxiliam o projeto de circuitos digitais se popularizaram e se estabeleceram como fortes aliadas dos engenheiros. O mesmo não aconteceu para a área de circuitos analógicos, devido ao seu maior nível de complexidade e menor uniformidade e regularidade nos tipos de circuitos.

Com o aumento da capacidade computacional e criação de novos algoritmos de otimização, cada vez mais a otimização vem sendo aplicada para resolução de problemas em diversas áreas do conhecimento. O projeto de circuitos analógicos é uma das possíveis aplicações.

É com este objetivo que foi criado o programa CirOp. Este programa é um *framework* que visa auxiliar o projeto e otimização circuitos analógicos por meio de algoritmos metaheurísticos.

O programa CirOp permite que a partir de um circuito com topologia definida, otimize-se as dimensões dos dispositivos que compõe o mesmo, como por exemplo a largura e o comprimento de um transistor MOS (*Metal Oxide Semiconductor*), para atingir especificações definidas pelo usuário. O programa realiza diversas simulações e testes e possui várias funcionalidades para extrair especificações do circuito, otimizando-as em função das definições do usuário, o que torna a ferramenta extremamente versátil e intuitiva, podendo ser usada inclusive por projetistas com pouca experiência.

1.2 Proposta

Propõe-se o desenvolvimento de uma nova funcionalidade para o otimizador CirOp, a funcionalidade de medida de impedância de saída de amplificadores. Com esta funcionalidade será possível que o programa possa ser usado no projeto e otimização de novos tipos de circuitos como *buffers*, ou amplificadores de uso específico no qual o parâmetro de impedância de saída seja importante.

Além disso, serão projetados e testados amplificadores com diferentes topologias de estágio de saída para que se avalie o desempenho da ferramenta neste tipo de projeto e as próprias topologias.

1.3 Objetivos

Os objetivos deste trabalho são: ampliar a funcionalidade do otimizador CirOp, para que se amplie a gama de amplificadores em que esta ferramenta possa ser usada, estudar o funcionamento de metaheurísticas na otimização de circuitos analógicos bem como projetar e testar diferentes tipos de estágios de saída de amplificadores operacionais.

1.4 Estrutura do trabalho

Este trabalho está dividido da seguinte forma:

- 2. Fundamentos teóricos** – Apresenta os fundamentos teóricos necessários para um bom entendimento do trabalho.
- 3. Metodologia** – Apresenta a metodologia de otimização e simulação aplicada no desenvolvimento do trabalho.
- 4. Resultados** – Apresenta os resultados obtidos tanto pelo programa otimizador CirOp quanto pelas simulações efetuadas com o simulador elétrico ELDO.
- 5. Conclusão** – Finaliza o trabalho com a conclusão e trabalhos futuros.

2. FUNDAMENTOS TEÓRICOS

Serão apresentados, neste capítulo, os fundamentos de amplificadores operacionais, as configurações básicas de amplificadores de um estágio, as topologias de amplificadores que serão analisadas. Por fim, metaheurísticas serão discutidas e introduzidas três algoritmos.

2.1. Amplificador Operacional

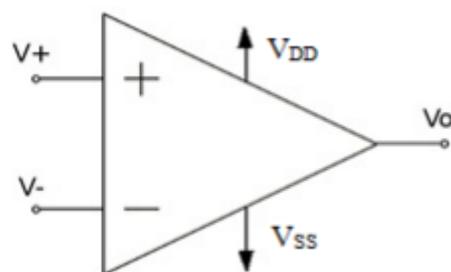
Os Amplificadores Operacionais (AmpOp) são blocos analógicos amplificadores de tensão, que possuem características específicas que os tornam versáteis e, com isso, um dos blocos mais importantes nos projetos analógicos.

As principais características de um AmpOp são:

- Alto ganho de diferencial de tensão
- Baixo ganho de modo comum
- Alta impedância de entrada
- Baixa impedância de saída
- Presença de um polo dominante bem destacado.

A representação gráfica de um Amplificador Operacional com saída única é mostrada na Figura 1.

Figura 1 – Símbolo de um Amplificador Operacional



Fonte: Própria (2018)

Segundo Sedra e Smith (SEDRA; SMITH, 2000), do ponto de vista de sinais, um AmpOp tem três terminais: dois terminais de entrada e um de saída. Na figura V_+ e V_- são as entradas e V_o a saída. Além desses sinais temos também V_{dd} e V_{ss} que são os terminais de alimentação.

A seguir serão explicadas com maiores detalhes as características de um AmpOp

2.1.1 Ganho diferencial

O ganho diferencial é definido pela relação existente entre a tensão de saída e a diferença entre a tensão da entrada positiva para a entrada negativa.

$$A_d = \frac{V_o}{(V_+ - V_-)} \quad (1)$$

sendo V_o a tensão de saída, V_+ e V_- as tensões de entrada.

Quanto maior o ganho, mais um AmpOp real se aproxima do funcionamento de um ideal. Idealmente o ganho é projetado para ser considerado infinito, variando na prática de 40dB, 100, a mais de 100dB, 100000.

Um AmpOp é projetado para sentir a diferença de tensão dos sinais aplicados nas suas entradas ($V_+ - V_-$) e multiplicar esta diferença por um ganho A_d , sendo a tensão resultante $A_d * (V_+ - V_-)$ o que surge no terminal de saída.

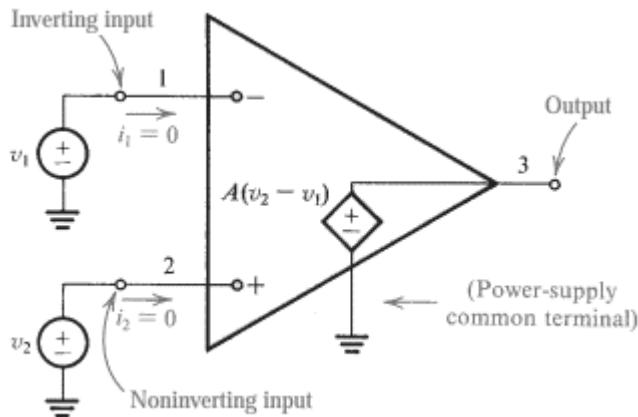
2.1.2 Impedância de entrada e de saída.

Idealmente, as correntes que entram nos terminais de entrada de um AmpOp devem ser zero, o que equivale a dizer que impedância de entrada deve ser infinita.

O terminal de saída de um AmpOp, funciona de maneira oposta. Segundo Sedra e Smith (SEDRA; SMITH, 2000), este deve agir como o terminal de saída de uma fonte de tensão ideal. Ou seja, a tensão entre a saída e terra será igual a $A_d * (V_+ - V_-)$, independente da corrente que for puxada deste terminal e da carga utilizada. Isto equivale a dizer que a impedância de saída de um AmpOp deve ser zero em um AmpOp ideal.

Dadas as características acima é possível chegar ao primeiro modelo para um Amp Op, como mostra a Figura 2.

Figura 2 – Modelo ideal de um Amplificador Operacional.



Fonte: Sedra e Smith (2000)

2.1.3 Excursão máxima de sinal de saída

Excursão máxima de sinal de saída está associada as tensões máximas e mínimas que a saída do amplificador alcança.

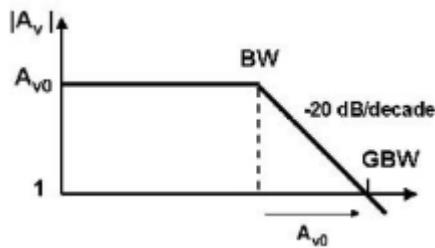
Neste trabalho serão estudados diferentes estágios de saída que possibilitam uma impedância de saída baixa, bem como uma excursão de sinal alta. Suas topologias estão detalhadas na seção 2.1.12.

2.1.4 Largura de banda e Frequência de ganho unitário

Idealmente o AmpOp deve ter uma largura de banda infinita, ou seja, responder da mesma maneira para todas as frequências. Na prática o amplificador possui um altíssimo ganho em baixas frequências, que se mantém até uma dada frequência em que seu ganho começa a cair a 20dB por década (para um polo dominante). A frequência em que o ganho do amplificador caiu 3db é chamada de Largura de banda (*Bandwidth, BW*).

Conforme a frequência aumenta o ganho do AmpOp cai, atingindo a 0dB ou (1 V/V) numa frequência chamada de frequência de ganho unitário ou Largura de banda de ganho (*GBW gain bandwidth*). Na prática, esta frequência define a máxima velocidade de operação de um AmpOp. A Figura 3 apresenta o diagrama de bode do ganho de um AmpOp discriminando onde se pode identificar o BW e o GBW.

Figura 3 – Diagrama de bode do ganho de um AmpOp (um polo dominante).



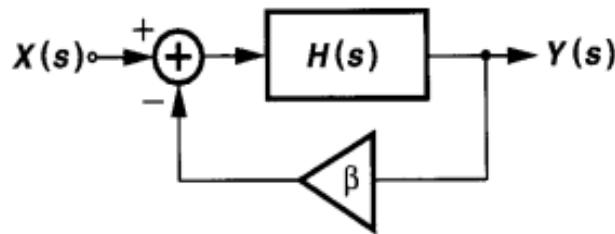
Fonte: Sansen (2006)

2.1.5 Margem de fase e Margem de Ganho

Segundo Razavi (RAZAVI, 2001) considerando um sistema de *Feedback*, Figura 4, para um β constante, escreve-se a função de transferência de *loop fechado* como:

$$\frac{Y}{X}(s) = \frac{H(s)}{(1+\beta H(s))} \quad (2)$$

Figura 4 – Sistema de loop fechado.



Fonte: Razavi (2001)

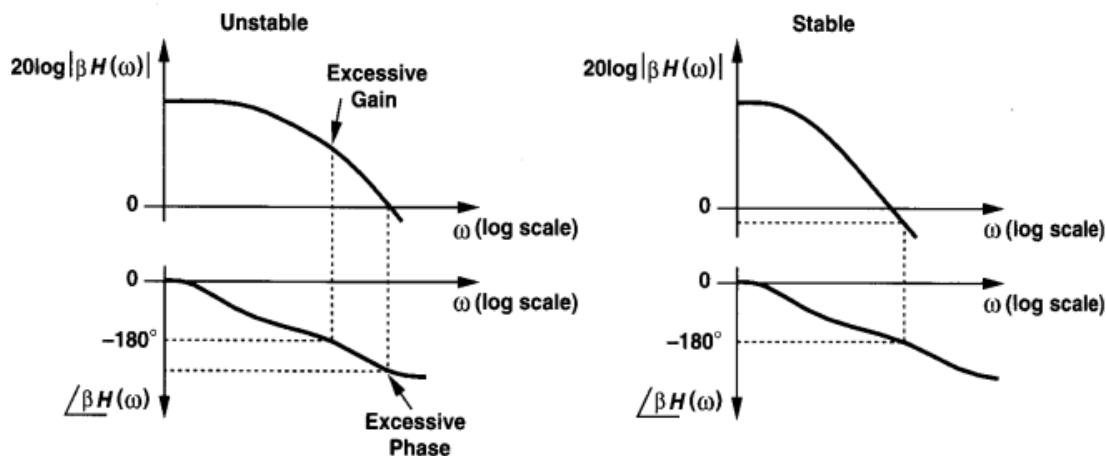
Pode-se notar que se $\beta H(s) = -1$, o ganho tende ao infinito. Neste caso, o circuito amplifica mesmo ruídos e começar a oscilar. Esta condição é o chamado de Critério de estabilidade de Barkhausen e é expressa como

$$\begin{aligned} |\beta H(j\omega_1)| &= 1 \\ \angle \beta H(j\omega_1) &= -180^\circ, \end{aligned} \quad (3)$$

Nesta condição, um circuito terá oscilações em regime permanente,

Em termos práticos, para um circuito ser estável ele não pode atingir uma fase de 180° enquanto tiver um ganho maior que 1dB. Como mostrado na Figura 5.

Figura 5 – Diagrama de Bode, módulo e fase, para um AmpOp instável, esquerda, e um estável, direita.



Fonte: Razavi (2001)

A margem de fase de um circuito representa o quanto distante de 180º sua fase está quando o ganho do circuito está em um, dada por

$$MF = 180^\circ - |\theta_{0db}| \quad (4)$$

onde θ_{0db} é a fase quando o circuito tem ganho unitário.

Na prática, um circuito pode apresentar comportamentos indesejados (*ringing* por exemplo) caso sua margem de fase seja muito próxima de zero, por isso projetistas costumam utilizar ao menos $MF > 45^\circ$.

Margem de ganho representa o ganho do circuito quando sua fase é 180º, ou seja:

$$MG = G_{-180^\circ} \quad (5)$$

onde G_{-180° é o ganho para fase de 180º.

2.1.6. Taxa de rejeição de modo comum (CMRR)

Como dito na seção 2.1.1, o AmpOp responde a diferenças de tensão entre a entrada positiva e a negativa. Assim, se um mesmo sinal for aplicado nas duas entradas, não haverá componente diferencial do sinal, apenas modo comum, e a saída deverá se manter em zero. Segundo Sedra e Smith (SEDRA; SMITH, 2000) na prática a saída não fica em zero, e sua tensão é dada por:

$$V_o = A_d v_{Id} + A_{cm} v_{Icm} \quad (6)$$

onde A_d representa o ganho diferencial, A_{cm} o ganho de modo comum, definido por $A_{cm} = \Delta V_o / \Delta V_{Icm}$ (idealmente zero), v_{Id} a tensão diferencial ($V_+ - V_-$) e v_{Icm} a tensão de modo comum, definida por $v_{Icm} = \frac{V_+ + V_-}{2}$.

A eficácia de um AmpOp é medida pelo grau de rejeição de sinais de modo comum. O que é normalmente quantificada pela CMRR (*Common Mode Rejection Ratio*) ou taxa de rejeição de modo comum, definida por:

$$\text{CMRR} = 20 \log\left(\frac{A_d}{A_{cm}}\right) \quad (7)$$

2.1.7 Taxa de rejeição de fonte de alimentação (PSRR - *Power Supply Rejection Ratio*)

PSRR representa a capacidade de um circuito eletrônico de suprimir variações da tensão de alimentação, em outras palavras, manter seu funcionamento normal mesmo com variações ou injeção de ruídos na/através da tensão de alimentação. O PSRR é definido por:

$$\text{PSRR} = 20 \log\left(\frac{A_d}{A_{src}}\right) \quad (8)$$

onde A_{src} é o ganho de amplificação dos sinais que vem pela fonte e A_d é o ganho do AmpOp.

O ganho de amplificação dos sinais que vem pela fonte (A_{src}) pode ser medido inserindo uma fonte AC de teste em série com a fonte de alimentação e dividindo a tensão gerada na saída pela tensão de teste inserida obtendo assim o ganho. Define-

$$\text{se } A_{src} = \frac{V_{oAC}}{V_{ACteste}}.$$

2.1.8 Slew rate

Quando a entrada de um AmpOp é submetida a uma mudança muito brusca e de alta magnitude, a saída do amplificador não consegue acompanhar esta mudança

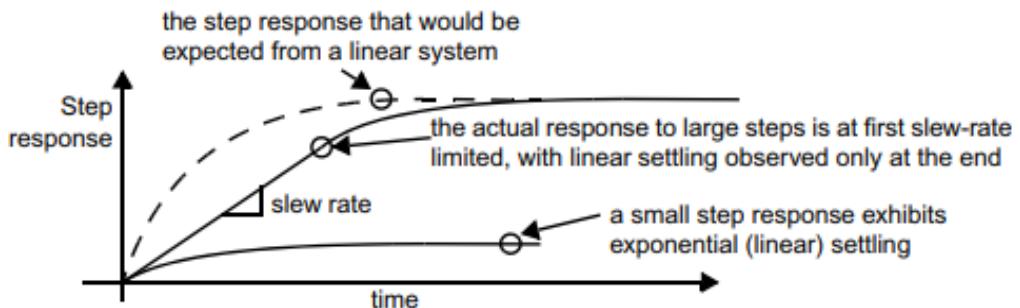
instantaneamente. Segundo Johns e Martin (JOHNS; MARTIN, 2012, a máxima taxa de variação da tensão na qual a saída de um AmpOp pode mudar, é limitada por fontes de corrente finitas do amplificador. Esta taxa máxima de variação a qual a saída do AmpOp responde é chamada de *Slew rate* e é definida pela seguinte fórmula.

$$SR = \frac{dvo}{dt} |_{max} \quad (9)$$

onde vo é a tensão no terminal de saída

Quando um AmpOp opera com $\frac{dvo}{dt}$ elevado, sua resposta deixa de ser a de um sistema linear, e sua saída terá a forma de uma rampa com inclinação igual ao SR, como mostra a Figura 6.

Figura 6 – AmpOp em operação normal e limitado pela taxa de *Slew rate*.



Fonte: Johns e Martin (2012)

2.1.9 Potência

A potência de um AmpOp é definida pela corrente que este consome multiplicada pela sua tensão de alimentação.

$$P = (V_{DD} - V_{SS}) \times I \quad (9)$$

onde V_{DD} e V_{SS} são as tensões de alimentação e I a corrente consumida

Como as tensões de alimentação são geralmente fixas, a potência gerada por um AmpOp é usualmente referida por seu consumo de corrente.

2.1.10 Tensão de offset

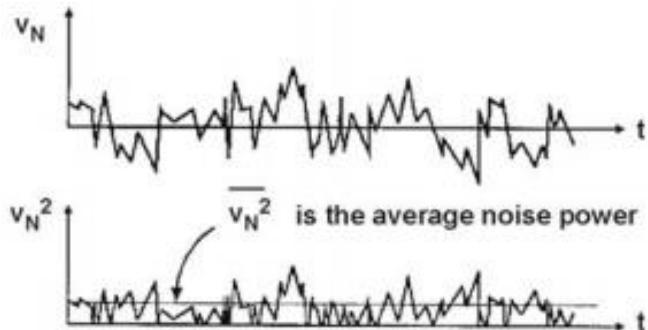
Segundo Sansen (SANSEN, 2006), quando um AmpOp é usado com tensão diferencial de entrada igual a zero, sua tensão de saída deverá ser zero independente

de seu ganho (supondo alimentação simétrica, ou seja $V_{DD} = -V_{SS}$). Na prática isto não acontece e a tensão de saída não é zero. Define-se então a tensão de offset de entrada como a tensão diferencial de entrada requerida para que a saída do AmpOp seja zero.

2.1.11 Ruído

Ruídos são distúrbios elétricos indesejados e de natureza aleatória, gerados pelos dispositivos internos do circuito ou transmitidos via fontes de alimentação, que podem interferir no comportamento do circuito. Por conta de sua natureza ruídos podem se descrever na forma de densidade espectral de potência (PSD – *Power Spectral Density*), caso sejam estacionários em senso amplo (*wide sense stationary*). A integral do PSD de um sinal numa faixa de frequências de operação dará o valor médio quadrático do ruído em qualquer instante. Para o caso de ruídos com valor médio zero, o valor médio quadrático é igual à variância do sinal, como mostrado na Figura 7.

Figura 7 – Representação de um sinal de ruído e seu valor quadrático médio.



Fonte: Sansen (2006)

2.2. Estágios amplificadores

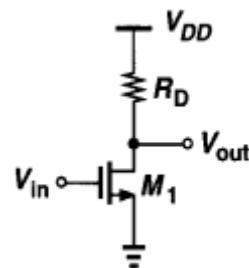
Antes de apresentar os estágios de saída utilizados, será feita uma breve explicação das três configurações básicas amplificadoras de um estágio com transistores CMOS. São elas as configurações *source comum*, *dreno comum* e *gate comum*.

2.2.1 Source Comum

Segundo Razavi, (RAZAVI, 2001), por conta de sua transcondutância, um transistor MOSFET converte variações de tensão entre seu *Gate* e *Source* em uma corrente de pequenos sinais em seu *Dreno*. Esta variação de corrente pode ser aplicada em um resistor para gerar uma tensão de saída.

O exemplo mais básico de um amplificador de um estágio é o *Source Comum*, Figura 8. Que faz uso direto da transcondutância do transistor para gerar uma tensão de saída amplificada.

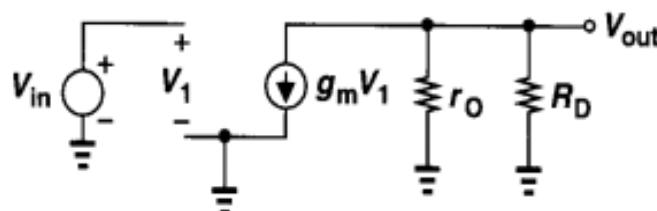
Figura 8 – Amplificador *Source Comum*.



Fonte: Razavi (2001)

Seu modelo de pequenos sinais pode ser observado na Figura 9 e a partir deste modelo derivam-se as principais características deste amplificador, Tabela 1.

Figura 9 – Modelo de pequenos sinais do *Source Comum*.



Fonte: Razavi (2001)

Tabela 1 – Características amplificador *Source Comum*.

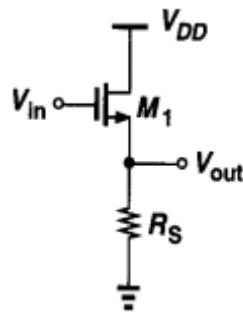
	Expressão Completa	Expressão Aproximada
Ganho	$-gm(r_o//R_D)$	$-gm * R_D$
Impedância de entrada	$\frac{1}{C_{gs} * s}$	∞
Impedância de saída	$r_o//R_D$	R_D
Menor tensão de funcionamento em saturação	$V_{ds_{sat}}$	$V_{ds_{sat}}$

Em resumo o amplificador *Source Comum* pode atingir altos ganhos quando é utilizado com uma impedância de saída alta, tem uma alta impedância de entrada e uma baixa tensão mínima de funcionamento em saturação $V_{ds_{sat}} \approx 0,2V$, o que permite uma excursão de sinal de V_{dd} a $V_{ds_{sat}}$.

2.2.2 Dreno Comum

O amplificador *Dreno Comum*, Figura 10, é um amplificador de ganho unitário, ou seja, um *buffer*. Ele “sente o sinal em seu *Gate* e aciona a carga em seu *Source*, permitindo que o potencial do *Source* “siga” a tensão do *Gate*

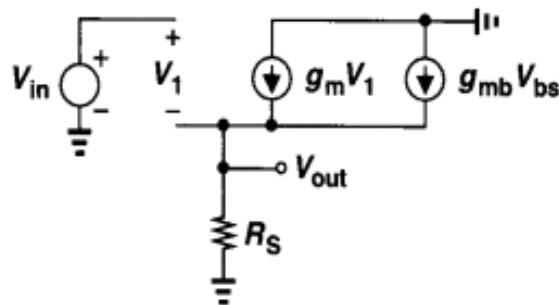
Figura 10 – Amplificador Dreno Comum.



Fonte: Razavi (2001)

Seu modelo de pequenos sinais pode ser observado na Figura 11, e a partir deste mode-lo derivam-se as principais características deste amplificador, Tabela 2.

Figura 11 – Modelo de pequenos sinais Dreno Comum.



Fonte: Razavi (2001)

Tabela 2 – Características Dreno Comum.

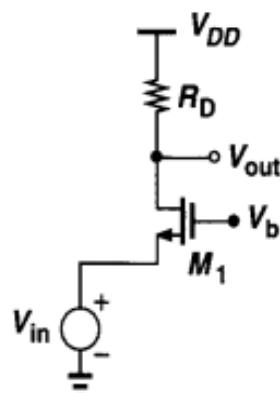
	Expressão Completa	Expressão Aproximada
Ganho	$\frac{gmRs}{gmRs + 1}$	1
Impedância de entrada	$\frac{1}{C_{gs} * s}$	∞
Impedância de saída	$Rs // \frac{1}{gm}$	$\frac{1}{gm}$
Menor tensão de funcionamento em saturação	V_{th}	V_{th}

Em resumo o amplificador Dreno Comum possui ganho unitário, tem uma alta impedância de entrada e uma baixa impedância de saída, e sua mínima tensão de funcionamento em saturação é $V_{th} \approx 0,6V$ o que permite uma excursão de sinal de V_{dd} a V_{th} .

2.2.3 Gate Comum

Diferentemente dos amplificadores Source Comum e Dreno Comum, o sinal de entrada de um amplificador Gate Comum é aplicado no Source de um MOSFET, Figura 12. Por sua vez o Gate é conectado em uma fonte de tensão DC para que o transistor esteja polarizado de maneira correta.

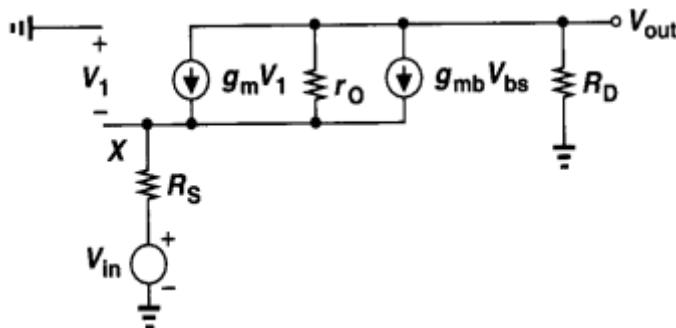
Figura 12 – Amplificador Gate Comum.



Fonte: Razavi (2001)

O funcionamento de um amplificador Gate Comum, é muito semelhante ao de um Source Comum e seu modelo de pequenos sinais é mostrado na Figura 13.

Figura 13 – Modelo de pequenos sinais amplificador Gate Comum.



Fonte: Razavi (2001)

A partir deste modelo derivam-se as principais características deste amplificador, Tabela 3.

