

HENRIQUE ALBERTO RUSA

**PROJETO DE UM AMPLIFICADOR DE
BAIXO RUÍDO (*LOW-NOISE
AMPLIFIER*) PARA SINAIS NEURONAIIS**

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

Curso de Engenharia de Computação

ORIENTADOR: Prof. Dr. João Navarro Soares Junior

São Carlos
2016

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.

R949p

Rusa, Henrique Alberto
Projeto de um amplificador de baixo ruído
(low-noise amplifier) para sinais neuronais / Henrique
Alberto Rusa; orientador João Navarro Soares Júnior.
São Carlos, 2016.

Monografia (Graduação em Engenharia de Computação)
-- Escola de Engenharia de São Carlos da Universidade
de São Paulo, 2016.

1. Amplificador Neuronal. 2. LNA. 3. CMOS. 4.
Meta-heurística. 5. Layout. 6. NEF. I. Título.

FOLHA DE APROVAÇÃO

Nome: Henrique Alberto Rusa

Título: “Projeto de um amplificador de baixo ruído (Low-Noise Amplifier) para sinais neuronais”

Trabalho de Conclusão de Curso defendido em 23/06/2016

Comissão Julgadora:

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

Resultado:

APROVADO

Prof. Dr. Maximiliam Luppe
SEL/EESC/USP

Aprovado

Mestre Eder Issao Ishibe
SEL/EESC/USP

APROVADO

**Coordenador do Curso Interunidades Engenharia de Computação pela
EESC:**

Prof. Dr. Maximiliam Luppe

Nome: Henrique Alberto Rusa

Título: “Projeto de um amplificador de baixo ruído (Low-Noise Amplifier) para sinais neuronais”

Data: 9/06/2016

Orientador: Prof. Dr. João Navarro Soares Junior

RESUMO

Neste trabalho foi estudado e projetado um amplificador de sinais neurais implementado a partir de um amplificador operacional. Amplificadores neuronais têm como características importantes o baixo consumo de potência e o baixo ruído sendo, por isso, também chamados de LNAs (*Low Noise Amplifiers*). A tecnologia aplicada foi a CMOS 180 nm da TSMC (*Taiwan Semiconductor Manufacturing Company*). A otimização do circuito foi realizada por meio da meta-heurística *particle swarm*. Inicialmente foi realizado o estudo do comportamento do LNA, extraíndo sua função de transferência bem como a dependência do ruído com os elementos que compõe o circuito. Após o dimensionamento foi desenhado o *layout*, onde algumas técnicas para circuitos analógicos foram utilizadas. Por fim, o amplificador foi verificado, por meio de simulações realizadas com o programa *HSPICE*, quanto a sua estabilidade, ganho em malha aberta e em malha realimentada (fechada) e ruído em sua saída. Os resultados obtidos serviram para determinar o valor do índice de mérito NEF (*Noise Efficiency Factor*), o qual foi utilizado para caracterizar o desempenho do amplificador e comparar com outros LNAs apresentados na literatura.

Palavras chave: Amplificador Neuronal, LNA, CMOS, meta-heurística, *layout*, NEF.

Author: Henrique Alberto Rusa

Title: "Design of a low-noise amplifier for neuronal signals"

Date: 9/06/2016

Advisor: Prof. Dr. João Navarro Soares Junior

ABSTRACT

This work aimed to study and design a neural signal amplifier implemented from an operational amplifier. Neural amplifiers have important features as low power consumption and low noise, therefore, also called LNAs (Low Noise Amplifiers). The technology used was the TSMC (Taiwan Semiconductor Manufacturing Company) CMOS 180 nm. The circuit optimization was performed via meta-heuristics of particle swarm. Initially there was the study of the LNA behavior, extracting its transfer function and the noise dependence on the elements that compose the circuit. After the design, the layout was drawn, where some techniques for analog circuits were employed. Finally, the amplifier was checked through simulations with HSPICE program, regarding its stability, open-loop gain, feedback loop gain and its output noise. The results were utilized to determine the value of the figure of merit NEF (Noise Efficiency Factor), which was used to characterize and compare the performance of the amplifier with other LNAs in the literature.

Keywords: Neuronal Amplifier, LNA, CMOS, meta-heuristics, *layout*, NEF.