Tabela 3 – Características amplificador Gate Comum

	Expressão Completa	Expressão Aproximada
Ganho	$(gm * r_o + 1)(r_o // R_D)$	$gm * R_D$
Impedância de entrada	$\frac{R_d + r_o}{gm * r_o + 1}$	$\frac{1}{gm}$
Impedância de saída	$(1 + (gm * r_o))R_s + r_o$	r_o
Menor tensão de funcionamento em saturação	$V_{ds_{sat}}$	$V_{ds_{sat}}$

Em resumo o amplificador *Gate Comum* pode atingir altos ganhos quando é utilizado com uma impedância de saída alta. Tem uma baixa impedância de entrada e uma baixa tensão mínima de funcionamento em saturação $V_{ds_{sat}} \approx 0,2V$ o que permite uma excursão de sinal de V_{dd} a $V_{ds_{sat}}$.

2.3 Estágios de saída

Segundo Razavi, (RAZAVI, 2001), caso o AmpOp precise acionar uma carga que possui baixa impedância, um estágio de saída deve ser colocado na sua saída para que a carga possa ser acionada sem perdas no sinal.

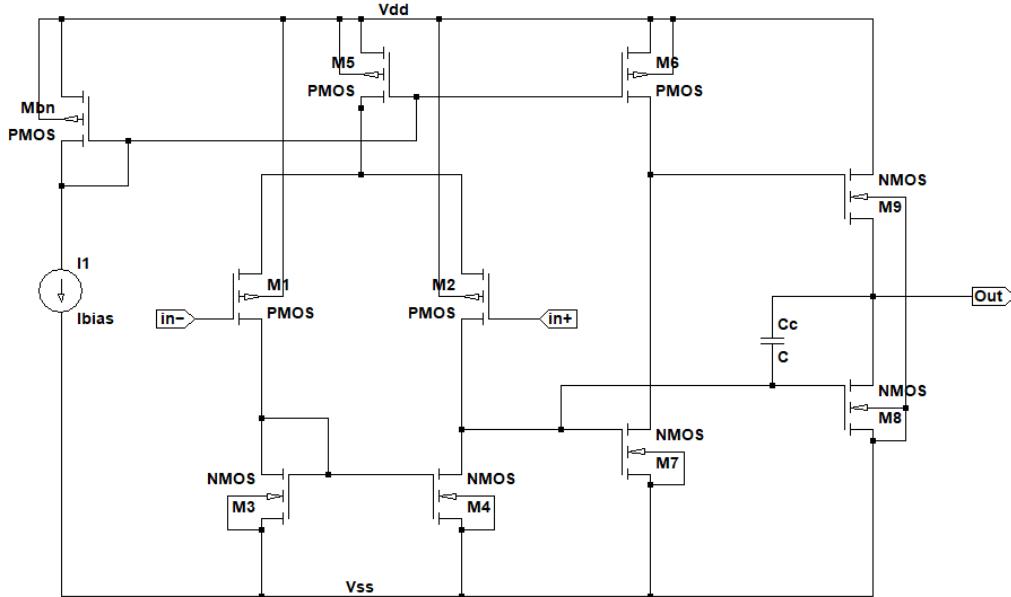
Tipicamente este estágio é um amplificador de ganho unitário, ou seja um *buffer* de tensão, que copia o sinal do AmpOp para a carga de modo que as características do sinal sejam conservadas.

A seguir serão apresentados os estágios de saída utilizados neste trabalho.

2.3.1 Amplificador Classe A.

O estágio de saída classe A, Figura 14, consiste de uma configuração Dreno Comum (M9), e um Source Comum (M8).

Figura 14 – Amplificador classe A.



Fonte: Próprio (2018)

Como visto nas sessões 2.1.12.1 e 2.1.12.3, por utilizar um Dreno Comum e um Source Comum, esta configuração possui ganho aproximadamente unitário, baixa impedância de saída $R_{out} \approx \frac{1}{gm}$, e provê uma excursão de sinal que é limitada por $V_{ds,sat,M8}$ e $V_{th,M9}$.

Apesar das características citadas, o Amplificador Classe A necessita de altas correntes para funcionar e apenas uma pequena parte dessa corrente é transferida para a carga. Dessa forma, ele possui uma baixa eficiência na conversão de potência para a carga.

A eficiência de um amplificador é dado pela seguinte relação:

$$\eta = \frac{P_L}{P_F} * 100\% \quad (10)$$

Na qual

$$\eta = Eficiência\ de\ estágio$$

P_L = potência dissipada na carga

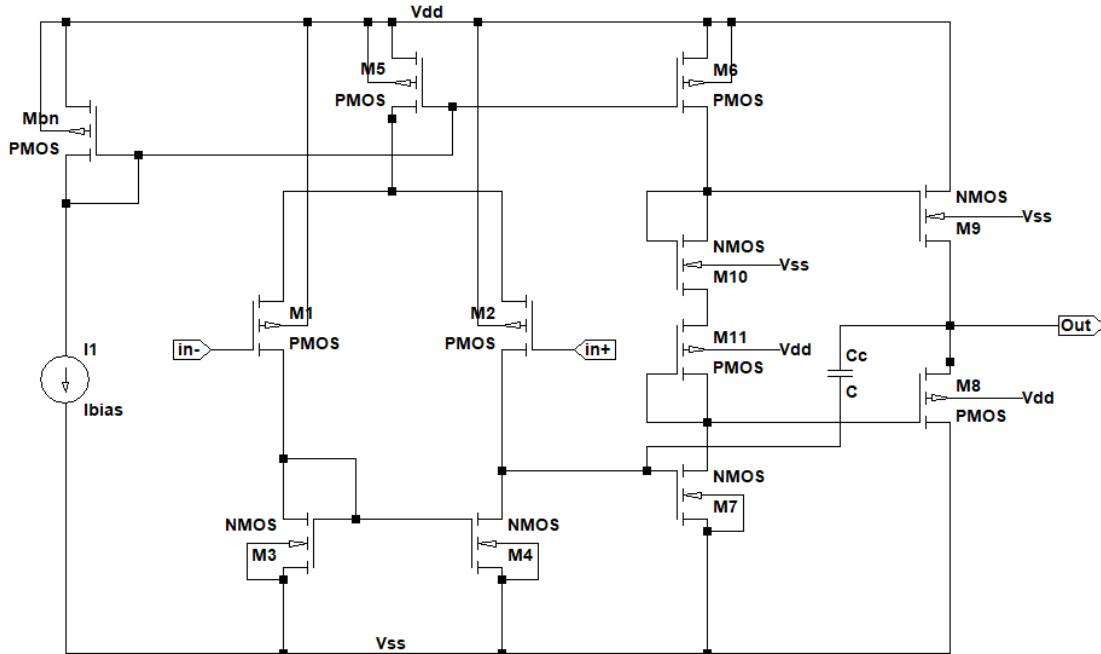
P_F = potência dissipada no estágio

Amplificadores Classe A conseguem atingir no máximo uma eficiência de 25%.

2.3.2 Amplificador Classe AB

O amplificador Classe AB proposto é mostrado na Figura 15.

Figura 15 – Amplificador classe AB.



Fonte: Próprio (2018)

Visando uma melhoria na eficiência do estágio de saída, neste circuito é utilizado um par *Push-Pull* na saída, que consiste dos dois Drenos Comuns M_9 e M_8 . Com esta configuração, as correntes de polarização dos transistores também são utilizadas na carga, o que amplia a eficiência máxima que pode ser atingida por este estágio para 78,5%.

Por se tratarem de dois transistores em modo Dreno Comum na saída, este estágio possui uma baixa impedância de saída de valor $R_{out} \approx \frac{1}{gmM9+gmM8}$ e provém uma excursão de sinal que é limitada por $V_{thM8} + V_{dsatM7}$ e $V_{dd} - (V_{dsatM6} + |V_{thM9}|)$.

Para evitar Distorções de Crossover (SEDRA; SMITH, 2000), são adicionados os transistores M10 e M11 ligados como diodos.

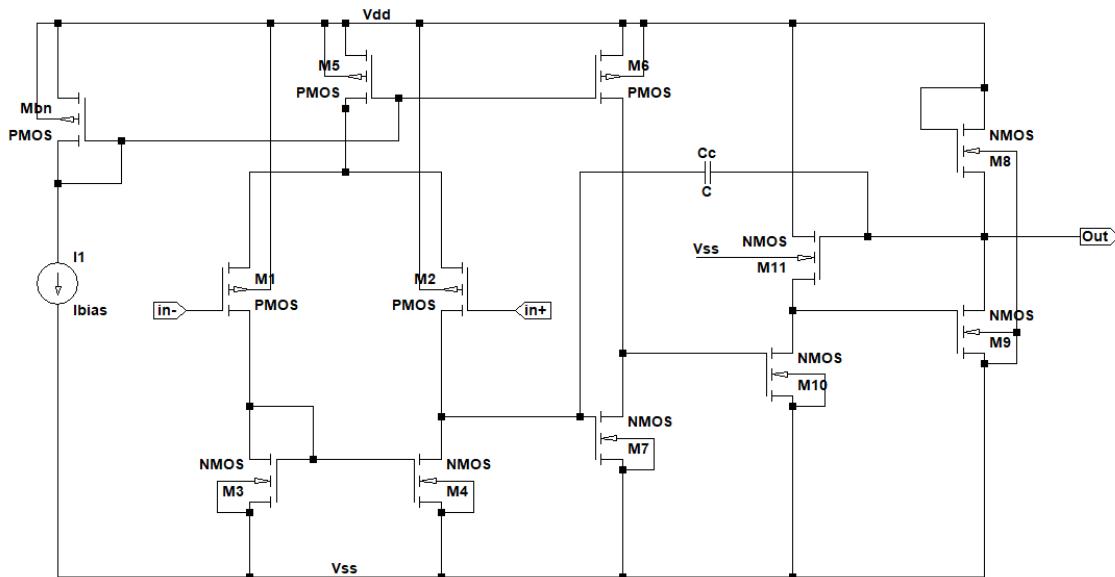
2.3.3 Amplificador classe A com *Feedback*

Uma outra opção para diminuir a impedância de saída de amplificadores é o uso de *Feedback*. A seguir são mostrados dois circuitos que utilizam desta técnica.

O circuito da Figura 16 é proposto por Gregorian e Temes, (Gregorian and Temes, 1986), e segundo os mesmos, fisicamente, se V_{out} cair devido a inserção de uma carga, a queda é alimentada por M11 e M10 para o *Gate* de M9. Assim M9 conduz menos, permitindo que a tensão de saída V_{out} retorne ao valor inicial.

A tensão de saída é limitada por V_{thM8} e V_{dsatM9} e a impedância de saída é dada por $R_{out} = \frac{1}{gm_{M8} + gm_{M9}}$

Figura 16 – Amplificador com *Feedback* Gregorian e Temes.

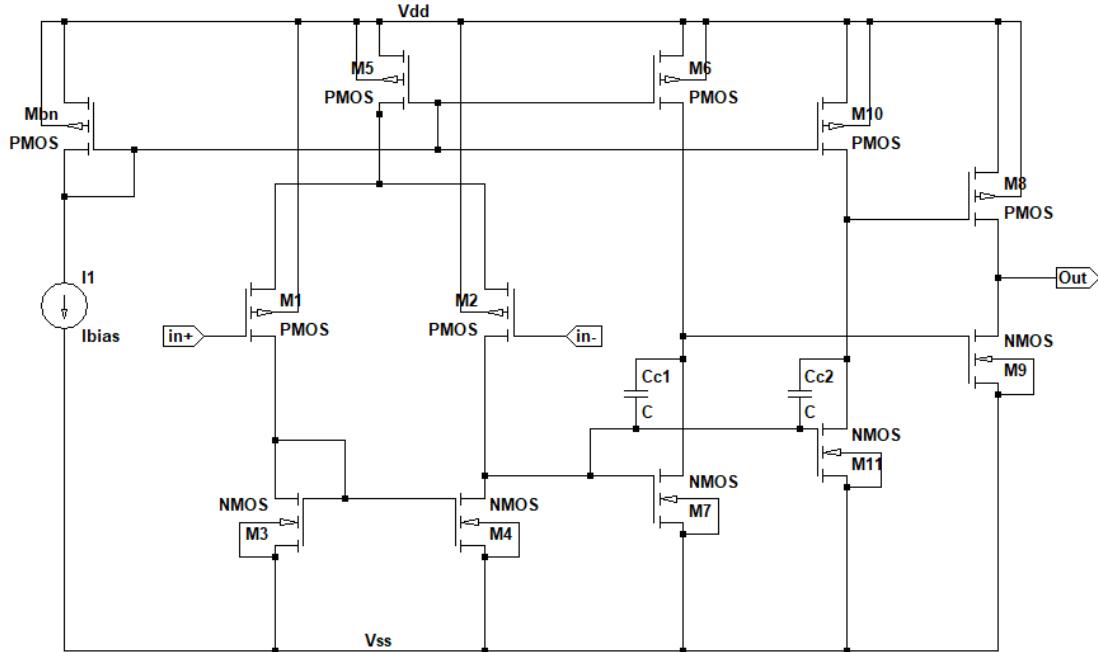


Fonte: Próprio (2018)

2.3.4 Amplificador saída Source Comum

Um circuito proposto por Allen e Holberg (Allen, Holberg, 2002) é mostrado na Figura 17.

Figura 17 – Amplificador Source comum Allen.



Fonte: Próprio (2018)

Segundo Allen e Holberg (Allen, Holberg, 2001), o estágio de saída consiste de um bloco de *crossover* e o bloco de saída propriamente dito. Dois inversores formados por M6, M7 e M10, M11 compõe o bloco de *crossover*. A função deste bloco é prover ganho e compensação além de polarizar os dois transistores do bloco de saída, M8 e M9. O bloco de saída é um amplificador de transcondutância, projetado para ter um ganho unitário quando utilizada uma carga específica.

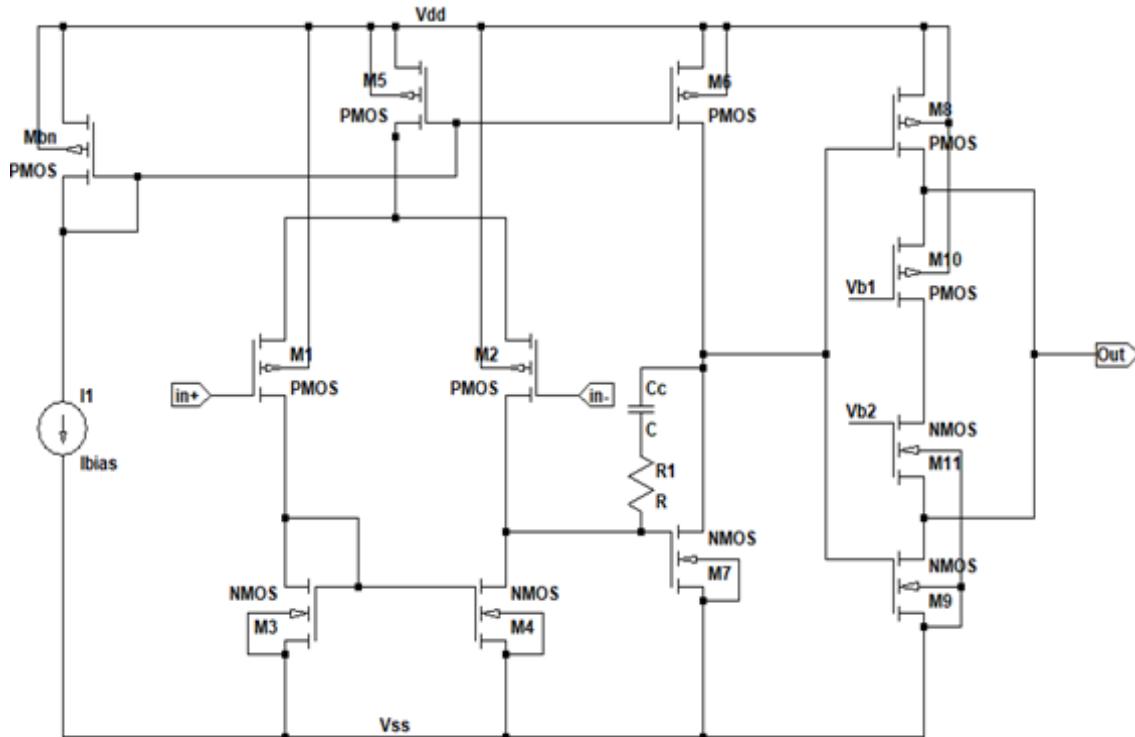
Por utilizar dois transistores em modo *Source Comum* no bloco de saída, esta configuração possui uma impedância de saída $R_{out} = r_{oM8}/r_{oM9}$. Sua excursão de saída é limitada por $V_{ds,sat,M8}$ e $V_{ds,sat,M9}$.

Por permitirem que a saída alcance a máxima/mínima tensões possíveis, V_{DD} e V_{SS} , este estágio de saída permite que o amplificador seja do tipo *rail to rail*.

2.3.5 Amplificador proposto

Visando uma excursão *rail to rail* e uma baixa impedância de saída propõe-se o estágio de saída do circuito da Figura 18.

Figura 18 – Circuito *Rail to rail*, Low Impedance proposto.



Fonte: Próprio (2018)

Neste amplificador são utilizados os transistores M8 e M9 como *Source comum* para se obter uma saída *rail to rail* ou limitada por V_{dsatM8} e V_{dsatM9} . Além disso, utilizam-se M10 e M11 como *Gate Comum*. Como visto na seção 2.1.12.2, a impedância de entrada de um *Gate Comum* é $R_{out} \approx \frac{1}{gm}$. Com este valor, pode-se estimar a impedância de saída do amplificador que será $R_{out} \approx \frac{1}{gmM10} // \frac{1}{gmM11} // r_{oM8} // r_{oM9} \approx \frac{1}{gmM10 + gmM11}$.

2.4 Meta heurística

Com o aumento da complexidade de problemas computacionais, métodos exatos podem ser difíceis de ser aplicados na resolução de problemas muito complexos por demandarem tempos não praticáveis para alcançar uma solução. Como alternativa, surgem os algoritmos Heurísticos e Metaheurísticos. Os métodos Heurísticos usam técnicas de proximidade ao objetivo para excluir soluções não atraentes antes mesmo de simulá-las, acelerando o processo de otimização. Por não verificar todas as soluções possíveis estes métodos não garantem que a melhor solução foi encontrada, podendo tender a máximo-mínimos locais e não ao máximo-mínimo global. Ao se utilizar técnicas apropriadas para reduzir este problema, os algoritmos Heurísticos se provaram muito eficientes para encontrar boas soluções em tempo razoável.

A Metaheurística consiste em utilizar métodos Heurísticos para problemas de uso geral, ou seja, utilizar os métodos de otimização como caixas pretas em problemas de diversas naturezas, como por exemplo, no projeto de circuitos analógicos que é tratado neste trabalho.

A seguir serão detalhados a Algoritmos Genético além duas outras Heurísticas utilizadas neste trabalho.

2.4.1 Algoritmo Genético (GA)

Os Algoritmos Genéticos (GA) fazem parte da área de computação denominada Computação Bioinspirada. Esta área se baseia em conceitos da biologia para a confecção de algoritmos. No caso, o algoritmo genético se baseia no conceito da seleção natural de Darwin na qual os indivíduos mais aptos são selecionados para procriar e gerar as próximas gerações.

Segundo Mitchell (Mitchel, 1998), pode ser dito que um algoritmo genético possui os seguintes elementos: população de cromossomos, seleção de acordo com capacidade, cruzamento para produzir novos genes, e mutação randômica de novos genes.

A seguir serão explicados brevemente estes conceitos.

2.4.1.1 População de Cromossomos

O processo se inicia ao gerar um conjunto de indivíduos chamado de população. Cada indivíduo é uma solução para o problema que se deseja resolver.

Um indivíduo é representado por um conjunto de parâmetros, conhecidos como Genes, que unidos formam um Cromossomo (solução). Normalmente estes cromossomos são gerados de maneira aleatória, mas caso esteja disponível um conhecimento inicial a respeito do problema, este pode ser utilizado na geração da primeira população de cromossomos

2.4.1.2 Seleção

A população de cromossomos gerada é submetida a uma função de seleção que classifica os melhores, e elimina os piores. Esta função de seleção é usada para condensar, em uma única figura de mérito, o quanto próximo da solução um cromossomo está.

2.4.1.3 Cruzamento

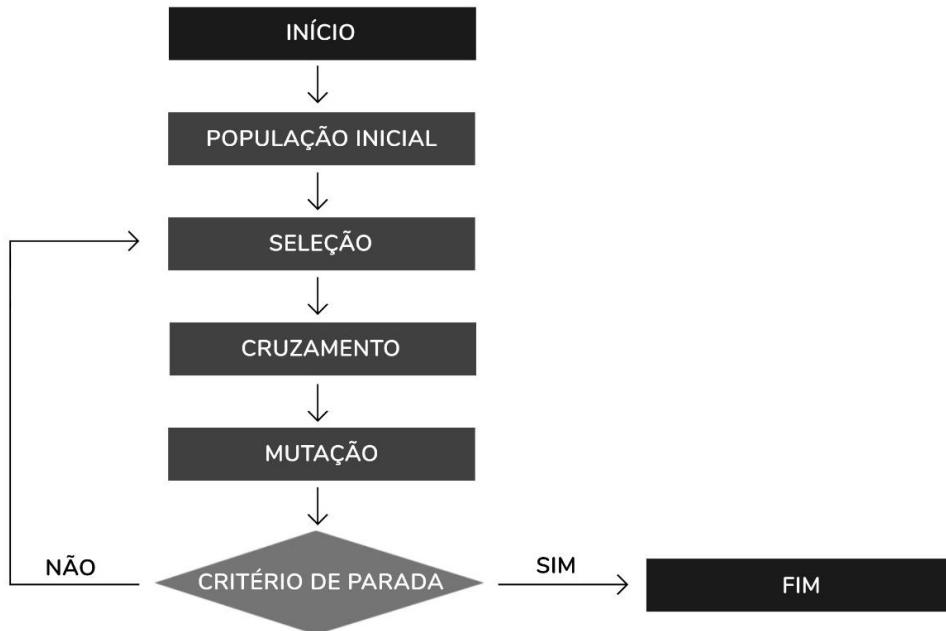
Os cromossomos classificados pela função de seleção são cruzados, misturando seus Genes para gerar novos cromossomos, que por sua vez passarão pela mesma seleção de seus progenitores.

2.4.1.4 Mutação

Consiste na inserção de uma variação aleatória nos genes de algum cromossomo visando expandir a diversidade genética das soluções. Esta é uma etapa importante para evitar máximos-mínimos locais.

O processo completo de otimização por meio de um algoritmo genético é cíclico, mostrado na Figura 19, e termina quando se alcança a solução do problema.

Figura 19 – Fluxograma Algoritmo Genético.



Fonte: Próprio (2018)

2.4.2 Particle Swarm Optimization (PSO)

O algoritmo *Particle Swarm Optimization* (PSO) também faz parte da área de Computação Bioinspirada, e tem como base o comportamento social coletivo de animais como bandos de pássaros ou cardumes de peixes.

Sua base é semelhante ao Algoritmo Genético por também inicializar com uma população de soluções randômicas e buscar pela melhor solução evoluindo a população.

Diferente do GA, o PSO não possui operadores evolutivos como cruzamentos ou mutação. No PSO, as soluções são chamadas de partículas, que “voam” pelo espaço de soluções. Assim como em um bando de pássaros observa-se que o movimento de cada indivíduo é influenciado tanto por suas experiências próprias quanto pelas experiências do grupo.

Cada partícula é independente e possui uma posição e um vetor velocidade. Cada posição representa uma solução do problema, e cada vetor de velocidade representa para que lugar do espaço de soluções a partícula tende a ir. Conforme as partículas percorrem o espaço de soluções, estas são testadas por uma função de solução, até se encontrar a melhor avaliada. Encontrada a melhor solução, todos os vetores

velocidade são atualizados considerando a melhor solução até então, fazendo com que as partículas tendam à melhor solução. Após isso são atualizadas as posições de acordo com a direção e valor dos vetores de velocidade.

Assim como no GA o processo de avaliação e atualização de soluções é repetido formando as iterações do PSO. O programa faz diversas iterações até que uma condição de parada seja atingida, normalmente o encontro de uma solução adequada ou a execução de um número limite de interações.

Simulated Annealing (SA)

O algoritmo recozimento simulado ou Simulated Annealing (Kirkpatrick, Gellat, & Vecchi, 1983), é um algoritmo heurístico que se baseia em processos termodinâmicos utilizados na metalurgia e tem a característica principal de poder escapar de mínimos locais por aceitar, com certa probabilidade, soluções piores do que a presente.

O processo físico no qual o algoritmo se baseia chama-se recozimento, e é comumente utilizado na área de metalurgia. Este consiste no aquecimento de um sólido cristalino a temperaturas ligeiramente abaixo de sua temperatura de fusão, seguido então de um resfriamento lento do objeto. Após o aquecimento os átomos estão altamente desordenados, e o resfriamento lento permite que estes percam energia lentamente, fazendo com que as estruturas cristalinas se organizem de maneira mais regular.

Segundo Weber (Weber, Tiago Oliveira, 2015), no algoritmo, a temperatura é um parâmetro utilizado para cálculo da probabilidade de aceitação de uma resposta pior que a atual. A alta temperatura inicial permite que novas soluções piores que as anteriores sejam aceitas. A medida que a temperatura decresce, o algoritmo reduz a probabilidade de aceitação destas respostas piores e começa a permitir que apenas soluções melhores sejam adotadas.

Assim como as heurísticas já apresentadas, este algoritmo possui um ciclo de geração de escolha de soluções. O ciclo do SA consiste nos seguintes passos:

- **Modificação:** Modifica-se a solução atual para que se obtenha uma nova solução.
- **Avaliação:** A solução em questão passa por uma função de seleção que avalia a qualidade da solução.

- **Decisão:** Decide-se se a nova solução será utilizada em função da sua avaliação. Se a nova solução for melhor que a atual ela é escolhida. Caso ela seja pior, calcula-se a probabilidade de aceitação da solução baseado na temperatura atual e na diferença da avaliação entre as duas soluções. Com base nessa probabilidade, substitui a solução atual pela modificada ou descarta-se a modificada.
- **Redução do parâmetro de controle:** Reduz-se a temperatura do sistema, o que faz com que a probabilidade de aceitação de soluções piores gradualmente diminua.

Semelhante ao que acontece no GA e PSO, a repetição dos passos acima formam as iterações do SA, e estas iterações são repetidas até que seja atingida uma condição de parada, normalmente o encontro de uma solução adequada, a execução de um número limite de interações ou, no caso deste algoritmo, uma temperatura mínima seja alcançada.

3. Metodologia

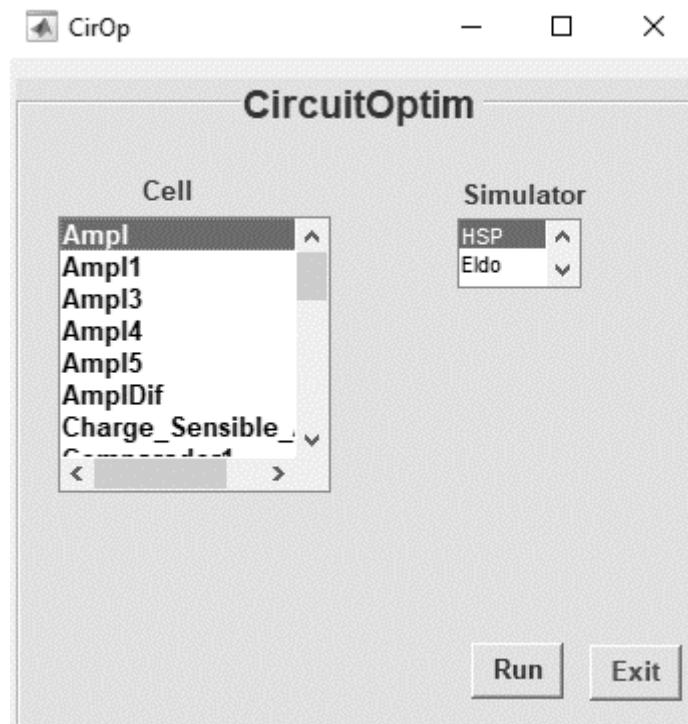
Serão apresentados neste capítulo o programa de otimização utilizado no projeto, bem como a metodologia utilizada para realizar a medida de impedância de saída. Por fim, são explicados como foram distribuídos os parâmetros de otimização para cada circuito proposto.

3.1. Plataforma do projeto

Este projeto foi desenvolvido em cima de um *framework* de projeto e otimização de circuitos analógicos chamado CirOp. Neste *framework* o projeto/otimização é realizado aplicando-se methaeuristicas, que trabalham com avaliações dos circuitos feitas através de simulações elétricas. Os algoritimos aplicados visam sempre à redução, minimização, de uma nota de avaliação do circuito, seu *score*.

A Figura 20 apresenta o primeiro menu do programa. Neste menu é possível selecionar a célula que se deseja otimizar além do simulador elétrico que será utilizado.

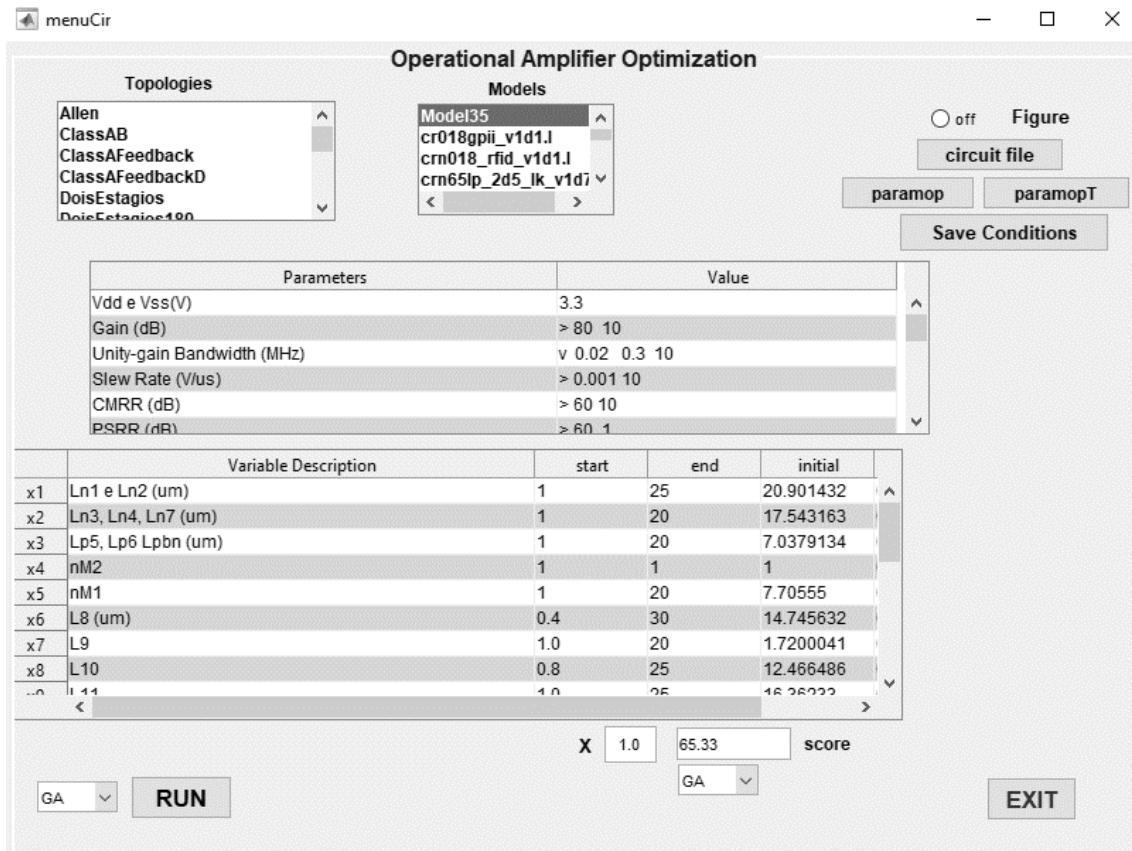
Figura 20 – Menu1 CirOp.



Fonte: Próprio (2018)

Cada célula possui um conjunto de topologias diferentes para otimização. Cada topologia possui seus parâmetros e suas variáveis. As topologias, parâmetros e variáveis são acessados a partir do segundo menu do programa, Figura 21.

Figura 21 – Menu2 CirOp.



Fonte: Próprio (2018).

Neste, define-se qual topologia será usada (“Topologies”), qual modelo de transistor será utilizado (“Models”), os parâmetros e seus valores (“Parameters” e “Value”), as variáveis de otimização bem como seus limites e valor inicial (“Variable Description” “start” “end” “initial”), além de qual metaheurística será utilizada.

3.1.1. Parâmetros de avaliação do circuito

Como explicado na seção 2.1. amplificadores operacionais possuem características que os definem e servem para avaliar a sua qualidade e/ou sua finalidade.

No programa CirOp os valores dos parâmetros fornecem algumas condições utilizadas, como por exemplo as tensões de alimentação, e as especificações desejadas. Estes valores são apresentados na coluna “Value” ao lado de “Parameters”. O programa CirOp disponibiliza funções para construir uma nota para uma especificação qualquer do circuito, as chamadas funções de score. Essa nota é dada a partir do valor da especificação, obtida por meio de simulações elétricas. As funções disponíveis no programa são apresentadas nas Figuras 22 e 23. A nota total de um circuito é obtida pela soma dos quadrados das notas calculadas a partir do resultado de cada especificação.

Em cada função apresentada na figura, mostra-se a forma da curva (score X resultado) obedecida, além de como a função deve ser escrita. Assim a função de score “/ 1 10” é uma reta passando pelo ponto (0; 0) e com inclinação 10. Ha, como pode ser visto, dez funções diferentes. A mais complicada delas é a função “w x₁, y₁, x₂, y₂, x₃, y₃ ... p”, onde a curva (score X resultado) é descrita ponto a ponto.

Figura 22 – Funções de score 1

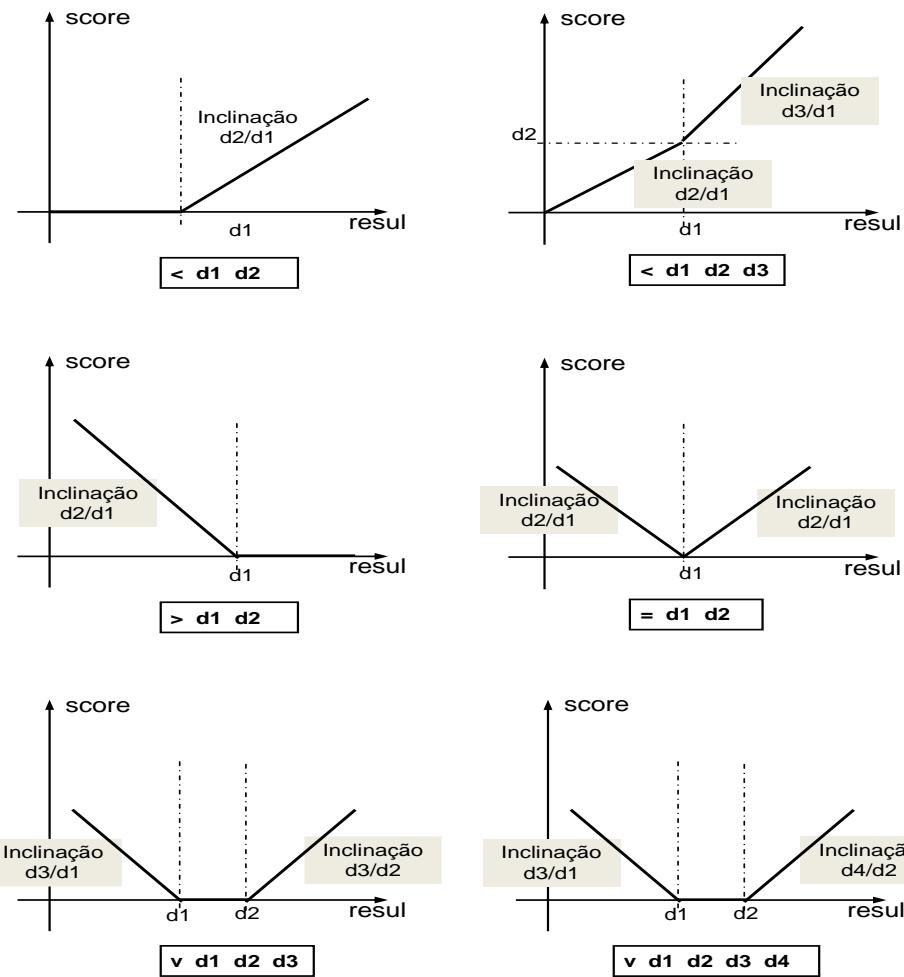
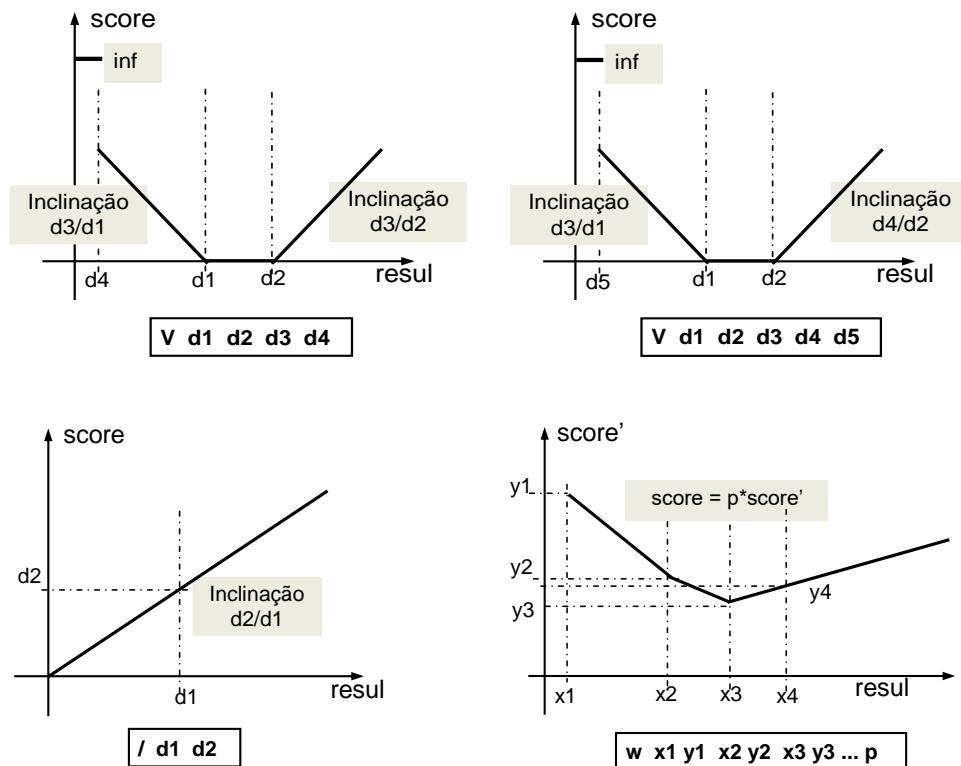


Figura 23 – Funções de score 2



Os valores dos parâmetros, condições e especificações, utilizados para avaliar os circuitos neste trabalho estão apresentados na Figura 24.

Figura 24 – Parâmetros dos circuitos.

Parameters	Value
Vdd e Vss(V)	3.3
Gain (dB)	> 80 10
Unity-gain Bandwidth (MHz)	v 0.02 0.3 10
Slew Rate (V/us)	> 0.001 10
CMRR (dB)	> 60 10
PSRR (dB)	> 60 1
Phase-margin Range (Degree)	v 45 60 10
Common Mode Voltage Range (V)	1.1 2.5
CMRR Bandwidth (Hz)	1 1000
Input Noise (uV)	< 500 0
Input offset (mV)	< 0.2 1
Area (um X um)	/ 1000000 1
Power (uW)	/ 500 1
High Output level (V)	> 3.2 1
Low Output level (V)	< 0.1 1
Output impedance (Ohm)	v 1000 2000 2
Constants	5.0 1 100
Weak Inversion Transistors	
Weights (WTran)	1

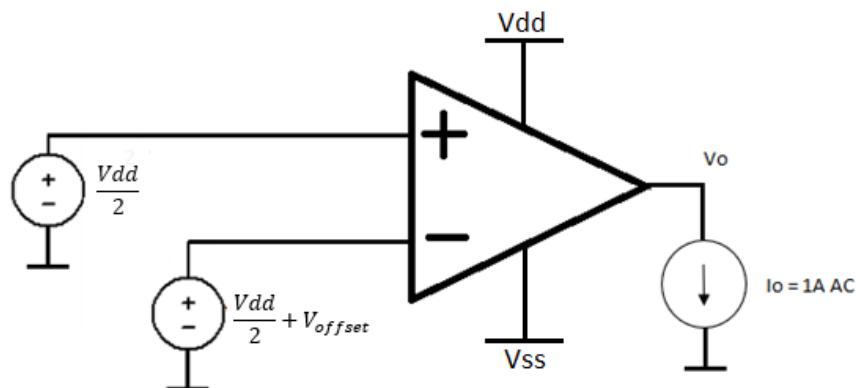
Fonte: Próprio (2018)

3.2. Medida da Impedância de saída do amplificador.

Para medir a impedância foi realizada uma análise AC em frequência com o amplificador tendo em suas entradas praticamente o mesmo valor de tensão, havendo apenas uma pequena tensão adicional, de centésimos de mV, aplicada a entrada negativa para compensação de offset.

Na análise AC realizada pelos simuladores elétricos, primeiramente são calculados os pontos de operação DC, depois os componentes são substituídos por seus modelos lineares de pequenos sinais, para, por fim, inserir os estímulos AC e analisar a resposta do circuito linearizado. Sabendo disso, foi incluída uma fonte de corrente AC de 1,0 A na saída do Amplificador Operacional e medida a tensão de saída, como mostrado na Figura 25. Por possuir magnitude DC de valor zero, a fonte não compromete a polarização do circuito, e como se trata de um estímulo AC, é possível utilizar grandes magnitudes de sinal como por exemplo 1,0 A.

Figura 25 – Circuito para o cálculo da impedância de saída.



Fonte: Próprio (2018)

A impedância de saída do circuito é dada pela tensão que aparece na saída, dividida pela corrente de saída, como mostra a relação abaixo.

$$R_o = \frac{V_o}{I_o} \quad (11)$$

Ao utilizarmos uma corrente $I_o = 1,0 \text{ A}$, a impedância de saída será simplesmente V_o .

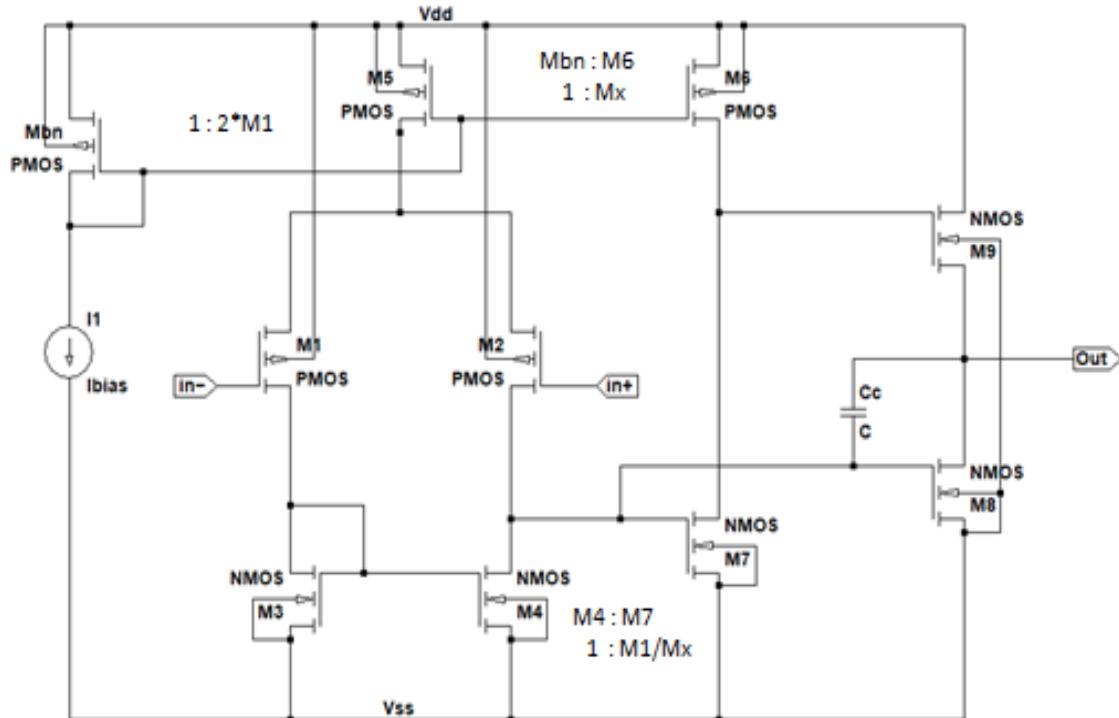
3.3 Amplificadores Operacionais projetados

Como comentado na seção 2.3. foram projetados cinco amplificadores operacionais com diferentes estágios de saída, para se testar a função de medida de impedância de saída. A seguir será explicado como os amplificadores foram projetados pelo programa CirOp.

3.3.1 Amplificador Classe A.

Como explicado na seção 2.3.1. o circuito da Figura 26 trata-se de um amplificador classe A.

Figura 26 – Amplificador classe A.



Fonte: Próprio (2018)

Para que o circuito seja otimizado pelo programa CirOp, define-se quais parâmetros de projeto devem ser otimizados. As variáveis de projeto definidas para o circuito Classe A estão apresentadas na Tabela 4.

Tabela 4 – Variáveis de projeto do Amplificador classe A.

Variáveis	Parâmetros
X1	L - <i>length</i> , dos transistores M1 e M2
X2	L - <i>length</i> , dos transistores M3, M4 e M7
X3	L5, L6, Lbn <i>length</i> , dos transistores M5, M6 e Mbn
X4	L8 - <i>length</i> , dos transistores M8
X5	L9 - <i>length</i> , dos transistores M9
X6	W1, W2 - <i>width</i> , dos transistores M1 e M2
X7	W3, W4, W7 - <i>width</i> , dos transistores M3, M4 e M7
X8	W5, W6, Wbn - <i>width</i> , dos transistores M5, M6 e Mbn
X9	W8 - <i>width</i> , dos transistores M8
X10	W9 - <i>width</i> , dos transistores M9
X11	Relação entre as dimensões de Mbn e M6 (Mx)
X12	Cc - Capacitor de compensação
X13	Log ₁₀ (Ibias) - Logaritmo da corrente de polarização

Observe que alguns dos transistores utilizados possuem as mesmas dimensões, diferindo apenas na multiplicidade, ou seja, no número de transistores de mesma dimensão utilizados em paralelo. Isso é necessário para que no *layout* o casamento dos transistores possa ser realizado, o que é importante para garantir relações entre as correntes e tensões do circuito. Este é o caso dos transistores Mbp e M6, em que M6 é formado de Mx transistores iguais a Mpb colocados em paralelo.

No circuito os transistores M1 e M2 formam um par diferencial e tem, por conta disso, dimensões iguais, definidas por X1 e X6. Os espelhos de corrente M5, M6 e Mbn, também possuem as mesmas dimensões X3 e X8, diferindo apenas pela multiplicidade dos transistores em paralelo, 2*M1 e Mx para M5 e M8, respectivamente. Neste caso o valor de M1 é uma constante e de Mx é dado por X11. Os transistores M3, M4 e M7 também possuem as mesmas dimensões, X2 e X7, diferindo apenas na multiplicidade $\frac{M1}{Mx}$ de M7.

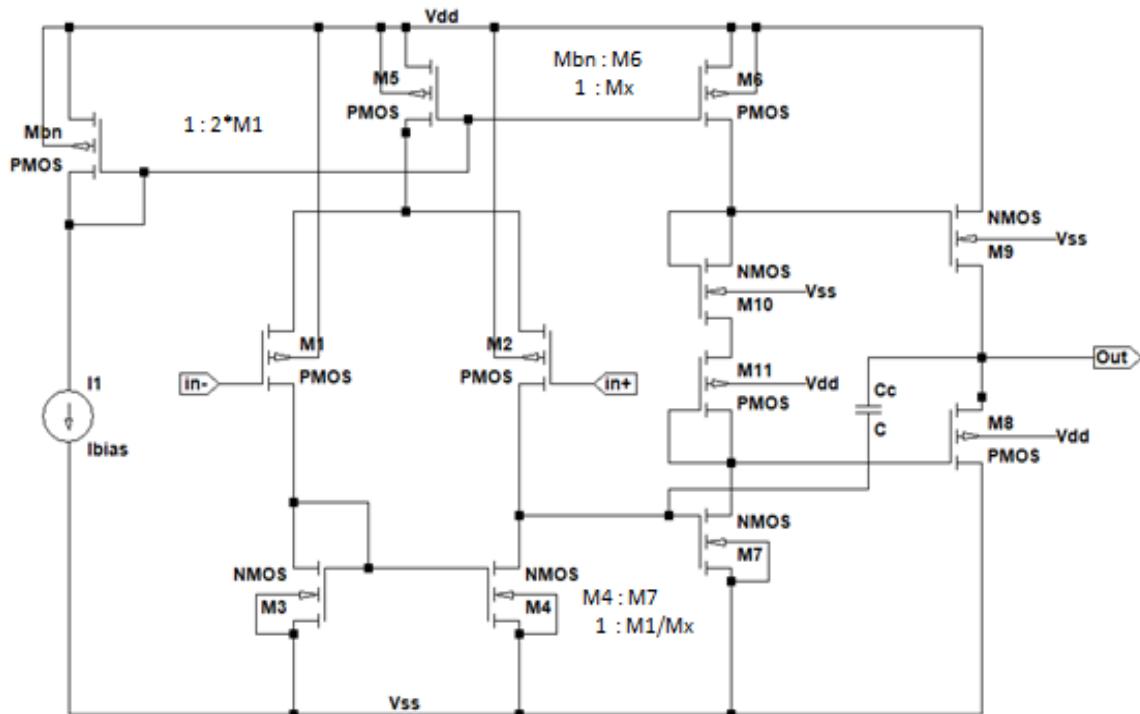
Por fim, o capacitor de compensação é definido pela variável X12, e o logaritmo na base 10 da corrente de polarização Ibias, é definido por X13. Diferentemente das outras variáveis, procura-se uma busca logarítmica para a corrente de polarização. Essa abordagem permite que valores menores de corrente sejam melhor explorados, e assim, circuitos com menor consumo possam ser encontrados.

A descrição do AmpOp Classe A em linguagem SPICE pode ser encontrado no APÊNDICE A.

3.3.2 Amplificador Classe AB

Como explicado na seção 2.3.3. o circuito da Figura 27 trata-se de um amplificador classe AB.

Figura 27 – Amplificador classe AB.



Fonte: Próprio (2018)

As variáveis de projeto definidas para o circuito estão apresentadas na Tabela 5.

Tabela 5 – Variáveis de projeto do Amplificador classe AB.