Lista de Figuras

Figura 1 - Eletrodos corticais em formato de grade para procedimentos invasivos (Fonte: Catálogo online da Dixi Medical – <i>Epidural Electrodes</i>).....	12
Figura 2 - Eletrodos peridural para inserção na caixa craniana (Fonte: Catalogo online da Dixi Medical – <i>Cortical Electrodes</i>).....	13
Figura 3 - Sistema de partículas para o <i>Particle Swarm Optimization</i>	19
Figura 4 - Screenshots do programa <i>CirOp</i> de otimização	20
Figura 5 - Descrição do fluxo do programa <i>CirOp</i> para os três principais algoritmos de meta-heurística	22
Figura 6 - Funções individuais de score contidos em <i>CirOp</i>	24
Figura 7 - Modelo do circuito amplificador de tensão e correspondente símbolo	25
Figura 8 - Esquemático para um amplificador operacional em malha fechada (LNA para sinais neuronais).....	26
Figura 9 - Arquitetura de um AmpOp OTA <i>Low Noise, Low Power</i>	30
Figura 10 - Modelo de pequeno sinais para o amplificador OTA-Miller projetado	30
Figura 11 - Modelo de pequenos sinais simplificado para o amplificador OTA-Miller.....	33
Figura 12 - Estrutura realimentada para amplificador OTA com modelo simplificado	34
Figura 13 - Esquemático em Malha Fechada do Amplificador OTA com fonte de corrente <i>IN</i>	39
Figura 14 - Espaço de soluções em \mathbb{R}^2	47
Figura 15 - Primeira bateria de resultados PSO com cinco otimizações de 3500 iterações (melhor score encontrado x num. de iterações)	48
Figura 16 - Segunda bateria de resultados PSO com cinco otimizações de 3500 iterações (melhor score encontrado x num. de interações)	49
Figura 17 - Quarta geração de resultados PSO com 5 otimizações de 3500 iterações (Valor do fitness calculado x Iteração)	50
Figura 18 - Diagramas de Bode do amplificador em malha aberta (Módulo – dB x frequência (Hz), e Fase – grau x frequência (Hz))	52
Figura 19 - Diagrama de Bode do amplificador em malha fechada (Módulo – dB x frequência (Hz), e Fase – grau x frequência (Hz))	53
Figura 20 – Espectro de ruído na saída do LNA	54
Figura 21 - Esquemático que descreve o OTA-Miller dimensionado	55
Figura 22 - Diagramas de Bode para malha aberta para o esquemático (SCH) e meta-heurística (sem sufixo) (Módulo – dB x frequência (Hz), Fase – grau x frequência (Hz))	55

Figura 23 - Diagramas de Bode para a configuração em malha fechada para o esquemático (SCH) e meta-heurística (sem sufixo) (Módulo – dB x frequência (Hz), e Fase – grau x frequência (Hz))	56
Figura 24 - Espectro do ruído na saída do LNA para o esquemático (SCH) e meta-heurística (sem sufixo)	57
Figura 25 - <i>Layout</i> projetado para o amplificador OTA ($150 \mu\text{m} \times 120 \mu\text{m} = 18000 \mu\text{m}^2$).....	58
Figura 26 - Diagramas de Bode do amplificador em malha aberta para o <i>layout</i> (LAY), esquemático (SCH) e meta-heurística (sem sufixo) (Módulo – dB x Hz, Fase – grau x Hz). A margem de fase está indicada	60
Figura 27 – Diagrama de Bode do amplificador em malha fechada para o <i>layout</i> (LAY), esquemático (SCH) e meta-heurística (sem sufixo) - (Módulo – dB x Hz, Fase – grau x Hz)	61
Figura 28 - Ruído de tensão visto na saída do amplificador em malha aberta para o <i>layout</i> (LAY), esquemático (SCH) e meta-heurística (sem sufixo) (Ruído $V \times \text{Hz}$)	62

Lista de Tabelas

Tabela 1 - Características dos Sinais Biológicos	13
Tabela 2 – Variáveis de projeto utilizadas na meta-heurística, descrição e intervalo de valores para o OTA estudado	44
Tabela 3 - Parâmetros utilizados no projeto, funções individuais de <i>score</i> para o cálculo da função objetivo e os termos gerados (explicado mais a frente)	45
Tabela 4 - Resultado para o melhor resultado obtido com o algoritmo de PSO	50
Tabela 5 - Resultados das medidas para o melhor <i>score</i> obtido através da otimização com meta-heurística	51
Tabela 6 – Dimensões arredondadas para o melhor resultado do <i>score</i> otimizado	51
Tabela 7 – Transistores divididos em elementos em paralelo	59
Tabela 8 - Valor dos NEFs para diversos artigos na literatura.....	65