Variáveis	Parâmetros
X1	L1, L2 - <i>length</i> , dos transistores M1 e M2
X2	L3, L4, L7 - <i>length</i> , dos transistores M3, M4 e M7
X3	L5, L6, Lbn - <i>length</i> , dos transistores M5, M6 e Mbn
X4	L8 - <i>length</i> , do transistor M8
X5	L9 - <i>length</i> , do transistor M9
X6	W1, W2 - <i>width</i> , dos transistores M1 e M2
X7	W3, W4, W7 - <i>width</i> , dos transistores M3, M4 e M7
X8	W5, W6, Wbn - <i>width</i> , dos transistores M5, M6 e Mbn
X9	W8 - <i>width</i> , do transistor M8
X10	W9 - <i>width</i> , do transistor M9
X11	Relação entre as dimensões de Mbn e M6 (Mx)
X12	Cc - Capacitor de compensação
X13	$\text{Log}_{10}(\text{Ibias})$ - Logaritmo da corrente de polarização
X14	L10 - <i>length</i> , do transistor M10
X15	L11 - <i>length</i> , do transistor M11
X16	W10 - <i>width</i> , do transistor M10
X17	W11 - <i>width</i> , do transistor M11

Como no amplificador classe A, foram tomados cuidados para evitar *offsets* sistemáticos. Desta maneira, as dimensões dos transistores M1 e M2 são iguais (X1 e X6), assim como M5, M6 e Mbn (X3 e X8), diferindo na multiplicidade com 2^*M1 e Mx para M5 e M6, respectivamente. Também neste caso o valor de M1 é uma constante e de Mx é dado por X11. Por fim, M3, M4 e M7 possuem as mesmas dimensões (X2 e X7) diferindo apenas na multiplicidade $\frac{M1}{Mx}$ de M7.

Conforme explicado na seção 2.3.3, foram adicionados os transistores M10 e M11 para reduzir a distorção de crossover. Seus parâmetros de projeto são X14 e X16 para M10 e X15 e X17 para M11.

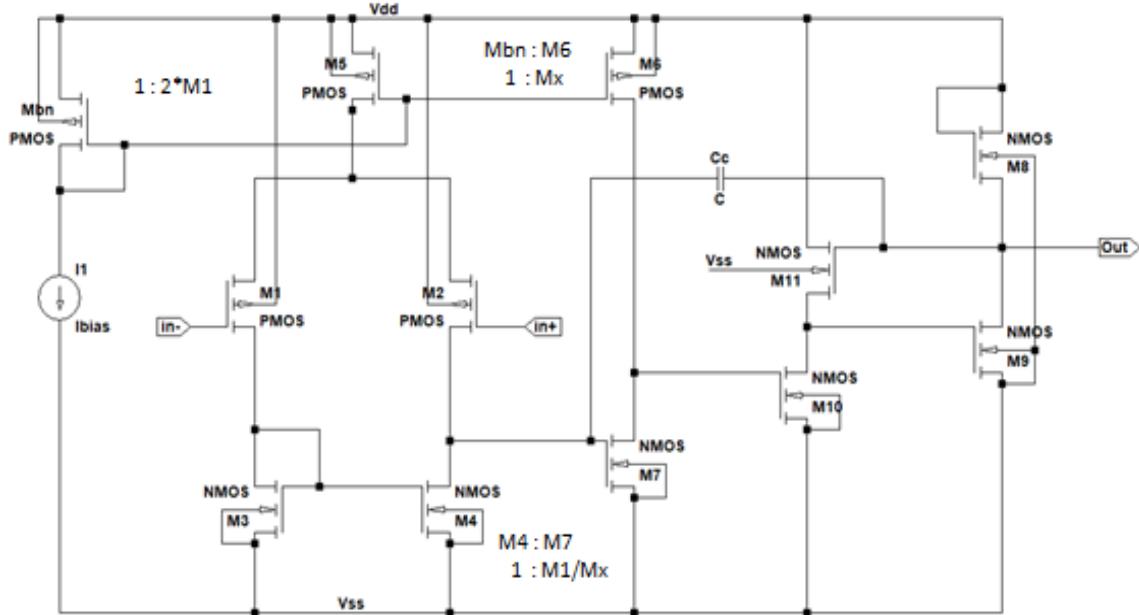
Assim como no amplificador anterior, o capacitor de compensação é definido pela variável X12, e o logaritmo na base 10 da corrente de polarização Ibias, é definido por X13.

A descrição do AmpOp Classe AB em linguagem SPICE pode ser encontrado no APÊNDICE A.

3.3.3 Amplificador classe A com Feedback

Como explicado na seção 2.3.3. o circuito da Figura 28 trata-se de um amplificador classe A com *Feedback*, proposto por Gregorian e Temes.

Figura 28 – Amplificador com *Feedback* Gregorian e Temes.



Fonte: Próprio (2018)

As variáveis de projeto definidas para o circuito estão apresentadas na Tabela 6.

Tabela 6 – Variáveis de projeto do Amplificador classe A com *Feedback*.

Variáveis	Parâmetros
X1	L1, L2 - <i>length</i> , dos transistores M1 e M2
X2	L3, L4, L7 - <i>length</i> , dos transistores M3, M4 e M7
X3	L5, L6, Lbn - <i>length</i> , dos transistores M5, M6 e Mbn
X4	L8 - <i>length</i> , do transistor M8
X5	L9 - <i>length</i> , do transistor M9
X6	W1, W2 - <i>width</i> , dos transistores M1 e M2
X7	W3, W4, W7 - <i>width</i> , dos transistores M3, M4 e M7
X8	W5, W6, Wbn - <i>width</i> , dos transistores M5, M6 e Mbn
X9	W8 - <i>width</i> , do transistor M8
X10	W9 - <i>width</i> , do transistor M9
X11	Relação entre as dimensões de Mbn e M6 (Mx)
X12	Cc - Capacitor de compensação
X13	$\log_{10}(Ibias)$ - Logaritmo da corrente de polarização
X14	L10 - <i>length</i> , do transistor M10
X15	L11 - <i>length</i> , do transistor M11
X16	W10 - <i>width</i> , do transistor M10
X17	W11 - <i>width</i> , do transistor M11

Nota-se que os parâmetros de projeto são os mesmos do amplificador classe AB, diferindo apenas na topologia do circuito. Agora M10 e M11 formam a rede de *Feedback*, mas continuam sendo definidos por X14, e X16 (M10), e X15 e X17 (M11).

Como nos amplificadores classe A e classe AB, foram tomados cuidados para evitar offsets sistemáticos. Desta maneira, as dimensões dos transistores M1 e M2 são iguais (X1 e X6), assim como M5, M6 e Mbn (X3 e X8), diferindo na multiplicidade 2^*M1 e Mx para M5 e M6. Por fim, M3, M4 e M7 também possuem as mesmas dimensões (X2 e X7) diferindo apenas na multiplicidade $x \frac{M1}{M1}$ de M7

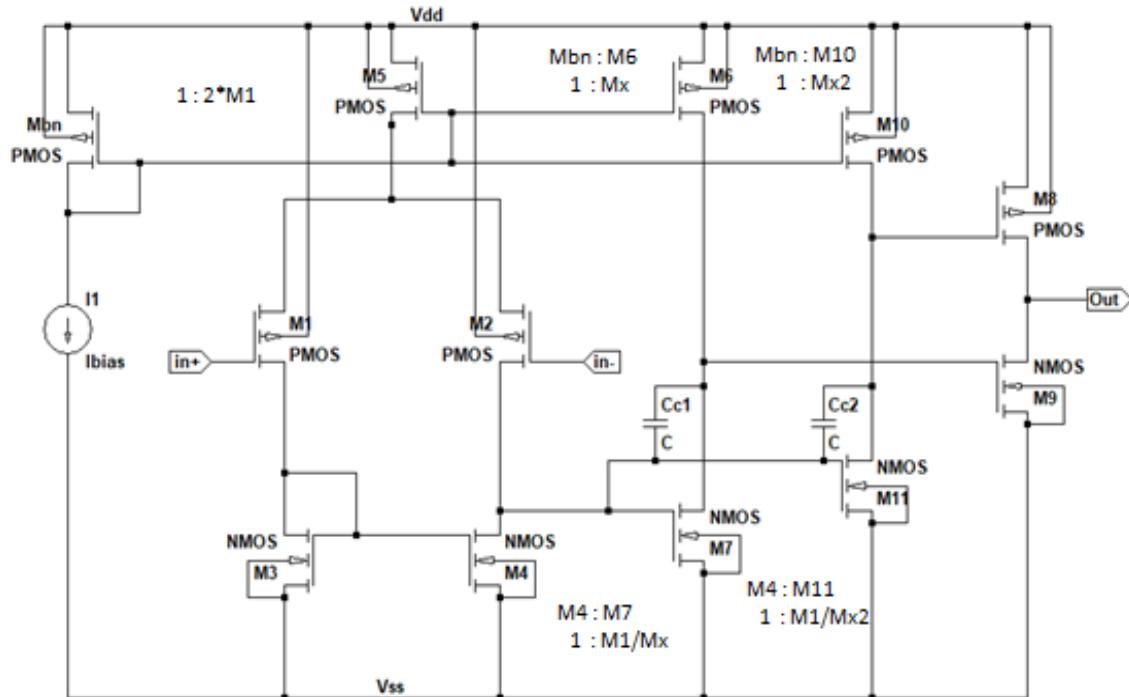
Assim como nos amplificadores anteriores, o capacitor de compensação é definido pela variável X12 e o logaritmo na base 10 da corrente de polarização Ibias, é definido por X13.

A descrição do AmpOp Classe A com *Feedback* em linguagem SPICE pode ser encontrado no APÊNDICE A.

3.3.4 Amplificador saída Source Comum (Allen)

Como explicado na seção 2.3.4. o circuito da Figura 29 trata-se de um circuito proposto por Allen e Holberg (Allen, Holberg, 2002) .

Figura 29 – Amplificador Source comum Allen.



Fonte: Próprio (2018)

As variáveis de projeto definidas para o circuito estão apresentadas na Tabela 7.

Tabela 7 – Variáveis de projeto do Amplificador Allen.

Variáveis	Parâmetros
X1	L1, L2 - <i>length</i> , dos transistores M1 e M2
X2	L3, L4, L7, L10 - <i>length</i> , dos transistores M3, M4, M7 e M10
X3	L5, L6, Lbn, L11 - <i>length</i> , dos transistores M5, M6, Mbn M11
X4	L8 - <i>length</i> , do transistor M8
X5	L9 - <i>length</i> , do transistor M9
X6	W1, W2 - <i>width</i> , dos transistores M1 e M2
X7	W3, W4, W7, W10 - <i>width</i> , dos transistores M3, M4, M7 e M10
X8	W5, W6, Wbn, W11 - <i>width</i> , dos transistores M5, M6, Mbn e M11
X9	W8 - <i>width</i> , do transistor M8
X10	W9 - <i>width</i> , do transistor M9
X11	Relação entre as dimensões de Mbn e M6 (Mx)
X12	Relação entre as dimensões de Mbn e M10 (Mx2)
X13	Cc1 – Capacitor de compensação 1
X14	Cc2 – Capacitor de compensação 2
X15	$\log_{10}(Ibias)$ – Logaritmo da corrente de polarização

Como este amplificador possui dois estágios de amplificação Source comum, além do parâmetro de relação Mx (X11), um novo parâmetro de relação, Mx2, foi criado (X12).

Como nos amplificadores classe A e classe AB, foram tomados cuidados para evitar offsets sistemáticos. Desta maneira, as dimensões dos transistores M1 e M2 são iguais (X1 e X6), assim como M5, M6, Mbn e agora M10 (X3 e X8), diferindo na multiplicidade 2^*M1 para M5, Mx para M6 e Mx2 para M10. Por fim, M3, M4, M7 e agora M11 também possuem as mesmas dimensões (X2 e X7) diferindo na multiplicidade $\frac{M1}{Mx}$ para M7 e $\frac{M1}{Mx2}$ para M11.

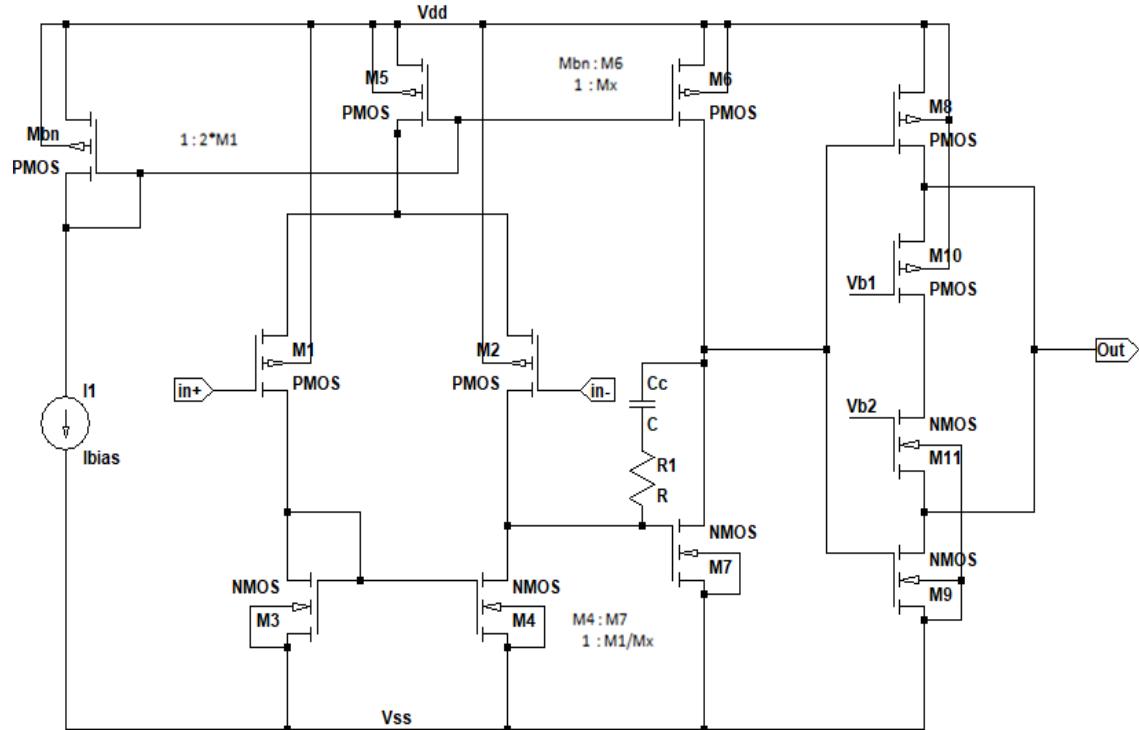
Por necessitar de dois capacitores de compensação, além do parâmetro X13 para Cc1 foi adicionado um novo parâmetro X14 para Cc2. O logaritmo da corrente de polarização é definido por X15.

A descrição do AmpOp Allen em linguagem SPICE pode ser encontrado no APÊNDICE A.

3.3.5 Amplificador proposto

Como explicado na seção 2.3.5. o circuito da Figura 30 trata-se de um circuito proposto neste trabalho.

Figura 30 – Circuito *Rail to rail*, Low Impedance proposto.



Fonte: Próprio (2018)

As variáveis de projeto definidas para o circuito estão apresentadas na Tabela 8.

Tabela 8 – Variáveis de projeto do Amplificador proposto.

Variáveis	Parâmetros
X1	L1, L2 - <i>length</i> , dos transistores M1 e M2
X2	L3, L4, L7 - <i>length</i> , dos transistores M3, M4 e M7
X3	L5, L6, Lbn - <i>length</i> , dos transistores M5, M6 e Mbn
X4	L8 - <i>length</i> , do transistor M8
X5	L9 - <i>length</i> , do transistor M9
X6	L10 - <i>length</i> , do transistor M10
X7	L11 - <i>length</i> , do transistor M11
X8	W1, W2 - <i>width</i> , dos transistores M1 e M2
X9	W3, W4, W7 - <i>width</i> , dos transistores M3, M4 e M7
X10	W5, W6, Wbn - <i>width</i> , dos transistores M5, M6 e Mbn
X11	W8 - <i>width</i> , do transistor M8
X12	W9 - <i>width</i> , do transistor M9
X13	W10 - <i>width</i> , do transistor M10
X14	W11 - <i>width</i> , do transistor M11
X15	Relação entre as dimensões de Mbn e M6 (Mx)
X16	Cc - Capacitor de compensação
X17	$\text{Log}_{10}(I_{bias})$ - Logaritmo da corrente de polarização
X18	Vb1 – Tensão de polarização 1
X19	Vb2 – Tensão de polarização 2
X20	R1 – Resistor de compensação

Como no amplificador classe A, foram tomados cuidados para evitar *offsets* sistemáticos. Desta maneira, as dimensões dos transistores M1 e M2 são iguais (X1 e X6), assim como M5, M6 e Mbn (X3 e X8), diferindo na multiplicidade 2^*M1 para M5 e Mx para M6. Por fim, M3, M4 e M7 também possuem as mesmas dimensões (X2 e X7) diferindo apenas na multiplicidade $\frac{M1}{Mx}$ para M7

Nesta topologia, os transistores M8 e M9 não devem ter as mesmas dimensões de M6 e M7 respectivamente. Assim são adicionados novos parâmetros de projeto para as suas dimensões, sendo X4 e X11 para M8 e X5 e X12 para M9.

Conforme explicado na seção 2.3.5, foram adicionados os transistores M10 e M11 para reduzir a impedância de saída. Seus parâmetros de projeto são X6 e X13 para M10 e X7 e X14 para M11. Além de suas dimensões, estes transistores também precisam de uma tensão de polarização no *gate*. Assim também são adicionados os parâmetros X18, para a tensão de *gate* de M10 (Vb1), e X19, para a tensão de *gate* de M11 (Vb2).

O capacitor de compensação é definido pela variável X16 e o logaritmo na base 10 da corrente de polarização Ibias, é definido por X17.

A descrição do AmpOp proposto em linguagem SPICE pode ser encontrado no APÊNDICE A.

4. RESULTADOS

Neste capítulo serão apresentados os parâmetros obtidos para os circuitos otimizados bem como resultados das simulações feitas neles. Estas simulações visam verificar o funcionamento dos circuitos a eficiência da ferramenta de otimização e validar a medida de impedância de saída que foi adicionada ao CirOp. Por fim discute-se a eficiência do programa de otimização e compara-se os resultados obtidos pelo otimizador e os resultados obtidos ao se utilizar simulador elétrico ELDO.

A ferramenta utilizada para realizar as simulações e gerar os gráficos apresentados aqui foi o simulador elétrico Eldo-MENTOR GRAPHICS (ELDO, 2018), que é diferente do simulador utilizado nas otimizações, o Hspice-SYNOPSYS (HSPICE, 2018). A razão para isso é que apenas para o ELDO se tem disponível ferramentas gráficas. Por se tratar de outra ferramenta, que utiliza modelos ligeiramente diferentes, algumas pequenas diferenças entre os resultados são esperadas.

Na otimização foi utilizada a tecnologia da Austrian Micro Systems (AMS) CMOS de $0,35\text{ }\mu\text{m}$, com os modelos típicos (AUSTRIAMICROSYSTEMS, 2018). Para aplicar qualquer outra tecnologia basta alterar o arquivo de tecnologia e, caso necessário, alterar o limite inferior das variáveis que implicam dimensões dos componentes.

Para a avaliação de cada circuito, o otimizador requer que se atribua uma função de score para cada um dos parâmetros de especificação, conforme já explicado nas Figuras 22 e 23. As funções utilizadas estão apresentadas na Tabela 9.

Tabela 9 – Pesos e funções de avaliação

Critério de desempenho	Ganho (dB)	Freq. de ganho unitário (MHz)	CMRR (dB)	PSRR (dB)	Margem de fase ($^{\circ}$)	Slew rate (V/us)
Função score	> 80 10	V 0,02 0,3 10	> 60 10	> 60 1	V 45 60 10	> 0,001 10
Peso do score	10	10	10	1	10	10
Critério de desempenho	Potência (uW)	Área (um x um)	Offset (mV)	VoutMax (V)	VoutMin (V)	Impedância de saída (Ω)
Função score	/500 1	/1000000 1	< 0,2 1	> 3,2 1	< 0,1 1	V 1k 2k 2
Peso do score	1	1	1	1	1	2

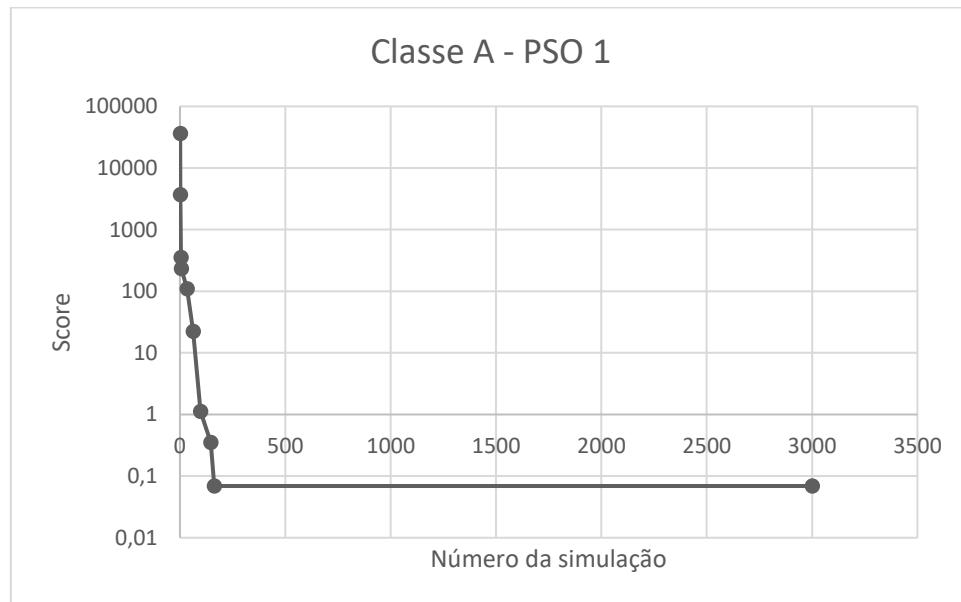
Para explorar de maneira eficiente o espaço de soluções possíveis, todos os amplificadores passaram por três baterias de otimização, a explicação de cada uma delas está a seguir. As metaheurísticas utilizadas para otimização foram a *Particle Swarm Optimization* e uma variação do algoritmo *Simulated Annealing (SAM)*(Weber, Tiago Oliveira, 2015). O numero de partículas utilizadas no PSO foi igual ao dobro das variáveis do circuito otimizado. As baterias são:

- Primeira bateria: quatro otimizações independentes utilizando a metaheurística PSO. Em cada otimização se iniciou com as posições das partículas escolhidas aleatoriamente e analisaram-se cerca de 3000 circuitos;
- Segunda bateria: duas otimizações dependentes, utilizando a metaheurística PSO. Na primeira otimização, uma das partículas iniciais foi o melhor resultado da primeira bateria e na segunda otimização, uma das partículas iniciais foi o melhor resultado obtido na primeira otimização desta mesma bateria. Em cada otimização analisaram-se cerca de 3000 circuitos;
- Terceira bateria: duas otimizações dependentes, utilizando a metaheurística SAM. Na primeira otimização, a solução inicial foi o melhor resultado da segunda bateria e na segunda otimização, a solução iiinal foi o melhor resultado obtido na primeira otimização desta bateria. Em cada otimização analisaram-se cerca de 3000 circuitos.

4.1 Amplificador Classe A

A Figura 31 apresenta o gráfico de *score* x número de circuitos simulados para a otimização que melhor resultado alcançou na primeira bateria de simulações do Amplificador Classe A.

Figura 31 – Score x número de elementos simulados. Otimização com melhor resultado na primeira bateria de otimizações (PSO com 3000 iterações).

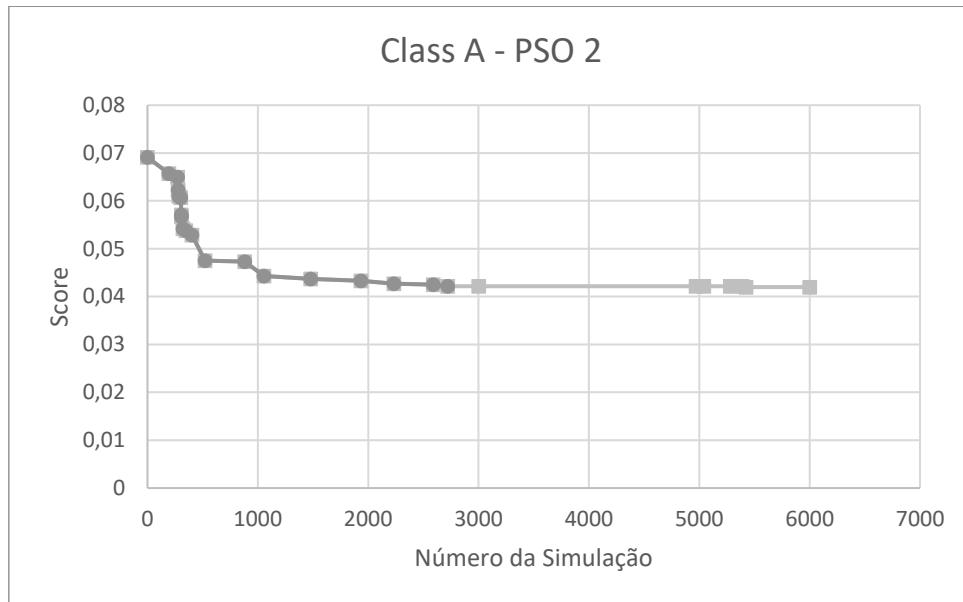


Fonte: Próprio (2018)

Verifica-se que rapidamente (menos de 300 simulações) o *score* do circuito melhorou em seis ordens de grandeza, atingindo o valor de 0,0691. Apesar dessa convergência rápida o otimizador não conseguiu melhorar o circuito nas iterações que se seguiram.

A Figura 32 apresenta o gráfico de *score* x número de circuitos simulados da segunda bateria de otimizações. Como se tratam de duas otimizações de 3000 circuitos, na qual a segunda otimização utiliza como uma solução inicial a melhor solução alcançada pela primeira, as duas otimizações estão representadas no mesmo gráfico. Nele os 3000 primeiros circuitos corresponde a primeira otimização; os 3000 últimos, a segunda.

Figura 32 – Segunda bateria de otimizações, metaheurística PSO com 3000 iterações (score x número de elementos simulados).

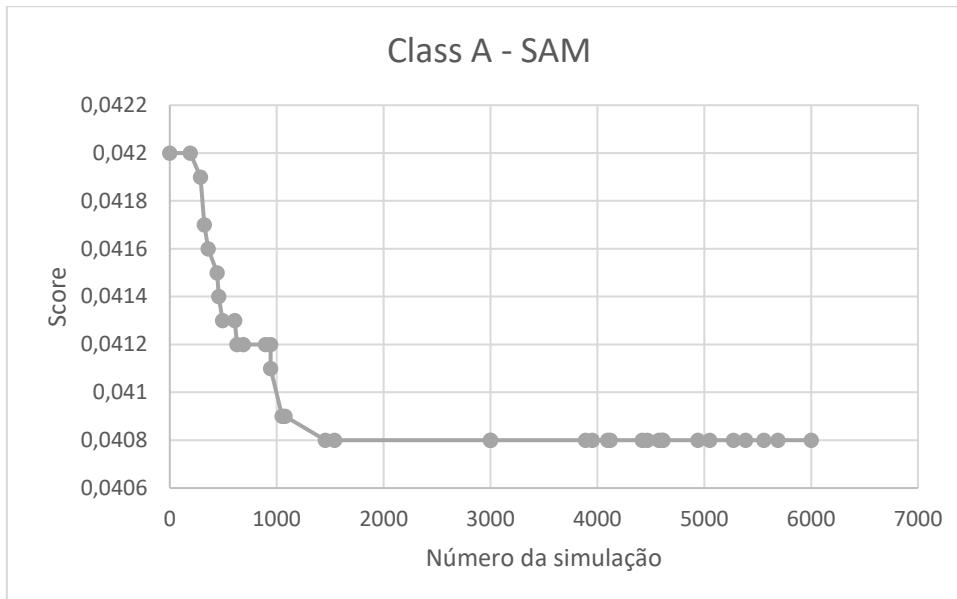


Fonte: Próprio (2018)

Na segunda bateria, o *score* do circuito já inicia com valor baixo e assim o otimizador concentra os esforços em melhorar os parâmetros de menor peso. Em consequência a otimização reduz lentamente o valor do *score*. Nesta bateria o *score* passou de 0,0691 para 0,0422.

A Figura 33 apresenta o gráfico de *score* x número de circuitos simulados da terceira bateria de otimizações. Como se tratam de duas otimizações de 3000 circuitos, na qual a segunda otimização utiliza como uma solução inicial a melhor solução alcançada pela primeira, as duas otimizações estão representadas no mesmo gráfico. Nele os 3000 primeiros circuitos corresponde a primeira otimização; os 3000 últimos, a segunda.

Figura 33 – Terceira bateria de otimizações, metaheurística SAM com 3000 iterações (score x número de elementos simulados).



Fonte: Próprio (2018)

Semelhantemente a bateria anterior, pelo circuito já estar bem otimizado, os avanços alcançados na terceira bateria não foram tão expressivos, melhorando o score de 0,042 para 0,0408. Esta última bateria serve mais para verificarmos se não estamos em um mínimo local e, caso não se esteja, melhorar ao máximo o resultado obtido anteriormente.

Os valores dos parâmetros otimizados conseguidos após as baterias de otimizações estão apresentados na Tabela 10.

Tabela 10 – Variáveis de projeto do Amplificador classe A.

Variáveis	Parâmetros	Resultado
X1	L1, L2 (um)	1,18
X2	L3, L4, L7 (um)	10,56
X3	L5, L6, Lbn (um)	10,94
X4	L8 (um)	0,40
X5	L9 (um)	0,45
X6	W1, W2 (um)	31,68
X7	W3, W4, W7 (um)	42,28
X8	W5, W6, Wbn (um)	191,63
X9	W8 (um)	192,56
X10	W9 (um)	197,80
X11	Mx	11
X12	Cc (pF)	4,08
X13	$\log_{10}(Ibias)$	-0,982

Os valores obtidos para as especificações desejadas do circuito e das simulações utilizando o simulador ELDO estão apresentados na Tabela 11.

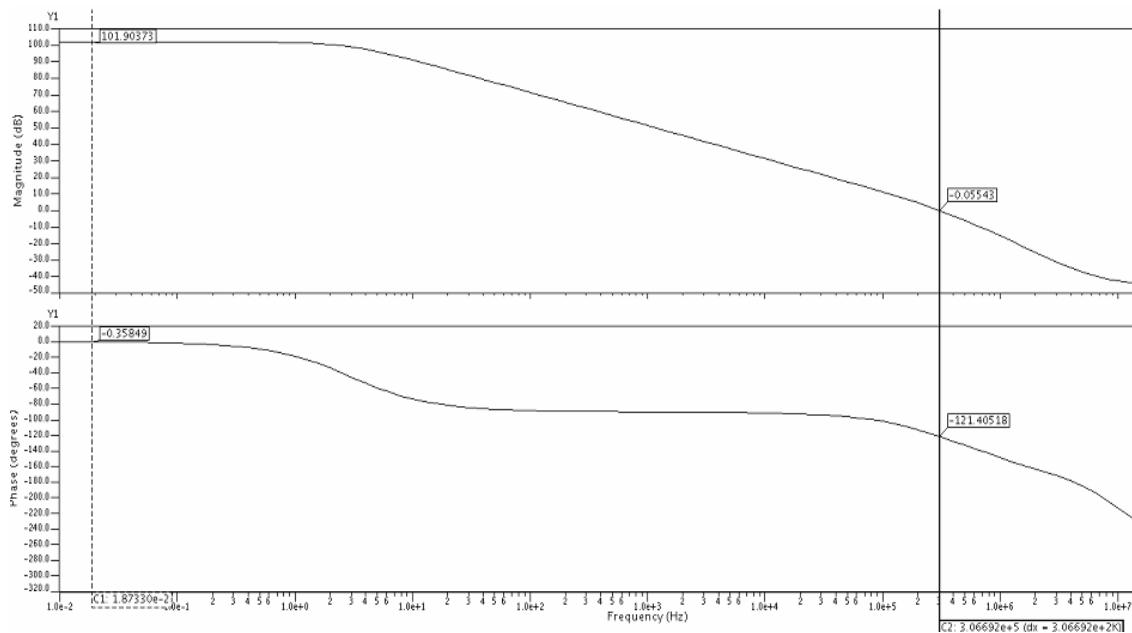
Tabela 11 – Especificações de desempenho obtidos pelo otimizador e pela simulação no ELDO (típico)

Especificações	Score	Ganho	Freq. de ganho unitário	CMRR	PSRR	Margem de fase	Slew rate
Cirop	0,0408	110 dB	260 kHz	99 dB	98 dB	51°	0,11V/μs
Valor obtido ELDO		102 dB	306 kHz			59°	0,11V/μs
Especificações	Potência	Área		Offset	VoutMax		Impedância de saída
CirOp	35 μW	10 kμm ²		7.8e-5 V	2,8 V		2,0 kΩ
Valor obtido ELDO				7,7e-5 V	2,6 V		1,14 kΩ

Nota-se que os valores simulados não são exatamente iguais aos obtidos na ferramenta CirOp mas próximos. Esta diferença é atribuída a diferença de modelos entre os simuladores HSPICE e ELDO.

A Figura 34 apresenta o diagrama de bode do amplificador, capturado em uma análise AC.

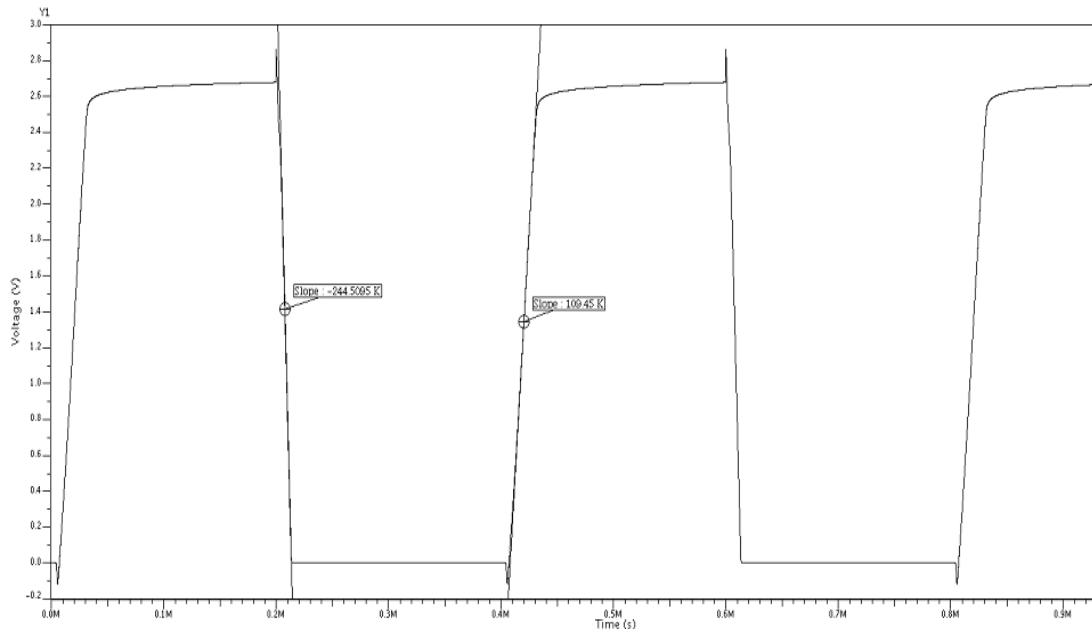
Figura 34 - Diagrama de bode, ganho e fase, do Amplificador Classe A. O ganho DC é de 102 dB e a fase, para ganho unitário, é de -121° .



Fonte: Próprio (2018)

Também foi realizada uma simulação transitória aplicando-se um degrau na entrada do amplificador. A Figura 35 apresenta a resposta do circuito no tempo, e o seu *Slew rate*.

Figura 35 - Resposta do circuito a um degrau. O *Slew Rate* é de 0,11 V/ μ s.

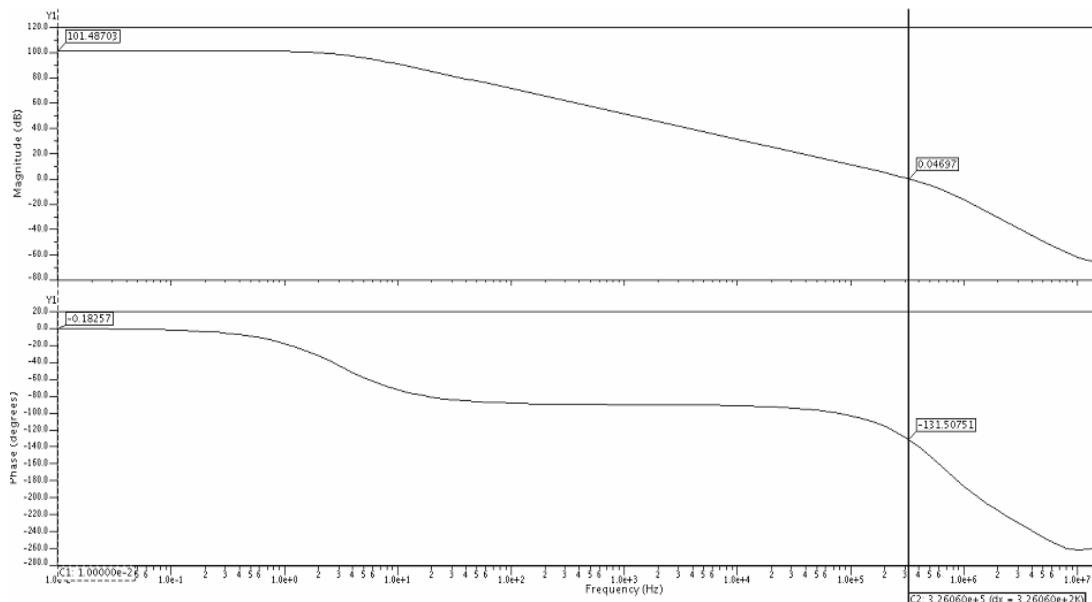


Fonte: Próprio (2018)

Verifica-se que a excursão de saída também funciona como o previsto.

Para verificar o funcionamento do circuito com uma carga, foi simulado sua operação em malha aberta com uma resistência de 2,0 kOhms na saída. O resultado da simulação AC está apresentado na Figura 36.

Figura 36 - Diagrama de bode, ganho e fase, do Amplificador Classe A com uma carga de 2,0 kOhms. O ganho DC é de 101 dB e a fase, para ganho unitário, é de -131°.



Fonte: Próprio (2018)

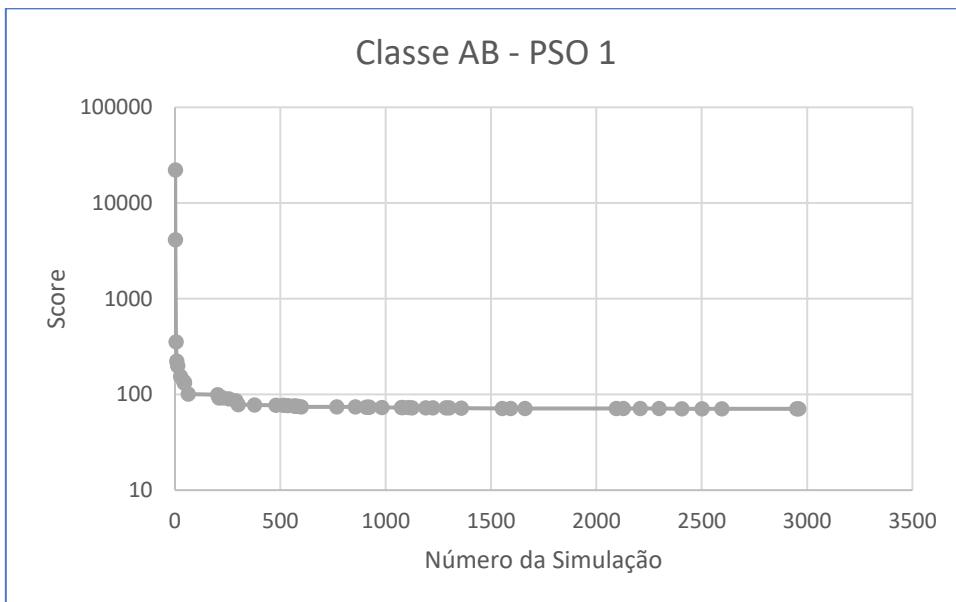
Verifica-se que ao inserir a carga, o ganho do amplificador praticamente se mantém, passando de 101,9 dB, para 101,48 dB. Houve, no entanto, uma maior mudança na margem de fase, de 59º para 49º.

Percebe-se que o amplificador classe A atingiu todas as especificações definidas com exceção da excursão de saída, o que já era esperado devido a sua arquitetura. Além de se comportar bem com uma carga resistiva na saída, mantendo o seu ganho e diminuindo ligeiramente sua margem de fase.

4.2 Amplificador Classe AB

A Figura 37 apresenta o gráfico de score x número de circuitos simulados para a otimização que melhor resultado alcançou na primeira bateria de simulações do Amplificador Classe AB.

Figura 37 – Score x número de elementos simulados. Otimização com melhor resultado na primeira bateria de otimizações (PSO com 3000 iterações).

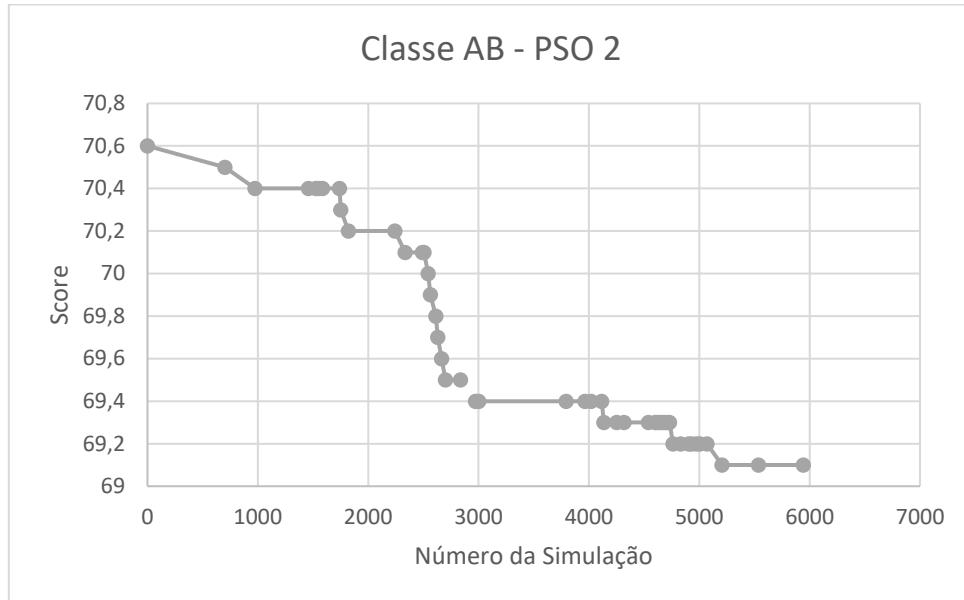


Fonte: Próprio (2018)

Verifica-se que rapidamente (menos de 300 simulações), o score do circuito melhorou em três ordens de grandeza, atingindo o valor de 70,6. Apesar dessa convergência rápida o otimizador não conseguiu melhorar o circuito expressivamente nas iterações que se seguiram.

Figura 38 apresenta o gráfico de score x número de circuitos simulados da segunda bateria de otimizações. Nele os 3000 primeiros circuitos corresponde a primeira otimização; os 3000 últimos, a segunda.

Figura 38 – Segunda bateria de otimizações, metaheurística PSO com 3000 iterações (score x número de elementos simulados).

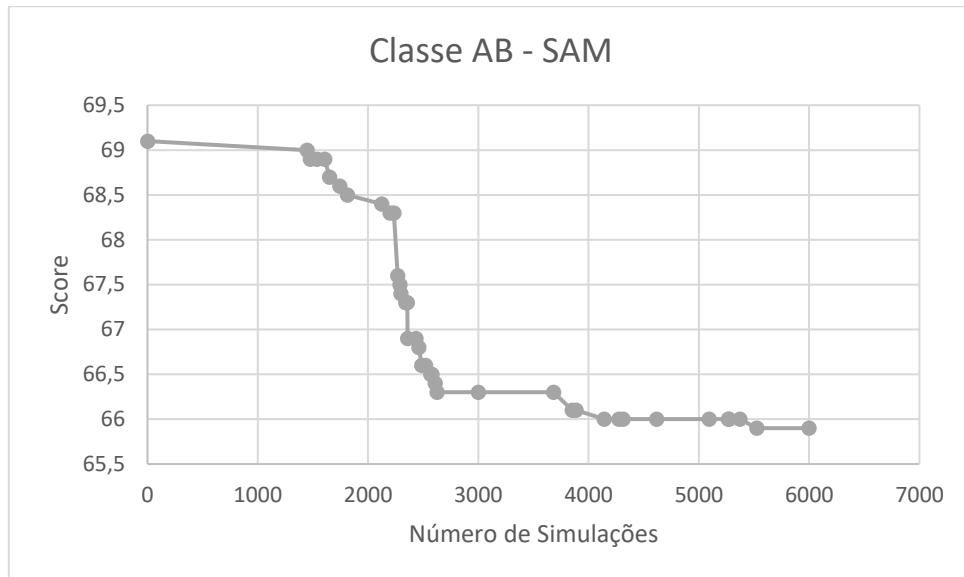


Fonte: Próprio (2018)

Nesta segunda bateria o otimizador não conseguiu uma melhora expressiva, melhorando o score de 70,6 para 69,1.

A Figura 39 apresenta o gráfico de score x número de circuitos simulados da terceira bateria de otimizações. Nele os 3000 primeiros circuitos corresponde a primeira otimização; os 3000 últimos, a segunda.

Figura 39 – Terceira bateria de otimizações, metaheurística SAM com 3000 iterações (score x número de elementos simulados).



Fonte: Próprio (2018)

A bateria de otimização com a metaheurística SAM conseguiu avanços consideráveis, porém mesmo ao final de toda a otimização o score do circuito permaneceu alto, ficando em 65,9.

Os valores dos parâmetros otimizados conseguidos após as baterias de otimizações estão apresentados na Tabela 12.

Tabela 12 – Variáveis de projeto do Amplificador classe AB.

Variáveis	Parâmetros	Resultado
X1	L1, L2 (um)	14,99
X2	L3, L4, L7 (um)	1,16
X3	L5, L6, Lbn (um)	19,22
X4	L8 (um)	0,4
X5	L9 (um)	0,4
X6	W1, W2 (um)	159,42
X7	W3, W4, W7 (um)	52,36
X8	W5, W6, Wbn (um)	5,07
X9	W8 (um)	149,42
X10	W9 (um)	347,44
X11	Mx	2
X12	Cc (pF)	1,66
X13	Log ₁₀ (Ibias)	-1,500
X14	L10 (um)	19,03
X15	L11 (um)	1,00
X16	W10 (um)	206,88
X17	W11 (um)	188,99

Os valores obtidos para as especificações desejadas do circuito e das simulações utilizando o simulador ELDO estão apresentados na Tabela 14.

Tabela 13 – Especificações de desempenho obtidos pelo otimizador e pelo simulador ELDO (típico).

Especificações	Score	Ganho	Freq. de ganho unitário	CMRR	PSRR	Margem de fase	Slew rate
CirOp	65,9	100 dB	290 kHz	81 dB	100 dB	55°	0,14V/µs
Valor obtido ELDO		107 dB	275 kHz			55°	0,15V/µs
Especificações	Potência	Área	Offset	VoutMax	VoutMin	Impedância de saída	
CirOp	29 µW	14 kum ²	6,5e-5 V	2,6 V	0,89 V	2,0 kΩ	
Valor obtido ELDO			1,32e-4 V	2,5 V	1,0 V	3,47 kΩ	

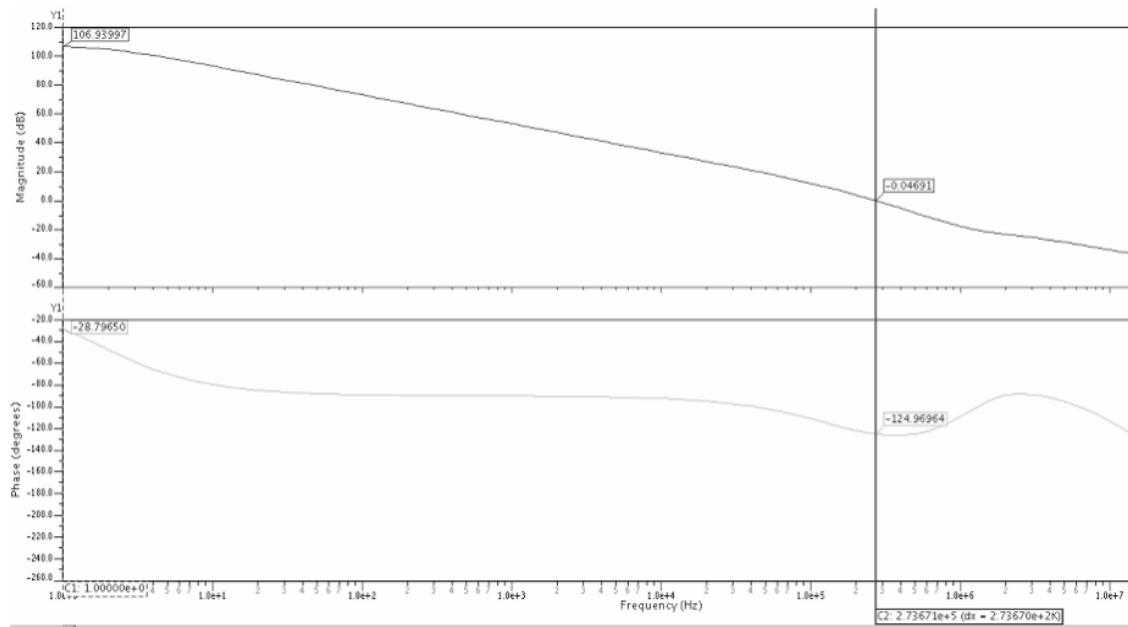
Verifica-se que com exceção de VoutMax e VoutMin, as especificações desejadas foram alcançadas. Como dito na seção 2.3.3., este comportamento na excursão de saída do circuito é esperado. Dessa forma, pode-se concluir que por uma limitação da topologia e pela escolha dos pesos dos parâmetros, o score deste circuito não pode ser significativamente melhorado além do encontrado.

Para verificar o funcionamento do circuito otimizado, este foi simulado utilizando a ferramenta ELDO, para se obterem os valores de Ganho, Frequência de ganho unitário, tensão de offset, Slew rate e Impedância de Saída.

Nota-se que os valores simulados não são exatamente iguais aos obtidos na ferramenta CirOp mas próximos, com exceção da impedância de saída, que é aproximadamente 75% maior e o ganho que é 7dB maior.

A Figura 40 apresenta o diagrama de bode do amplificador, capturado em uma análise AC.