Sumário

1. INTRODUÇÃO	10
1.1. Sinais Neurais	10
1.1.1. Eletrodos.....	12
1.1.2. Caracterização Elétrica dos Sinais Amostrados	13
1.1.3. Limitações e Requisitos	14
1.2. Objetivos.....	14
1.3. Estrutura da Monografia.....	15
1.4. Ferramentas	16
2. FUNDAMENTOS TEÓRICOS.....	17
2.1. Meta-heurística.....	17
2.1.1. Definição Geral	17
2.1.2. <i>Particle Swarm Optimization</i>	18
2.1.3. Caracterização do Programa Utilizado	19
2.1.3.1. Fluxo de simulação.....	20
2.1.3.2. Declaração dos Parâmetros	21
2.2. Amplificador Operacional	25
2.2.1. Ruído	28
2.2.1.1. Ruído <i>Flicker</i>	28
2.2.1.2. Ruído Térmico.....	28
2.2.1.3. <i>Noise Efficiency Factor</i>	29
2.2.2. Estrutura Utilizada	29
3. PROJETO	33
3.1. Equacionamento em Malha Fechada	33
3.1.1. Banda de Passagem da Realimentação	38
3.2. Inserção de Ruído no Equacionamento em Malha Fechada.....	39
3.3. Ruído na topologia OTA-Miller e no LNA.....	41
3.4. Otimização com Meta-heurística	43
3.5. Desenho do <i>Layout</i> do OTA na tecnologia TSMC 180 nm	54
3.5.1. <i>Design</i> do amplificador neuronal em <i>layout</i>	57
4. RESULTADOS.....	60

5. CONCLUSÕES	64
5.1. Trabalhos Futuros.....	65
6. REFERÊNCIAS BIBLIOGRAFICAS.....	66
Apêndice A.....	68

1. INTRODUÇÃO

1.1. Sinais Neurais

O campo da neurociência que estuda o comportamento neural utiliza-se de técnicas de gravação dos sinais neurais por meio de interfaces computador-cérebro, capazes de atuar nas frequências desejadas e que obedecem a especificações variadas para as aplicações no sistema nervoso.

A fim de se atender as especificações elétricas dos sinais neurais, muitos neurocientistas recorreram às técnicas de amostragem e captura que serão discutidas abaixo. Lebedev e Nicolelis (LEBEDEV; NICOLELIS, 2006) propuseram uma classificação para interfaces computador-cérebro, apresentando os obstáculos e os avanços necessários para garantir a viabilidade destas interfaces em ambientes clínicos. A classificação proposta é dada a seguir:

- **Interface computador-cérebro invasiva:** Eletrodos intracranianos são utilizados. Apresentam melhor qualidade no sinal capturado, entretanto há o risco da cirurgia invasiva, necessária ao procedimento;
- **Interface computador-cérebro não-invasiva:** Metodologia de gravação a partir de eletroencefalograma (EEG) sobre a superfície da cabeça; sinais limitados em banda devido à perda de qualidade dos mesmos.

Além de invasivo/não-invasivo, as interfaces ainda se dividem de acordo com o local de observação, podendo ser localizado ou múltiplo. No primeiro foca-se na decodificação da atividade neural de uma área específica, sendo que na segunda tira-se vantagem do perfil de processamento distribuído das informações e é possível capturar paralelamente os sinais de uma área distribuída com múltiplos eletrodos (LEBEDEV; NICOLELIS, 2006).

Segundo Holleman, Zhang e Otis (HOLLEMAN; ZHANG; OTIS, 2011), pode-se caracterizar três tipos distintos de sinais invasivos que são de interesse dos pesquisadores, sendo eles: potencial de ação (*spikes*), potencial local de campo (*local field potential - LFP*) e sinais de eletrocorticografia (*ECoG*). *Spikes* e LFPs podem ser medidos em uma única gravação na superfície do tecido, o

que acarreta uma atenuação significante no sinal amostrado. Já o ECoG necessita de um procedimento invasivo na superfície do córtex.