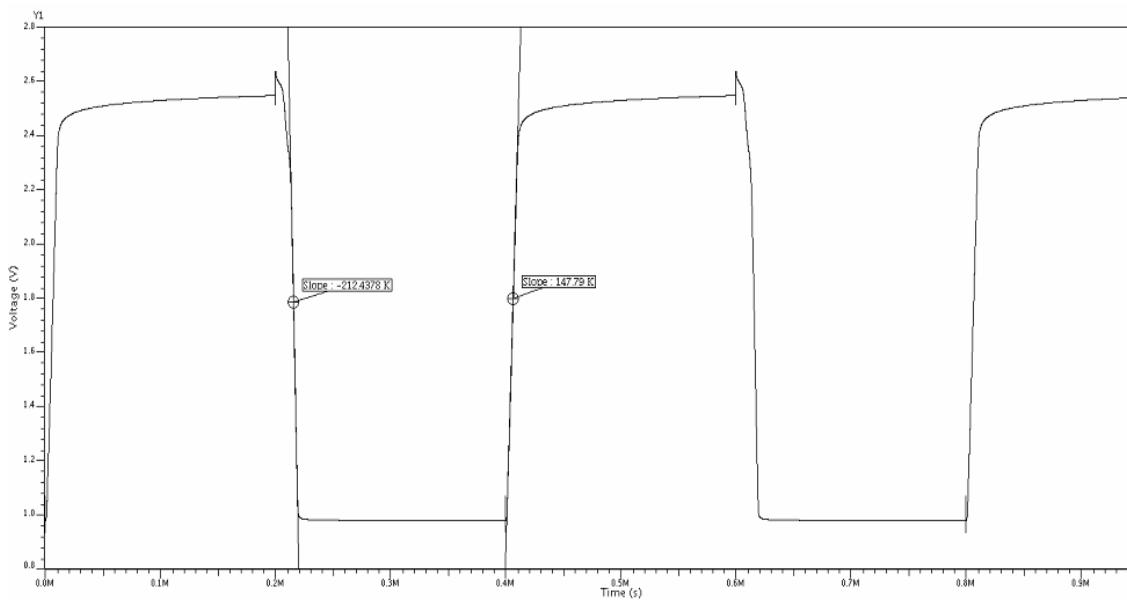
Figura 40 - Diagrama de bode, ganho e fase, do Amplificador Classe AB. O ganho DC é de 107 dB e a fase, para ganho unitário, é de -125° .



Fonte: Próprio (2018)

Também foi realizada uma simulação transiente aplicando-se um degrau na entrada do amplificador. A Figura 41 apresenta a resposta do circuito no tempo, e o seu *Slew rate*.

Figura 41 - Resposta do circuito a um degrau. O *Slew Rate* é de $0,148 \text{ V}/\mu\text{s}$.

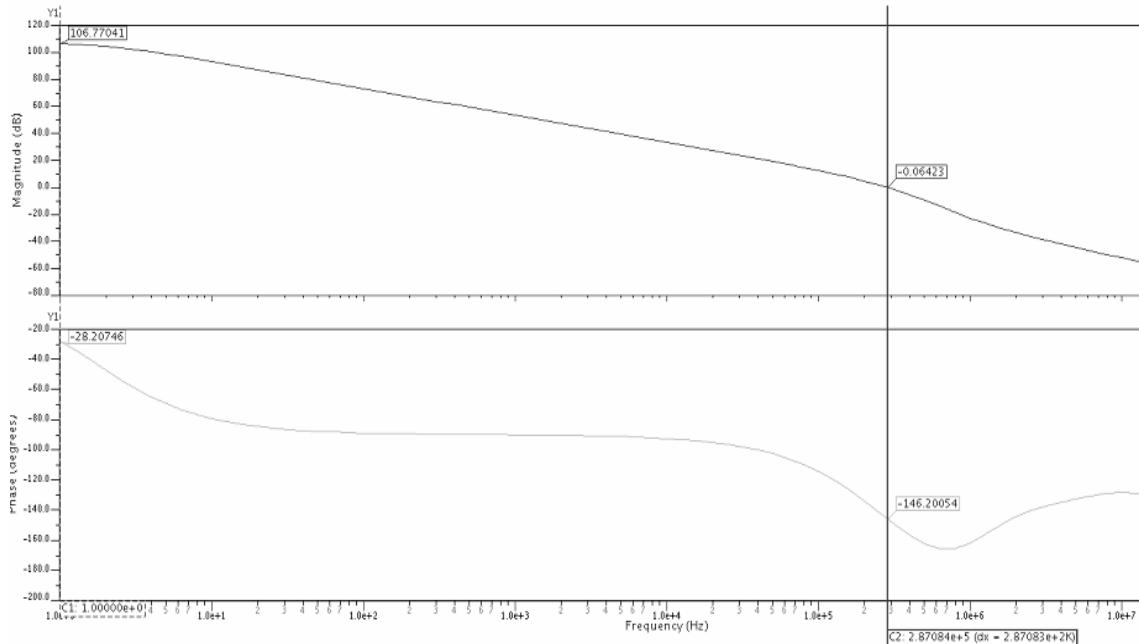


Fonte: Próprio (2018)

Para verificar o funcionamento do circuito com uma carga, foi simulado sua operação em malha aberta com uma resistência de 2,0 kOhms na saída. O resultado está apresentado na Figura 42.

Figura 42 - Diagrama de bode, ganho e fase, do Amplificador Classe AB com uma carga de 2,0 kOhms.

O ganho DC é de 108 dB e a fase, para ganho unitário, é de -146°.



Fonte: Próprio (2018)

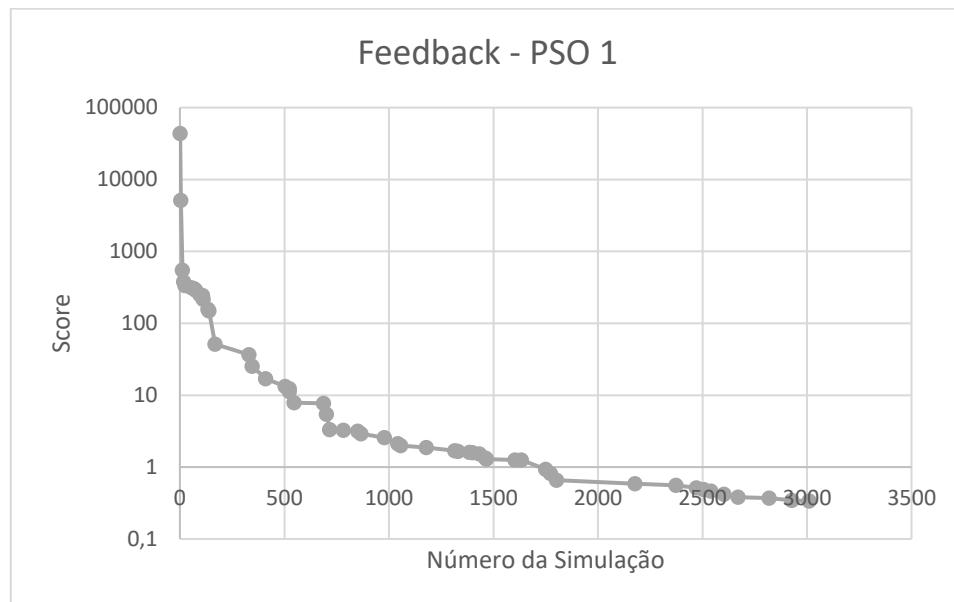
Verifica-se que ao inserir a carga, o ganho do amplificador praticamente se mantém, passando de 107dB, para 106,77dB. Houve, no entanto, uma maior mudança significativa na margem de fase, de 55º para 35º.

Percebe-se que o amplificador classe AB atingiu todas as especificações definidas com exceção da excursão de saída, o que já era esperado devido a sua arquitetura. Além de se comportar bem com uma carga resistiva na saída, mantendo o seu ganho e diminuindo ligeiramente sua margem de fase.

4.3 Amplificador Feedback

A Figura 43 apresenta o gráfico de score x número de circuitos simulados para a otimização que melhor resultado alcançou na primeira bateria de simulações do Amplificador Feedback.

Figura 43 – Score x número de elementos simulados. Otimização com melhor resultado na primeira bateria de otimizações (PSO com 3000 iterações).

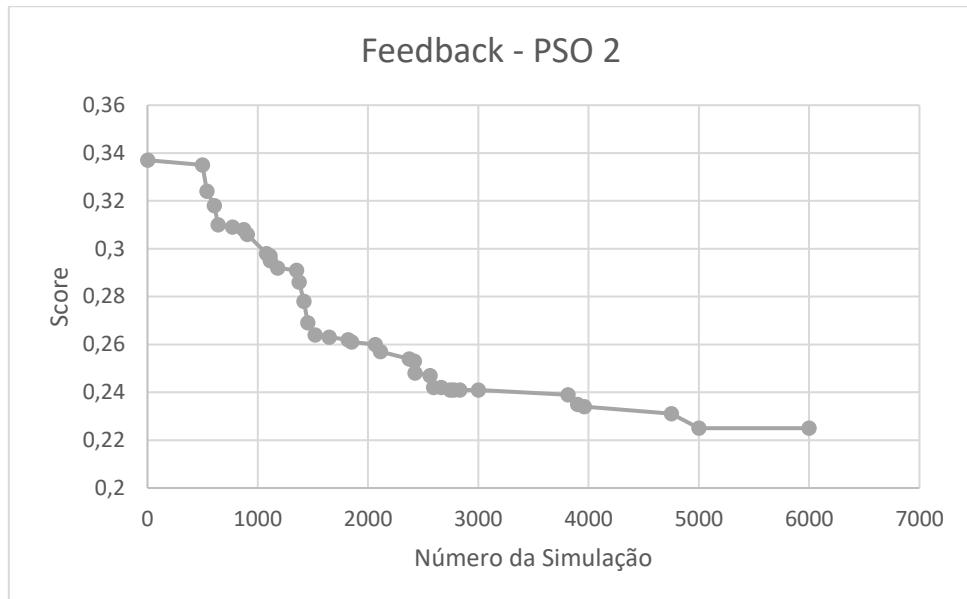


Fonte: Próprio (2018)

Diferentemente dos dois últimos casos, verifica-se que a otimização deste circuito foi realizada mais lentamente, tendendo a convergir a partir da simulação 2500 simulação. O valor atingido após esta bateria de simulações foi 0,337.

A Figura 44 apresenta o gráfico de score x número de circuitos simulados da segunda bateria de otimizações. Nele os 3000 primeiros circuitos corresponde a primeira otimização; os 3000 últimos, a segunda.

Figura 44 – Segunda bateria de otimizações, metaheurística PSO com 3000 iterações (score x número de elementos simulados).

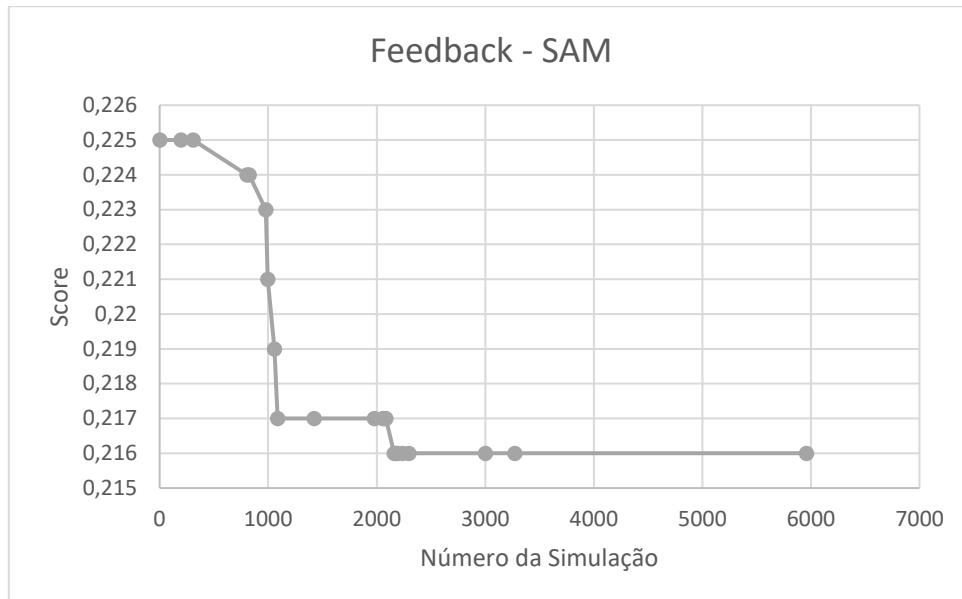


Fonte: Próprio (2018)

Na segunda bateria, o score do circuito já inicia também com valor baixo e, em consequência, a otimização reduz lentamente o valor do score. Nesta bateria de otimizações o score passou de 0,337 para 0,225.

A Figura 45 apresenta o gráfico de score x número de circuitos simulados da terceira bateria de otimizações. Nele os 3000 primeiros circuitos corresponde a primeira otimização; os 3000 últimos, a segunda.

Figura 45 – Terceira bateria de otimizações, metaheurística SAM com 3000 iterações
(score x número de elementos simulados).



Fonte: Próprio (2018)

Na terceira bateria de simulações, foi utilizada a metaheurística SAM. Semelhantemente a bateria anterior, pelo circuito já estar bem otimizado, os avanços alcançados não foram tão expressivos, melhorando o score de 0,225 para 0,216. Os valores dos parâmetros otimizados conseguidos após as baterias de otimizações estão apresentados na Tabela 14.

Tabela 14 – Variáveis de projeto do Amplificador Feedback.

Variáveis	Parâmetros	Resultado
X1	L1, L2 (um)	15,95
X2	L3, L4, L7 (um)	20,42
X3	L5, L6, Lbn (um)	1,15
X4	L8 (um)	19,95
X5	L9 (um)	0,46
X6	W1, W2 (um)	33,69
X7	W3, W4, W7 (um)	23,28
X8	W5, W6, Wbn (um)	14,15
X9	W8 (um)	14,58
X10	W9 (um)	144,22
X11	Mx	10
X12	Cc (pF)	2,62
X13	$\log_{10}(Ibias)$	-1,003
X14	L10 (um)	24,81
X15	L11 (um)	14,92
X16	W10 (um)	30,27
X17	W11 (um)	9,60

Os valores obtidos para as especificações desejadas do circuito e das simulações utilizando o simulador ELDO estão apresentados na Tabela 15.

Tabela 15 – Critérios de desempenho obtidos pelo otimizador e pelo simulador ELDO (típico)

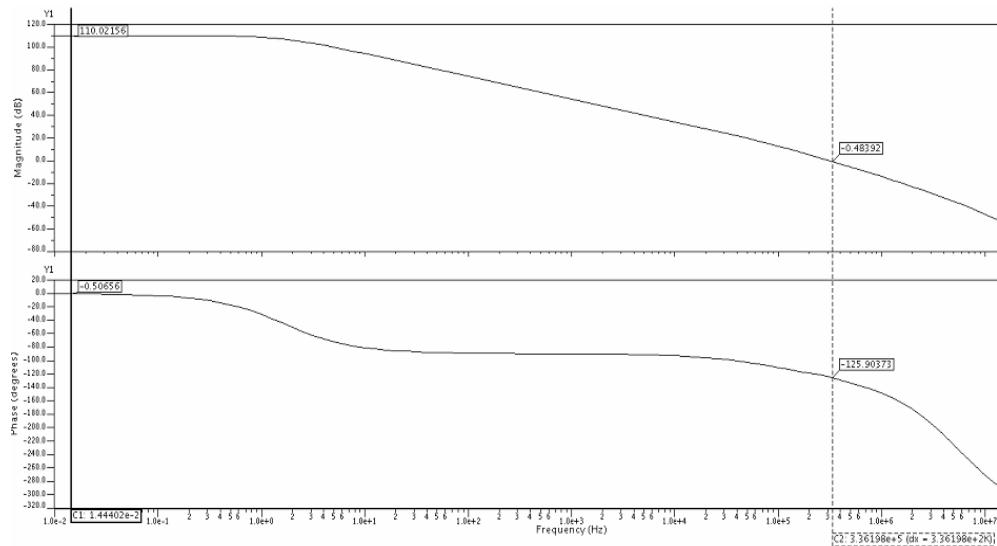
Especificações	Score	Ganho	Freq. de ganho unitário	CMRR	PSRR	Margem de fase	Slew rate
CirOp	0,219	110 dB	250 kHz	94 dB	110 dB	56°	0,17 V/μs
Valor obtido ELDO		110 dB	322 kHz			55°	0,25 V/μs
Especificações	Potência	Área	Offset	VoutMax	VoutMin	Impedância de saída	
CirOp	160 μW	21 kμm ²	3,6e-5 V	2,4 V	0,05 V	1,9 kΩ	
Valor obtido ELDO			4,8e-5 V	2,4 V	0,9 V	2,45 kΩ	

Nota-se que os valores simulados não são exatamente iguais aos obtidos na ferramenta CirOp mas próximos, com exceção de VoutMin. Estas pequenas diferenças

são atribuídas a diferença de modelos entre os simuladores HSPICE e ELD. Já a diferença em VoutMin será comentada na próxima seção.

A Figura 46 apresenta o diagrama de bode do amplofificador, capturado em uma análise AC.

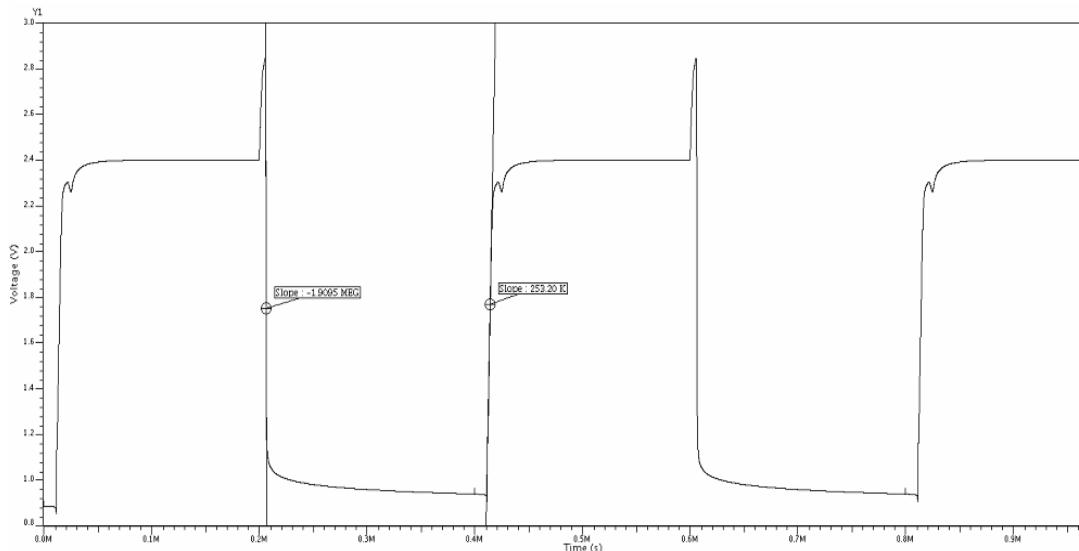
Figura 46 - Diagrama de bode, ganho e fase, do Amplificador Feedback. O ganho DC é de 110 dB e a fase, para ganho unitário, é de -126°



. Fonte: Próprio (2018)

Também foi realizada uma simulação transitória aplicando-se um degrau na entrada do amplificador. A Figura 47 apresenta a resposta do circuito no tempo, e o seu *Slew rate*.

Figura 47 - Resposta do circuito a um degrau, e o seu *Slew rate*. O *Slew Rate* é de 0,253 V/ μ s.

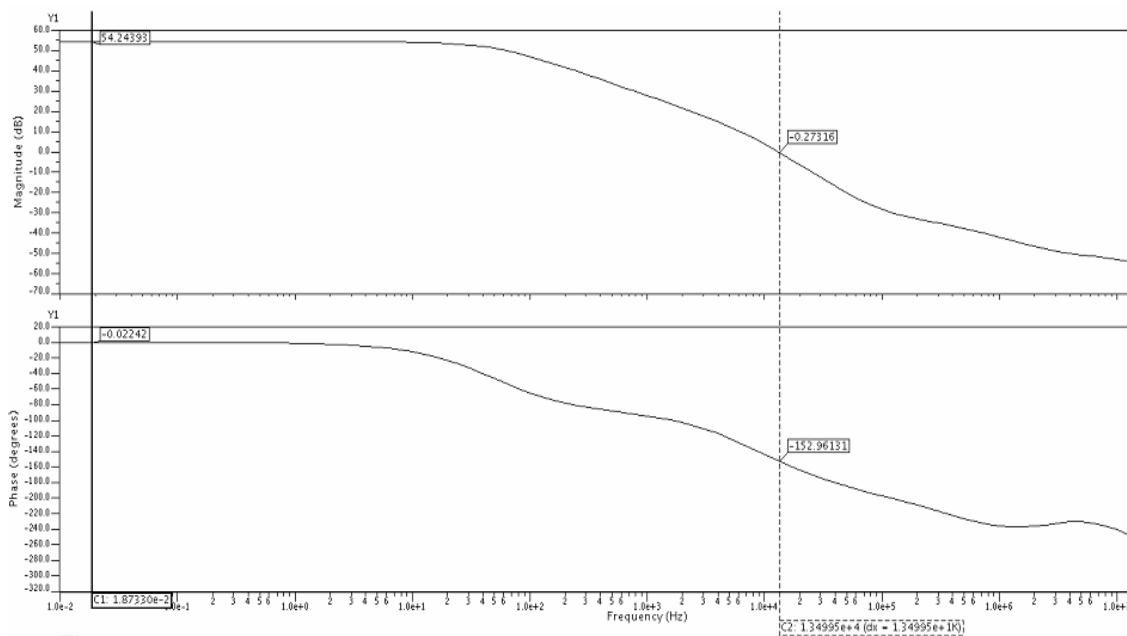


Fonte: Próprio (2018)

Verifica-se que o limite superior da excursão de saída bate com o esperado porém o limite inferior não desce abaixo de 0,8V, além disso o circuito apresenta picos de tensão no degrau de descida.

Para verificar o funcionamento do circuito com uma carga, foi simulado seu funcionamento em malha aberta com uma resistência de 2,0 kOhms. Porém esta resistência de saída impossibilitou o funcionamento do circuito. Sendo assim, foi utilizada uma resistência de 20k ohms. O resultado está apresentado na Figura 48.

Figura 48 - Diagrama de bode, ganho e fase, do Amplificador Feedback com uma carga de 20 kOhms. O ganho DC é de 54 dB e a fase, para ganho unitário, é de -152° .



Fonte: Próprio (2018)

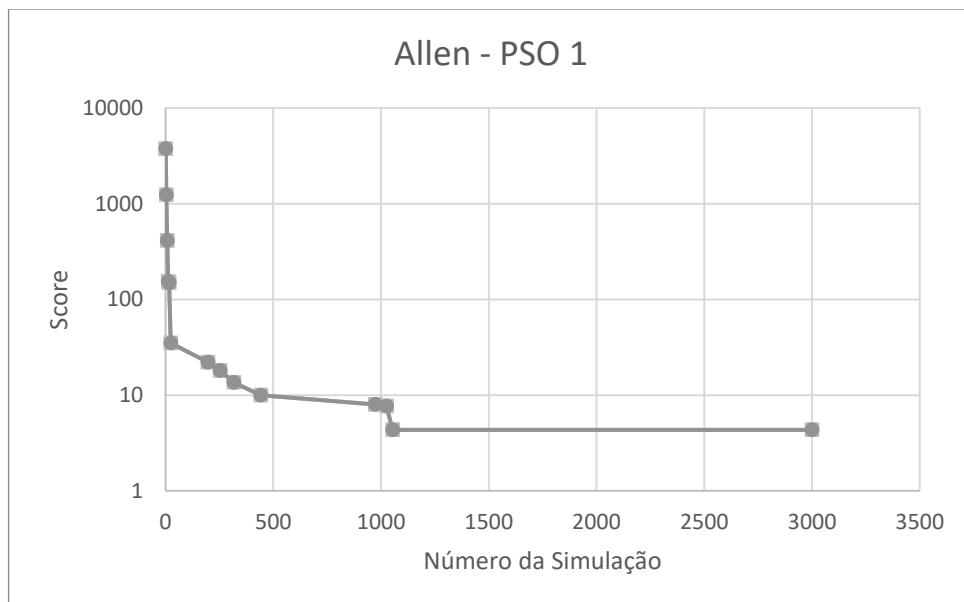
Verifica-se que ao inserir a carga, o ganho do amplificador é bastante reduzido, passando de 110 dB para 54 dB . Além disso a margem de fase também cai de 55° para 28° .

Percebe-se que o amplificador Feedback atingiu todas as especificações definidas com exceção da excursão de saída, apesar de se esperar um $V_{out\ min}$ mais baixo. Além disso o amplificador não suportou a carga de saída escolhida, e mesmo com o aumento da carga seu ganho caiu muito, além de sua margem de fase também cair.

4.4 Amplificador Allen

A Figura 49 apresenta o gráfico de *score* x número de circuitos simulados para a otimização que melhor resultado alcançou na bateria de simulações do Amplificador Allen.

Figura 49 – Score x número de elementos simulados. Otimização com melhor resultado na primeira bateria de otimizações (PSO com 3000 iterações).

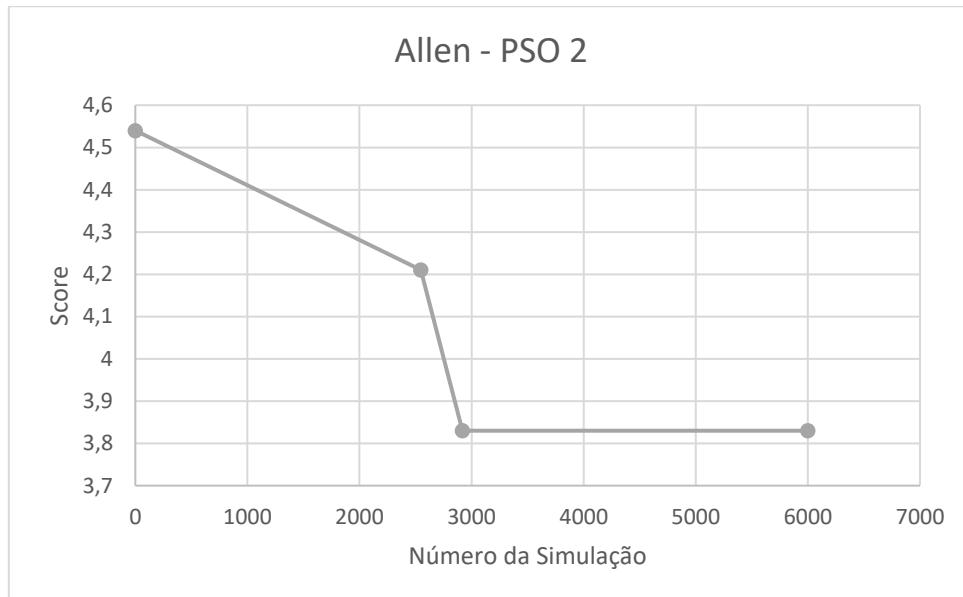


Fonte: Próprio (2018)

Verifica-se que rapidamente (menos de 500 simulações), o score do circuito melhorou em três ordens de grandeza. Após a primeira bateria de simulações o circuito atingiu um score de 4,6.

A Figura 50 apresenta o gráfico de *score* x número de circuitos simulados da segunda bateria de otimizações. Nele os 3000 primeiros circuitos corresponde a primeira otimização; os 3000 últimos, a segunda.

Figura 50 – Segunda bateria de otimizações, metaheurística PSO com 3000 iterações (score x número de elementos simulados).



Fonte: Próprio (2018)

Na segunda bateria, o *score* do circuito já inicia também com valor baixo e, em consequência, a otimização reduz lentamente o valor do *score*. Nesta bateria de otimizações o *score* passou de 4,6 para 3,83.

A última bateria de simulações, realizada com a heurística SAM, não melhorou em nada o *score* do circuito, e o *score* final do atingido ficou em 3,83.

Os valores dos parâmetros otimizados conseguidos após as baterias de simulações estão apresentados na Tabela 16.

Tabela 16 – Variáveis de projeto do Amplificador Allen.

Variáveis	Parâmetros	Resultado
X1	L1, L2	2,92
X2	L3, L4, L7, L10	2,74
X3	L5, L6, Lbn, L11	27,53
X4	L8	11,00
X5	L9	9,60
X6	W1, W2	22,02
X7	W3, W4, W7, W10	140,76
X8	W5, W6, Wbn, W11	8,59
X9	W8	59,28
X10	W9	98,31
X11	Mx	9
X12	Mx2	17
X13	Cc1	14,47
X14	Cc2	13,44
X15	$\log_{10}(I_{bias})$	-1,140

Os valores obtidos para as especificações desejadas do circuito e das simulações utilizando o simulador ELDO estão apresentados na Tabela 17.

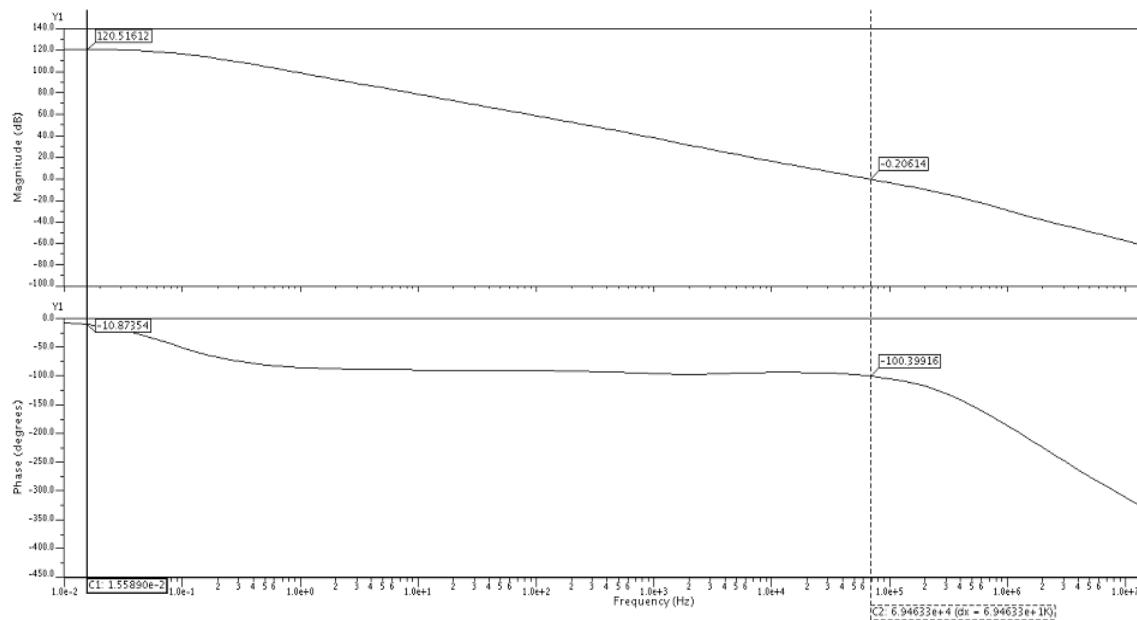
Tabela 17 – Especificações de desempenho obtidos pelo otimizador e pelo simulador ELDO (típico)

Especificações	Score	Ganho	Freq. de ganho unitário	CMRR	PSRR	Margem de fase	Slew rate
CirOp	3,83	110 dB	260 kHz	98 dB	110 dB	46°	0,015 V/μs
Valor obtido ELDO		121 dB	68 kHz			80°	0,1 V/μ
Especificações	Potência	Área	Offset	VoutMax	VoutMin	Impedância de saída	
CirOp	920 μW	10 kμm²	4,1e-5 V	3,3 V	0 V	2,0 kΩ	
Valor obtido ELDO			5,6e-5 V	3,3 V	0 V	1,76 kΩ	

Nota-se que os valores simulados foram bem diferentes dos obtidos com a ferramenta CirOp, sendo o ganho 10 dB maior, a freq. de ganho unitário 4 vezes menor, a margem de fase duas vezes maior e o *slew rate* 10 vezes maior.

A Figura 51 apresenta o diagrama de bode do circuito em malha aberta, capturado em uma análise AC.

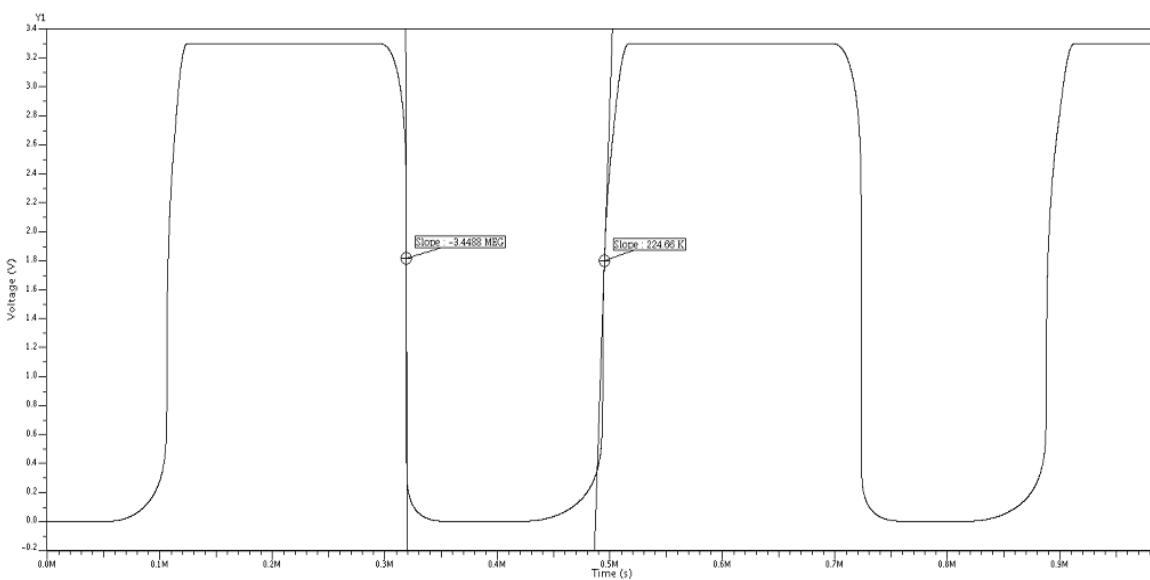
Figura 51 - Diagrama de bode, ganho e fase, do Amplificador Allen. O ganho DC é de 120,1 dB e a fase, para ganho unitário, é de 100°.



Fonte: Próprio (2018)

Também foi realizada uma simulação transiente aplicando-se um degrau na entrada do amplificador. A Figura 52 apresenta a resposta do circuito no tempo e o seu *Slew rate*.

Figura 52 - Resposta do circuito a um degrau, e o seu *Slew rate*. O *Slew Rate* é de 0,245 V/ μ s.

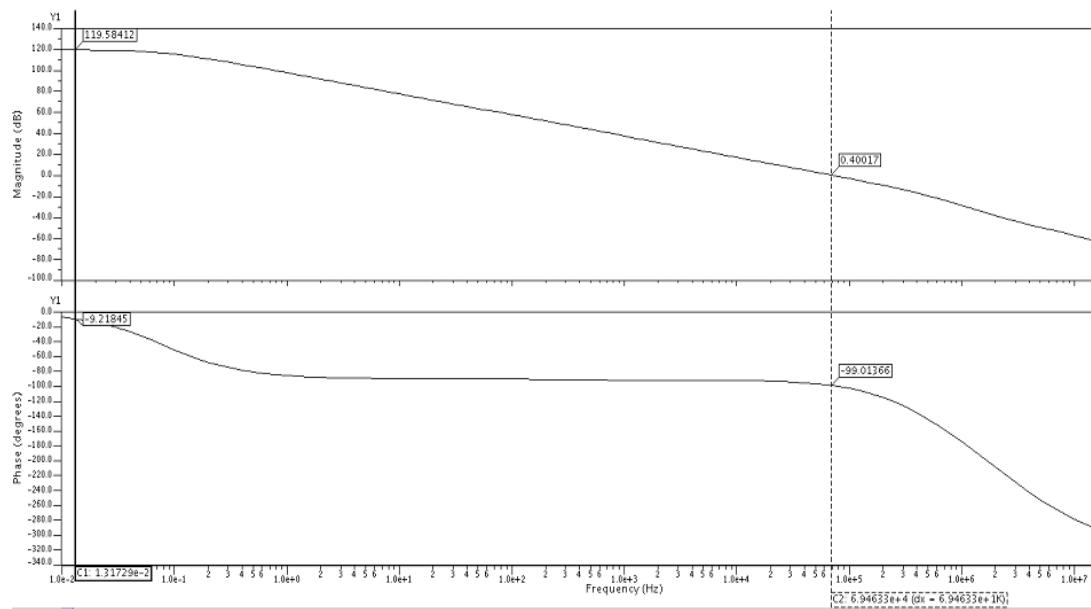


Fonte: Próprio (2018)

Verifica-se que a excursão de saída atingiu os valores desejados.

Para verificar o funcionamento do circuito com uma carga, foi simulado sua operação em malha aberta com uma resistência de 2,0 kOhms. O resultado está apresentado na Figura 53.

Figura 53 - Diagrama de bode, ganho e fase, do Amplificador Allen com uma carga de 2,0 kOhms. O ganho DC é de 119,6 dB e a fase, para ganho unitário, é de 99°.



Fonte: Próprio (2018)

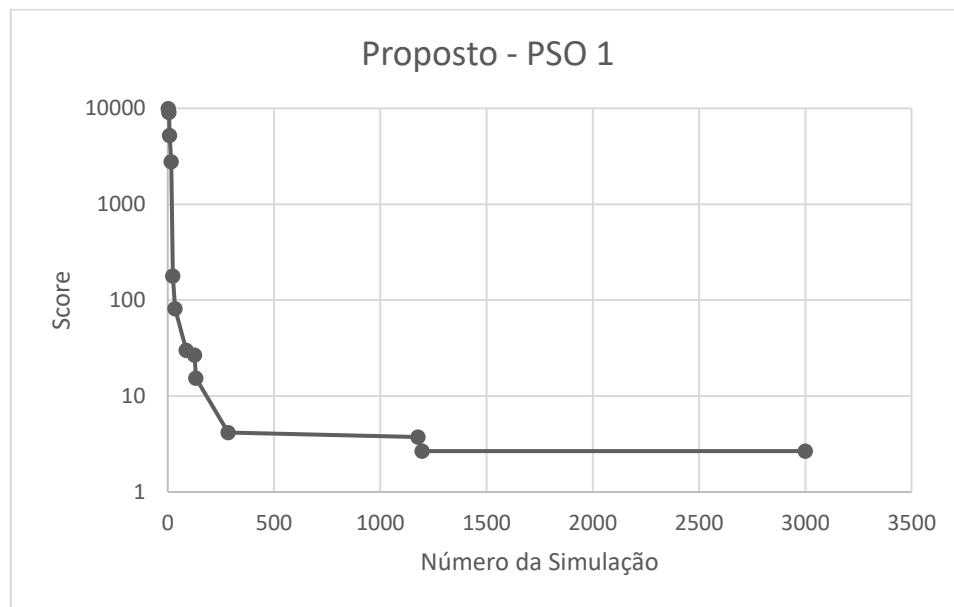
Verifica-se que ao inserir a carga, o ganho do amplificador praticamente se mantém, passando de 120,57dB para 119,59dB. A margem de fase também se mantém.

Percebe-se que o amplificador Allen atingiu todas as especificações definidas, apesar dos resultados da simulação serem um pouco diferentes dos resultados do otimizador. Além disso o circuito se comporta bem com uma carga resistiva na saída, mantendo o seu ganho e sua margem de fase.

4.5 Amplificador Proposto

A Figura 54 apresenta o gráfico de *score* x número de circuitos simulados para a otimização que melhor resultado alcançou na bateria de simulações do Amplificador Proposto.

Figura 54 – Score x número de elementos simulados. Otimização com melhor resultado na primeira bateria de otimizações (PSO com 3000 iterações).

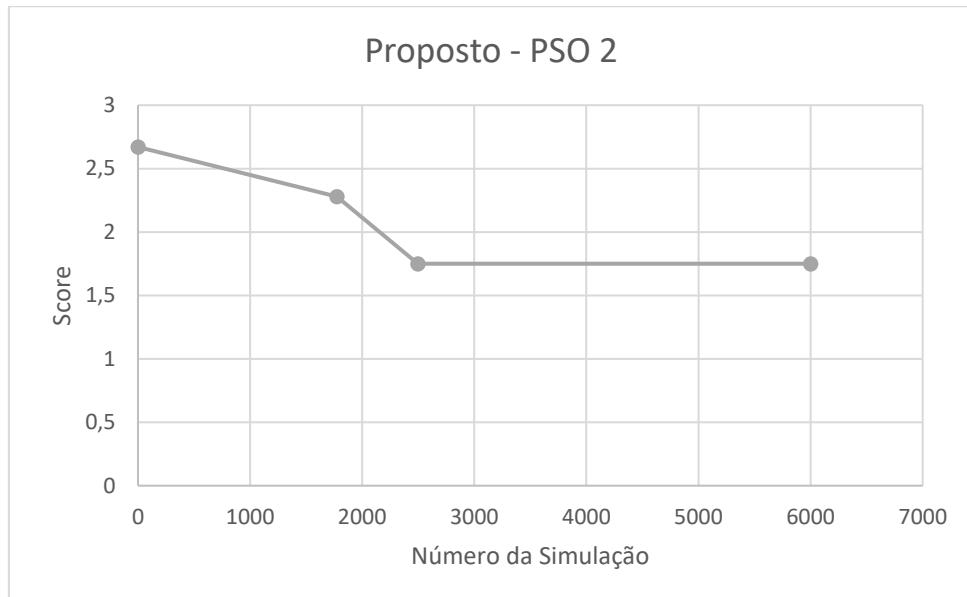


Fonte: Próprio (2018)

Verifica-se que rapidamente (menos de 300 simulações), o *score* do circuito melhorou em quatro ordens de grandeza, atingindo 4,16. Apesar dessa convergência rápida o otimizador não conseguiu melhorias significativas no circuito nas iterações que se seguiram e o *score* final foi de 2,67.

A Figura 55 apresenta o gráfico de *score* x número de circuitos simulados da segunda bateria de otimizações. Nele os 3000 primeiros circuitos corresponde a primeira otimização; os 3000 últimos, a segunda.

Figura 55 – Segunda bateria de otimizações, metaheurística PSO com 3000 iterações
(score x número de elementos simulados).



Fonte: Próprio (2018)

Como o score do circuito já se encontra otimizado, a otimização caminha lentamente na segunda bateria. Nesta bateria de otimizações o score passou de 2,67 para 1,75.

A última bateria de simulações, realizada com a heurística SAM não melhorou o score do circuito, assim o score final ficou em 1,75. Os valores dos parâmetros otimizados conseguidos após as baterias de simulações estão apresentados na Tabela 18.

Tabela 18 – Variáveis de projeto do Amplificador Proposto.

Variáveis	Parâmetros	Resultado
X1	L1, L2	14,76
X2	L3, L4, L7	9,53
X3	L5, L6, Lbn	19,49
X4	L8	23,75
X5	L9	16,34
X6	L10	1,05
X7	L11	27,39
X8	W1, W2	122,28
X9	W3, W4, W7	21,70
X10	W5, W6, Wbn	4,74
X11	W8	94,22
X12	W9	126,47
X13	W10	94,73
X14	W11	86,44
X15	Mx	6
X16	Cc	7,08
X17	$\log_{10}(Ibias)$	-1,044
X18	Vb1	2,14
X19	Vb2	1,37
X20	Rc	53,57

Os valores obtidos para as especificações desejadas do circuito e das simulações utilizando o simulador ELDO estão apresentados na Tabela 18.

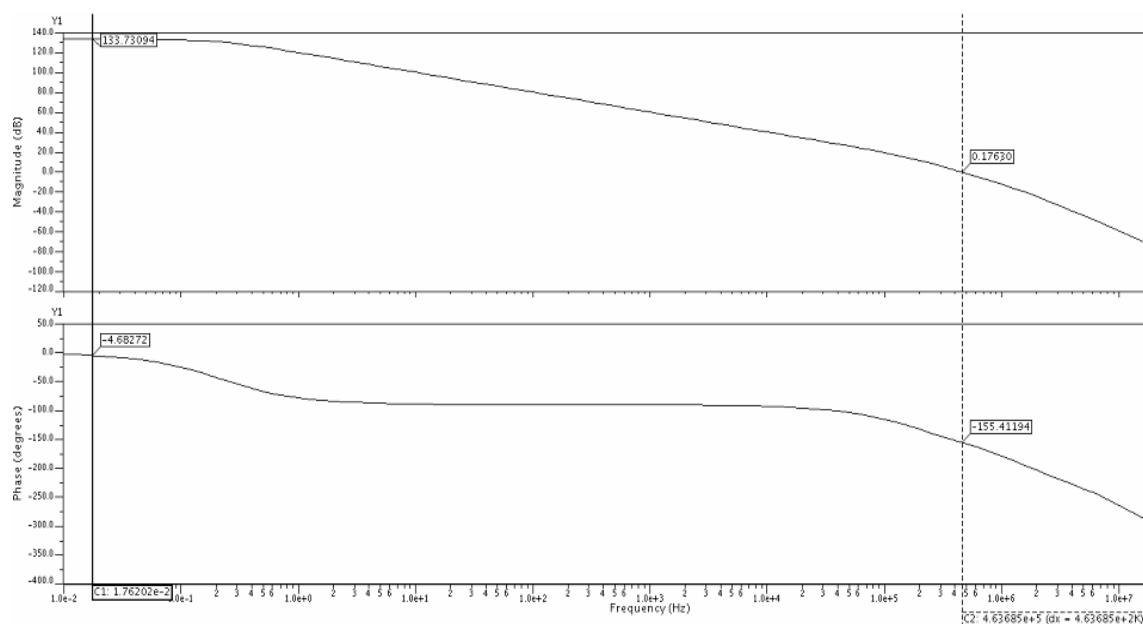
Tabela 19 – Especificações de desempenho obtidos pelo otimizador e pelo simulador ELDO (típico)

Especificações	Score	Ganho	Freq. de ganho unitário	CMRR	PSRR	Margem de fase	Slew rate
CirOp	1,75	110 dB	220 kHz	77 dB	110 dB	57°	0,039 V/us
Valor obtido ELDO		134 dB	473 kHz			25°	0,11 V/μs
Especificações	Potência	Área	Offset	VoutMax	VoutMin	Impedância de saída	
CirOp	650 μW	13 kμm ²	9,6e-7 V	3,3 V	0 V	1,9 kΩ	
Valor obtido ELDO			5e-7 V	3,3 V	0 V	1,13 kΩ	

Nota-se que os valores simulados não são exatamente iguais aos obtidos na ferramenta CirOp, mas próximos. O circuito simulado atingiu um ganho 20dB maior, uma frequência de ganho unitário 2 vezes maior, uma margem de fase 2 vezes menor, um *slew rate* 100 vezes maior e uma impedância de saída de 60% da prevista.

A Figura 56 apresenta o diagrama de bode do amplificador capturado em uma análise AC.

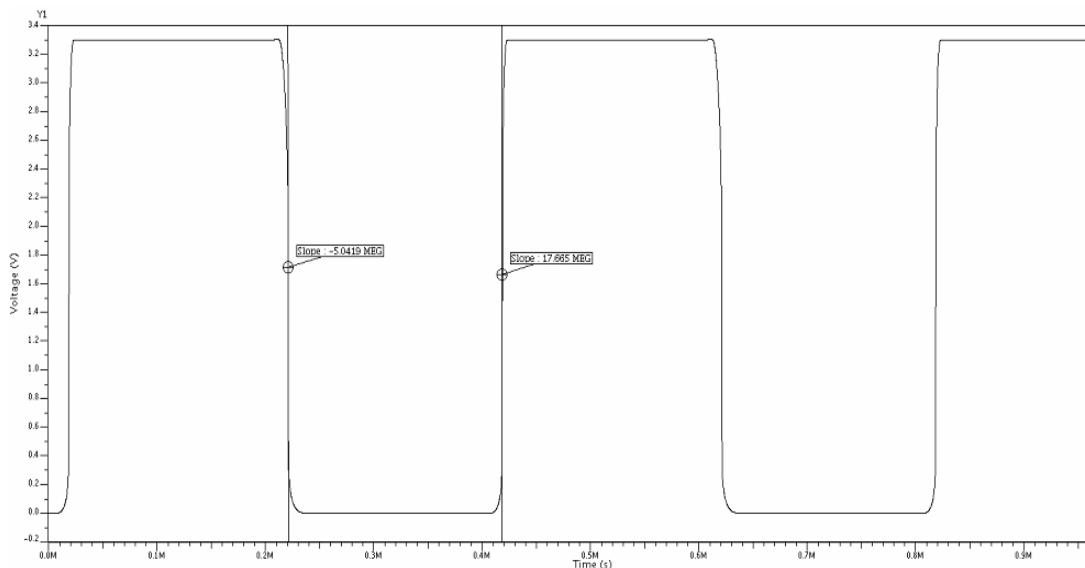
Figura 56 - Diagrama de bode, ganho e fase, do Amplificador Classe Proposto. O ganho DC é de 134 dB e a fase, para ganho unitário, é de -155° .



Fonte: Próprio (2018)

Também foi realizada uma simulação transitória aplicando-se um degrau na entrada do amplificador. A Figura 57 apresenta a resposta do circuito no tempo e o seu *Slew rate*.

Figura 57 - Resposta do circuito a um degrau, e o seu *Slew rate*. O *Slew Rate* é de 5,0 V/ μ s.

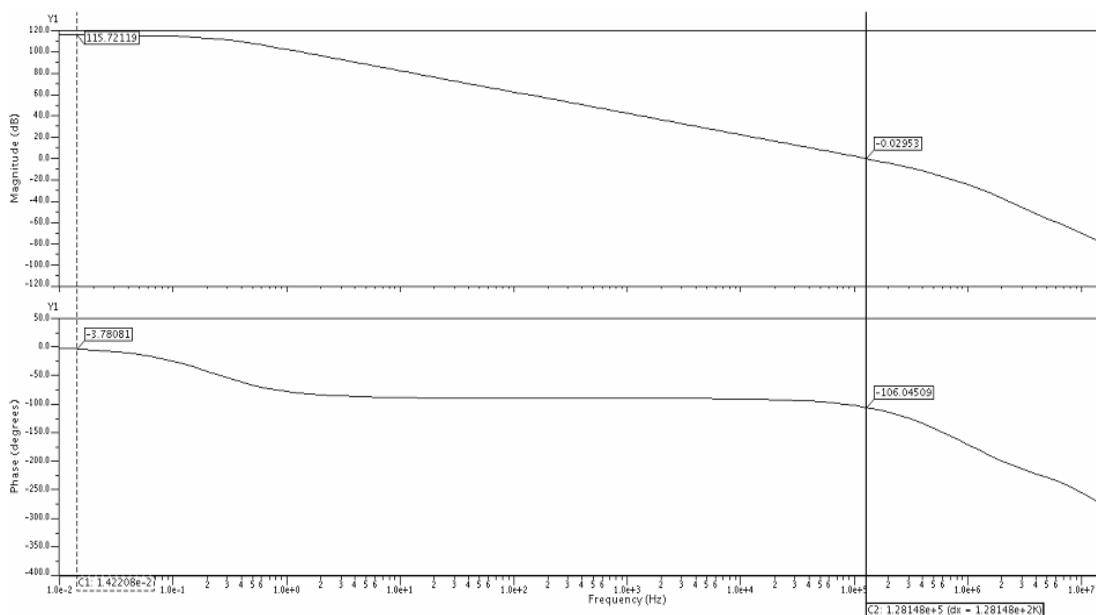


Fonte: Próprio (2018)

Verifica-se que a excursão de saída também atinge o níveis desejados.

Para verificar o funcionamento do circuito com uma carga, foi simulado sua operação em malha aberta com uma resistência de 2,0 k Ω na saída. O resultado da simulação AC está apresentado na Figura 58.

Figura 58 - Diagrama de bode, ganho e fase, do Amplificador Proposto com uma carga de 2,0 kOhms. O ganho DC é de 116 dB e a fase, para ganho unitário, é de 106°.



Fonte: Próprio (2018)

Verifica-se que ao inserir a carga, o ganho do amplificador se altera, passando de 133,73 dB para 115,72dB, porém se mantém alto o bastante para a maioria das aplicações. Além disso a margem de fase melhora, passando de 25° para 74°.

Percebe-se que o amplificador Proposto atingiu todas as especificações definidas com exceção da margem de fase. Além de se comportar bem com uma carga resistiva na saída, mantendo o seu ganho e melhorando a margem de fase.

4.6 Discussão

A partir dos resultados vemos que, salvo exceções, os circuitos conseguiram igualar ou superar as especificações definidas pelo usuário e as especificações atingidas pelo otimizador.

A topologia Classe A foi a que obteve o melhor score, além de uma convergência muito rápida. Suas especificações ficaram acima do definido com um consumo de potência muito baixo, o que é muito atraente para algumas aplicações. O único critério de desempenho não atingido foi o VoutMax alcançar o *rail* superior, o que já era previsto devido a arquitetura do circuito. Além disso os valores das simulações realizadas com o circuito otimizado ficaram muito próximas dos resultados fornecidos pelo otimizador.

A topologia Classe AB obteve o pior score entre os circuitos otimizados, apesar deste ter sido obtido rapidamente. Suas especificações ficaram acima do definido com um consumo de potência muito baixo, o que é muito atraente para algumas aplicações. A exceção disso foram os parâmetros de excursão de saída, VoutMax e VoutMin, que não atingiram os *rails* superior e inferior, o que também já era previsto devido a arquitetura do circuito. Atribui-se então a arquitetura e a escolha de pesos para as especificações a razão pelo score ruim. Por fim, os valores das simulações realizadas com o circuito otimizado ficaram muito próximas dos resultados fornecidos pelo otimizador.

A topologia com *Feedback* obteve o segundo melhor score, não convergiu tão rapidamente como os circuitos anteriores mas conseguiu com que suas especificações ficassem melhores que o desejado. A único especificação não atingida foi o VoutMax atingir o *rail* superior, o que já era previsto devido a arquitetura do circuito. Já nas simulações realizadas com o circuito otimizado, esta topologia não se saiu bem, tendo uma excursão de saída pior do que a esperada e não suportando a carga de saída utilizada para teste.

A topologia Allen obteve um bom score e atingiu todas as especificações desejadas, apesar de ter um consumo bastante alto. Por fim, os valores das simulações realizadas com o circuito otimizado ficaram muito próximas dos resultados fornecidos pelo otimizador.

A topologia Proposta obteve um bom score e atingiu todas as especificações desejadas. Os valores das simulações realizadas com o circuito otimizado ficaram

melhores do que os resultados fornecidos pelo otimizador, com exceção da margem de fase.

5. CONCLUSÃO

Neste trabalho foi proposto o desenvolvimento de uma nova funcionalidade para o otimizador CirOp, a funcionalidade de medida de impedância de saída de amplificadores operacionais. Além disso, foi proposto o projeto e otimização de algumas topologias de amplificadores com estágio de saída, utilizados para testar a nova funcionalidade implementada, para estudar diferentes tipos de estágios de saída e para avaliar o funcionamento de metaheurísticas na otimização destes circuitos analógicos.

Foram estudadas cinco topologias diferentes de estágios de saída, entre elas algumas bem conhecidas na literatura, e uma proposta neste trabalho. Verificou-se a eficiência da ferramenta de otimização no projeto destes circuitos: os resultados obtidos pela ferramenta foram limitados basicamente pelas limitações de cada topologia, atingindo sempre, ao final do processo, os resultados esperados.

Por fim, os amplificadores projetados pela ferramenta foram submetidos a simulações para verificar o seu funcionamento. Algumas pequenas diferenças foram encontradas, mas estas foram atribuídas à diferenças dos modelos dos simuladores utilizados, a saber, o HSPICE nas otimizações feitas pelo CirOp e o ELD0 nas simulações finais. Além disso, foram testados como os amplificadores se comportam com uma carga de 2,0 kOhms na saída e, com exceção do amplificador *Feedback*, todos mantiveram seu funcionamento com um ganho ligeiramente menor, mas ainda bastante alto.

Conclui-se que a função proposta implementada foi bem sucedida, bem como o projeto e o estudo dos cinco amplificadores propostos e a aplicação de metaheurísticas no projeto de amplificadores, o que contribuiu para a ampliação dos tipos de circuitos suportados pela ferramenta CirOp.

Exalta-se aqui que a ferramenta CirOp não é apenas eficiente na otimização de um circuito específico, mas também é importante para o estudo e compreensão do funcionamento de diferentes topologias de circuito, como foi realizado neste trabalho.

5.1 Trabalhos futuros

Como possíveis trabalhos futuros, pode-se apontar:

- Expandir a funcionalidade desenvolvida para medir a impedância de saída com a tensão de saída não só no valor central entre Vdd e Vss, mas também em outros pontos;
- Projetar outros amplificadores com diferentes especificações e tecnologias;
- Desenvolver o *layout* dos amplificadores projetados a fim de confirmar a estimativa de área do circuito e realizar simulações a partir de circuitos extraídos;
- Implementar novas topologias de amplificadores.

6. REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- Razavi, B. *Design of Analog Integrated Circuits*. (1^a ed) McGraw-Hill Education, 2001
- Sedra, A.S., & Smith, K.C. *Microelectronic Circuits* (5^a ed). Oxford University Press, 2004.
- Sansen, W.M.C. *Analog Design Essentials*. (1^a ed) Springer, 2006.
- Johns & K.W. Martin. *Analog Integrated Circuit Design*. (2^a ed). Wiley, 2012.
- Allen, P.E., & Hoberg, D.R. *CMOS Analog Circuit Design*. (2^a ed) Oxford: Oxford University Press, 2002.
- Mitchell, M. (1998). *An introduction to genetic algorithms*. (5^a ed). Bradford Book, 1998.
- Kennedy, J., & Eberhart, R. *Particle swarm optimization*. IEEE international Conference, 1995.
- Torres, O.H. *Otimização de amplificadores operacionais CMOS por metaheurísticas*. Universidade de São Paulo, Departamento de Engenharia Elétrica e Computação, São Carlos, 2014.
- Luke, S. *Essentials of Metaheuristics* (Vol. II). Fairfax: Lulu, 2013.
- Figueiras, I.F. *Otimização de circuitos CMOS por Algoritmo Genético*. Universidade de São Paulo, Departamento de Engenharia Elétrica e Computação, São Carlos, 2010.
- MATHWORKS. Matlab. R2016a. Acessado em Outubro de 2018. Disponível em MATHWORKS: <<https://www.mathworks.com>>
- Malvino, A.P. *Eletrônica (Vol I)*. McGraw-Hill Education, 1986.
- Weber, T.O. Síntese de CIs analógicos em nível de circuito e sistema utilizando métodos modernos de otimização. Tese de Doutorado, Dept. Engenharia de Sistemas Eletrônicos, Escola Politécnica da USP, São Paulo, S.P., 2015.
- ELDO. Acesso em outubro de 2018, disponível em MENTOR GRAPHICS: <https://www.mentor.com/products/ic_nanometer_design/analog-mixed-signal-verification/eldo-platform>

SYNOPSYS. Hspice. A-2008.03. Acessado em novembro de 2018, disponível em
SYNOPSYS: <<https://www.hspice.com>>

AUSTRIANMICROSYSTEMS. Acesso em outubro de 2018, disponível em AMS
FOUNDRY SUPPORT: <<http://asic.austriamicrosystems.com>>

Apendice A – Descrição em linguagem SPICE dos circuitos utilizados

Classe A

```

M1 1 in 3 vd MODP      L = 'X1*1u'    W = 'X6*1u'  AD = 'X6*1u*Wpadrao/2'      PD =
'X6*1u + Wpadrao'      AS = 'X6*1u*Wpadrao/2'          PS = 'X6*1u + Wpadrao'

M2 2 ip 3 vd MODP      L = 'X1*1u'    W = 'X6*1u'  AD = 'X6*1u*Wpadrao/2'      PD =
'X6*1u + Wpadrao'      AS = 'X6*1u*Wpadrao/2'          PS = 'X6*1u + Wpadrao'

M3 1 1 vs vs MODN      L = 'X2*1u'    W = 'X7*1u'  AD = 'X7*1u*Wpadrao/2'      PD =
'X7*1u + Wpadrao'      AS = 'X7*1u*Wpadrao/2'          PS = 'X7*1u + Wpadrao'

M4 2 1 vs vs MODN      L = 'X2*1u'    W = 'X7*1u'  AD = 'X7*1u*Wpadrao/2'      PD =
'X7*1u + Wpadrao'      AS = 'X7*1u*Wpadrao/2'          PS = 'X7*1u + Wpadrao'

M5 3 bias vd vd MODP  L = 'X3*1u'    W = 'X8*1u'  AD = 'X8*1u*Wpadrao/2'      PD =
'X8*1u + Wpadrao'      AS = 'X8*1u*Wpadrao/2'          PS = 'X8*1u + Wpadrao' M = 'nint(M1)'

M6 4 bias vd vd MODP  L = 'X3*1u'    W = 'X8*1u'  AD = 'X8*1u*Wpadrao/2'      PD =
'X8*1u + Wpadrao'      AS = 'X8*1u*Wpadrao/2'          PS = 'X8*1u + Wpadrao' M =
'2*nint(X11)*nint(M1)'

M7 4 2 vs vs MODN      L = 'X2*1u'    W = 'X7*1u'  AD = 'X7*1u*Wpadrao/2'      PD =
'X7*1u + Wpadrao'      AS = 'X7*1u*Wpadrao/2'          PS = 'X7*1u + Wpadrao' M = 'nint(X11)'

M8 vd 4 out vs MODN   L = 'X4*1u'    W = 'X9*1u'  AD = 'X9*1u*Wpadrao/2'      PD =
'X9*1u + Wpadrao'      AS = 'X9*1u*Wpadrao/2'          PS = 'X9*1u + Wpadrao'

M9 out 2 vs vs MODN   L = 'X5*1u'    W = 'X10*1u' AD = 'X10*1u*Wpadrao/2'     PD =
'X10*1u + Wpadrao'     AS = 'X10*1u*Wpadrao/2'          PS = 'X10*1u + Wpadrao'

Mbn bias bias vd vd MODP L = 'X3*1u'   W = 'X8*1u'  AD = 'X8*1u*Wpadrao/2'      PD =
'X8*1u + Wpadrao'      AS = 'X8*1u*Wpadrao/2'          PS = 'X8*1u + Wpadrao'

Cc 2 out 'X12*M2*1p'
Cl out gnd 'M2*1p'
Ibb bias vs DC '(10^X13)*1u'
.include param
.end

```

Classe AB

```

M1 1 in 3 vd MODP      L = 'X1*1u'    W = 'X6*1u'  AD = 'X6*1u*Wpadrao/2'      PD =
'X6*1u + Wpadrao'     AS = 'X6*1u*Wpadrao/2'          PS = 'X6*1u + Wpadrao'

M2 2 ip 3 vd MODP      L = 'X1*1u'    W = 'X6*1u'  AD = 'X6*1u*Wpadrao/2'      PD =
'X6*1u + Wpadrao'     AS = 'X6*1u*Wpadrao/2'          PS = 'X6*1u + Wpadrao'

M3 1 1 vs vs MODN      L = 'X2*1u'    W = 'X7*1u'  AD = 'X7*1u*Wpadrao/2'      PD =
'X7*1u + Wpadrao'     AS = 'X7*1u*Wpadrao/2'          PS = 'X7*1u + Wpadrao'

M4 2 1 vs vs MODN      L = 'X2*1u'    W = 'X7*1u'  AD = 'X7*1u*Wpadrao/2'      PD =
'X7*1u + Wpadrao'     AS = 'X7*1u*Wpadrao/2'          PS = 'X7*1u + Wpadrao'

M5 3 bias vd vd MODP   L = 'X3*1u'    W = 'X8*1u'  AD = 'X8*1u*Wpadrao/2'      PD =
'X8*1u + Wpadrao'     AS = 'X8*1u*Wpadrao/2'          PS = 'X8*1u + Wpadrao' M = '2*nint(M1)'

M6 4 bias vd vd MODP   L = 'X3*1u'    W = 'X8*1u'  AD = 'X8*1u*Wpadrao/2'      PD =
'X8*1u + Wpadrao'     AS = 'X8*1u*Wpadrao/2'          PS = 'X8*1u + Wpadrao' M = 'nint(X11)'

M7 4 2 vs vs MODN      L = 'X2*1u'    W = 'X7*1u'  AD = 'X7*1u*Wpadrao/2'      PD =
'X7*1u + Wpadrao'     AS = 'X7*1u*Wpadrao/2'          PS = 'X7*1u + Wpadrao' M=
'nint(M1)/nint(X11)'

M8 vd vd out vs MODN   L = 'X4*1u'    W = 'X9*1u'  AD = 'X9*1u*Wpadrao/2'      PD =
'X9*1u + Wpadrao'     AS = 'X9*1u*Wpadrao/2'          PS = 'X9*1u + Wpadrao'

M9 out 5 vs vs MODN    L = 'X5*1u'    W = 'X10*1u' AD = 'X10*1u*Wpadrao/2'      PD =
'X10*1u + Wpadrao'    AS = 'X10*1u*Wpadrao/2'          PS = 'X10*1u + Wpadrao'

M10 5 4 vs vs MODN     L = 'X14*1u'   W = 'X16*1u' AD = 'X16*1u*Wpadrao/2'      PD =
'X16*1u + Wpadrao'    AS = 'X16*1u*Wpadrao/2'          PS = 'X16*1u + Wpadrao'

M11 vd out 5 vd MODP   L = 'X15*1u'   W = 'X17*1u' AD = 'X17*1u*Wpadrao/2'      PD =
'X17*1u + Wpadrao'    AS = 'X17*1u*Wpadrao/2'          PS = 'X17*1u + Wpadrao'

Mb bias bias vd vd MODP L = 'X3*1u'    W = 'X8*1u'  AD = 'X8*1u*Wpadrao/2'      PD =
'X8*1u + Wpadrao'     AS = 'X8*1u*Wpadrao/2'          PS = 'X8*1u + Wpadrao'

Cc 2 out 'X12*M2*1p'
Cl out gnd 'M2*1p'
Ibb bias vs DC '(10^X13)*1u'
.include param
.end

```

Classe A Feedback

M1 1 in 3 vd MODP 'X6*1u + Wpadrao'	L = 'X1*1u' W = 'X6*1u' AD = 'X6*1u*Wpadrao/2' AS = 'X6*1u*Wpadrao/2'	PS = 'X6*1u + Wpadrao'	PD =
M2 2 ip 3 vd MODP 'X6*1u + Wpadrao'	L = 'X1*1u' W = 'X6*1u' AD = 'X6*1u*Wpadrao/2' AS = 'X6*1u*Wpadrao/2'	PS = 'X6*1u + Wpadrao'	PD =
M3 1 1 vs vs MODN 'X7*1u + Wpadrao'	L = 'X2*1u' W = 'X7*1u' AD = 'X7*1u*Wpadrao/2' AS = 'X7*1u*Wpadrao/2'	PS = 'X7*1u + Wpadrao'	PD =
M4 2 1 vs vs MODN 'X7*1u + Wpadrao'	L = 'X2*1u' W = 'X7*1u' AD = 'X7*1u*Wpadrao/2' AS = 'X7*1u*Wpadrao/2'	PS = 'X7*1u + Wpadrao'	PD =
M5 3 bias vd vd MODP 'X8*1u + Wpadrao'	L = 'X3*1u' W = 'X8*1u' AD = 'X8*1u*Wpadrao/2' AS = 'X8*1u*Wpadrao/2'	PS = 'X8*1u + Wpadrao' M = '2*nint(M1)'	PD =
M6 4 bias vd vd MODP 'X8*1u + Wpadrao'	L = 'X3*1u' W = 'X8*1u' AD = 'X8*1u*Wpadrao/2' AS = 'X8*1u*Wpadrao/2'	PS = 'X8*1u + Wpadrao' M = 'nint(X11)'	PD =
M7 4 2 vs vs MODN 'X7*1u + Wpadrao'	L = 'X2*1u' W = 'X7*1u' AD = 'X7*1u*Wpadrao/2' AS = 'X7*1u*Wpadrao/2'	PS = 'X7*1u + Wpadrao' M=	PD =
'nint(M1)/nint(X11)'			
M8 vd vd out vs MODN 'X9*1u + Wpadrao'	L = 'X4*1u' W = 'X9*1u' AD = 'X9*1u*Wpadrao/2' AS = 'X9*1u*Wpadrao/2'	PS = 'X9*1u + Wpadrao'	PD =
M9 out 5 vs vs MODN 'X10*1u + Wpadrao'	L = 'X5*1u' W = 'X10*1u' AD = 'X10*1u*Wpadrao/2' AS = 'X10*1u*Wpadrao/2'	PS = 'X10*1u + Wpadrao'	PD =
M10 5 4 vs vs MODN 'X16*1u + Wpadrao'	L = 'X14*1u' W = 'X16*1u' AD = 'X16*1u*Wpadrao/2' AS = 'X16*1u*Wpadrao/2'	PS = 'X16*1u + Wpadrao'	PD =
M11 vd out 5 vd MODP 'X17*1u + Wpadrao'	L = 'X15*1u' W = 'X17*1u' AD = 'X17*1u*Wpadrao/2' AS = 'X17*1u*Wpadrao/2'	PS = 'X17*1u + Wpadrao'	PD =
Mbn bias bias vd vd MODP 'X8*1u + Wpadrao'	L = 'X3*1u' W = 'X8*1u' AD = 'X8*1u*Wpadrao/2' AS = 'X8*1u*Wpadrao/2'	PS = 'X8*1u + Wpadrao'	PD =
Cc 2 out 'X12*M2*1p'			
Ci out gnd 'M2*1p'			

Ibb bias vs DC '(10^X13)*1u'

.include param

.end

Allen - Saída Source Comum

```

M1 1 ip 3 vd MODP      L = 'X1*1u'    W = 'X6*1u'  AD = 'X6*1u*Wpadrao/2'      PD =
'X6*1u + Wpadrao'     AS = 'X6*1u*Wpadrao/2'          PS = 'X6*1u + Wpadrao'

M2 2 in 3 vd MODP      L = 'X1*1u'    W = 'X6*1u'  AD = 'X6*1u*Wpadrao/2'      PD =
'X6*1u + Wpadrao'     AS = 'X6*1u*Wpadrao/2'          PS = 'X6*1u + Wpadrao'

M3 1 1 vs vs MODN      L = 'X2*1u'    W = 'X7*1u'  AD = 'X7*1u*Wpadrao/2'      PD =
'X7*1u + Wpadrao'     AS = 'X7*1u*Wpadrao/2'          PS = 'X7*1u + Wpadrao'

M4 2 1 vs vs MODN      L = 'X2*1u'    W = 'X7*1u'  AD = 'X7*1u*Wpadrao/2'      PD =
'X7*1u + Wpadrao'     AS = 'X7*1u*Wpadrao/2'          PS = 'X7*1u + Wpadrao'

M5 3 bias vd vd MODP   L = 'X3*1u'    W = 'X8*1u'  AD = 'X8*1u*Wpadrao/2'      PD =
'X8*1u + Wpadrao'     AS = 'X8*1u*Wpadrao/2'          PS = 'X8*1u + Wpadrao' M = '2*nint(M1)'

M6 4 bias vd vd MODP   L = 'X3*1u'    W = 'X8*1u'  AD = 'X8*1u*Wpadrao/2'      PD =
'X8*1u + Wpadrao'     AS = 'X8*1u*Wpadrao/2'          PS = 'X8*1u + Wpadrao' M = 'nint(X11)'

M7 4 2 vs vs MODN      L = 'X2*1u'    W = 'X7*1u'  AD = 'X7*1u*Wpadrao/2'      PD =
'X7*1u + Wpadrao'     AS = 'X7*1u*Wpadrao/2'          PS = 'X7*1u + Wpadrao' M =
'*nint(M1)/nint(X11)'

M10 5 bias vd vd MODP  L = 'X3*1u'   W = 'X8*1u'  AD = 'X8*1u*Wpadrao/2'      PD =
'X8*1u + Wpadrao'    AS = 'X8*1u*Wpadrao/2'          PS = 'X8*1u + Wpadrao' M = 'nint(X12)'

M11 5 2 vs vs MODN     L = 'X2*1u'   W = 'X7*1u'  AD = 'X7*1u*Wpadrao/2'      PD =
'X7*1u + Wpadrao'    AS = 'X7*1u*Wpadrao/2'          PS = 'X7*1u + Wpadrao' M =
'*nint(M1)/nint(X12)'

M8 out 5 vd vd MODP    L = 'X4*1u'   W = 'X9*1u'  AD = 'X9*1u*Wpadrao/2'      PD =
'X9*1u + Wpadrao'    AS = 'X9*1u*Wpadrao/2'          PS = 'X9*1u + Wpadrao'

M9 out 4 vs vs MODN    L = 'X5*1u'   W = 'X10*1u' AD = 'X10*1u*Wpadrao/2'      PD =
'X10*1u + Wpadrao'   AS = 'X10*1u*Wpadrao/2'          PS = 'X10*1u + Wpadrao'

Mb bias bias vd vd MODP L = 'X3*1u'   W = 'X8*1u'  AD = 'X8*1u*Wpadrao/2'      PD =
'X8*1u + Wpadrao'    AS = 'X8*1u*Wpadrao/2'          PS = 'X8*1u + Wpadrao'

Cc1 2 4 'X13*M2*1p'
Cc2 2 5 'X14*M2*1p'
Cl out gnd 'M2*1p'
Ibb bias vs DC '(10^X15)*1u'
.include param

.end

```

Proposto

```

M1 1 ip 3 vd MODP          L = 'X1*1u'    W = 'X8*1u'  AD = 'X8*1u*Wpadrao/2'      PD =
'X8*1u + Wpadrao'          AS = 'X8*1u*Wpadrao/2'           PS = 'X8*1u + Wpadrao'

M2 2 in 3 vd MODP          L = 'X1*1u'    W = 'X8*1u'  AD = 'X8*1u*Wpadrao/2'      PD =
'X8*1u + Wpadrao'          AS = 'X8*1u*Wpadrao/2'           PS = 'X8*1u + Wpadrao'

M3 1 1 vs vs MODN          L = 'X2*1u'    W = 'X9*1u'  AD = 'X9*1u*Wpadrao/2'      PD =
'X9*1u + Wpadrao'          AS = 'X9*1u*Wpadrao/2'           PS = 'X9*1u + Wpadrao'

M4 2 1 vs vs MODN          L = 'X2*1u'    W = 'X9*1u'  AD = 'X9*1u*Wpadrao/2'      PD =
'X9*1u + Wpadrao'          AS = 'X9*1u*Wpadrao/2'           PS = 'X9*1u + Wpadrao'

M5 3 bias vd vd MODP      L = 'X3*1u'    W = 'X10*1u' AD = 'X10*1u*Wpadrao/2'     PD =
'X10*1u + Wpadrao'         AS = 'X10*1u*Wpadrao/2'          PS = 'X10*1u + Wpadrao' M =
'2*nint(M1)'

M6 4 bias vd vd MODP      L = 'X3*1u'    W = 'X10*1u' AD = 'X10*1u*Wpadrao/2'     PD =
'X10*1u + Wpadrao'         AS = 'X10*1u*Wpadrao/2'          PS = 'X10*1u + Wpadrao' M =
'nint(X15)'

M7 4 2 vs vs MODN          L = 'X2*1u'    W = 'X9*1u'  AD = 'X9*1u*Wpadrao/2'      PD =
'X9*1u + Wpadrao'          AS = 'X9*1u*Wpadrao/2'           PS = 'X9*1u + Wpadrao' M =
'nint(M1)/nint(X15)'

M8 out 4 vd vd MODP        L = 'X4*1u'    W = 'X11*1u' AD = 'X11*1u*Wpadrao/2'     PD =
'X11*1u + Wpadrao'         AS = 'X11*1u*Wpadrao/2'          PS = 'X11*1u + Wpadrao'

M9 out 4 vs vs MODN        L = 'X5*1u'    W = 'X12*1u' AD = 'X12*1u*Wpadrao/2'     PD =
'X12*1u + Wpadrao'         AS = 'X12*1u*Wpadrao/2'          PS = 'X12*1u + Wpadrao'

M10 5 6 out vd MODP       L = 'X6*1u'    W = 'X13*1u' AD = 'X13*1u*Wpadrao/2'     PD =
'X13*1u + Wpadrao'         AS = 'X13*1u*Wpadrao/2'          PS = 'X13*1u + Wpadrao'

M11 5 7 out vs MODN       L = 'X7*1u'    W = 'X14*1u' AD = 'X14*1u*Wpadrao/2'     PD =
'X14*1u + Wpadrao'         AS = 'X14*1u*Wpadrao/2'          PS = 'X14*1u + Wpadrao'

Mb bias bias vd vd MODP  L = 'X3*1u'    W = 'X10*1u' AD = 'X10*1u*Wpadrao/2'     PD =
'X10*1u + Wpadrao'         AS = 'X10*1u*Wpadrao/2'          PS = 'X10*1u + Wpadrao'

Cc 2 4 'X16*M2*1p'
Cl out gnd 'M2*1p'

Ibb bias vs DC '(10^X17)*1u'
Vb1 6 vs DC '(X18)'
Vb2 7 vs DC '(X19)'
.include param

.end

```