Buzsáki, Anastassiou e Koch (BUZSÁKI; ANASTASSIOU; KOCH, 2012) descrevem como se realiza a captura dos diversos eventos extracelulares estudados pelos neurocientistas. São estes:

- **Eletroencefalografia (EEG):** método muito disseminado para investigar a atividade cerebral. Realiza a medição no couro cabeludo utilizando somente um eletrodo. O sinal é o resultado da integração dos potenciais de campo locais (*Local Field Potential - LFP*) por uma área de 10cm^2 ;
- **Magnetoencefalografia (MEG):** método que utiliza dispositivos supercondutores de interferência quântica (*Superconducting Quantum Interference Devices - SQUID*) para medir pequenos campos magnéticos fora do crânio (alcance de $10 - 1000\text{ fT}$). Como é um método não-invasivo e com alta resolução espacial se tornou muito popular;
- **Eletrocorticografia (ECoG):** este método utiliza eletrodos subdurais (abaixo da camada dura-máter, que envolve o cérebro e a medula espinhal) de irídio-platina ou aço inoxidável para realizar a gravação da atividade cerebral direto da superfície do córtex;
- **Potencial de Campo Local (LFP):** para se realizar a aferição dos LFP utilizam-se eletrodos implantados no cérebro feitos de vidro ou metal. A gravação de um sinal de banda estendida de 40kHz resulta na coleta de sinais mais informativos, podendo também se obter alta resolução espacial dado a proximidade dos elementos com os pontos de origem dos sinais.

Com o advento da microeletrônica e da alta integração dos componentes eletrônicos foi possível construir circuitos que realizam a interface entre o cérebro e o computador, respeitando-se as limitações e aplicações nos diversos métodos desenvolvidos para o estudo dos sinais neuronais.

Não só teorias, mas aplicações diversas já se encontram em uso como resultado das técnicas e tecnologias desenvolvidas para a aquisição de sinais do

cérebro. Como caso de aplicação, pode-se citar o implante coclear, que auxilia pessoas com deficiência auditiva a escutar.

1.1.1. Eletrodos

Os diversos métodos para captura dos sinais neurais dependem dos dispositivos disponíveis e dos terminais de captação de sinal, denominados de eletrodos.

Segundo Holleman, Zhang e Otis (HOLLEMAN; ZHANG; OTIS, 2011), tipicamente se utiliza uma configuração de eletrodos onde uma diferença de potencial, medida com relação a um grande eletrodo de referência, é sensoriada por meio de amplificadores diferenciais. Geralmente os eletrodos possuem baixa impedância e a partir do contato com os fluidos extracelulares gera-se uma capacidade dependente da área do eletrodo, podendo variar de 150 pF até 1,5 nF.

Dada a diversidade de procedimentos de captura de sinais, pode-se notar diferenças nas características e nos tipos de eletrodos. Por exemplo, tome a figura 1 onde é apresentada uma grade de eletrodos de característica invasiva. Já a figura 2 apresenta um eletrodo para um procedimento peridural, também invasivo, que faz a inserção do eletrodo na caixa craniana do paciente.

Figura 1 - Eletrodos corticais em formato de grade para procedimentos invasivos
(Fonte: Catálogo online da Dixi Medical – *Epidural Electrodes*)

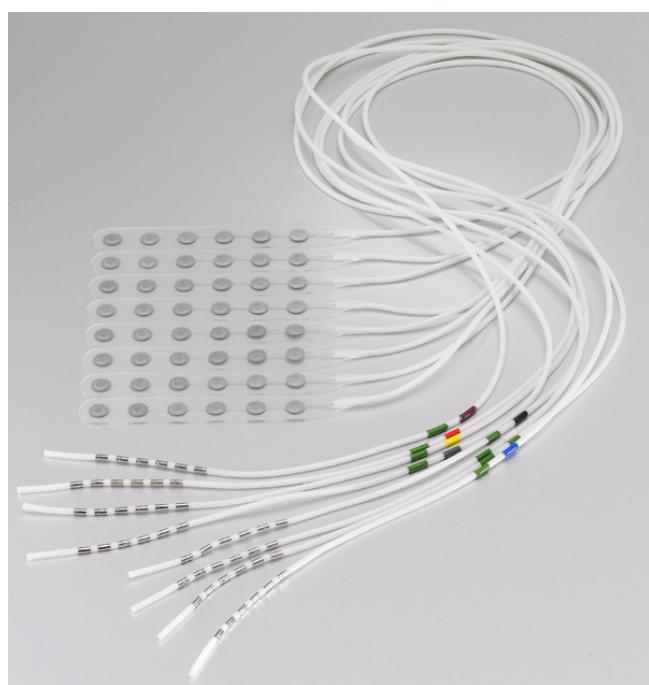
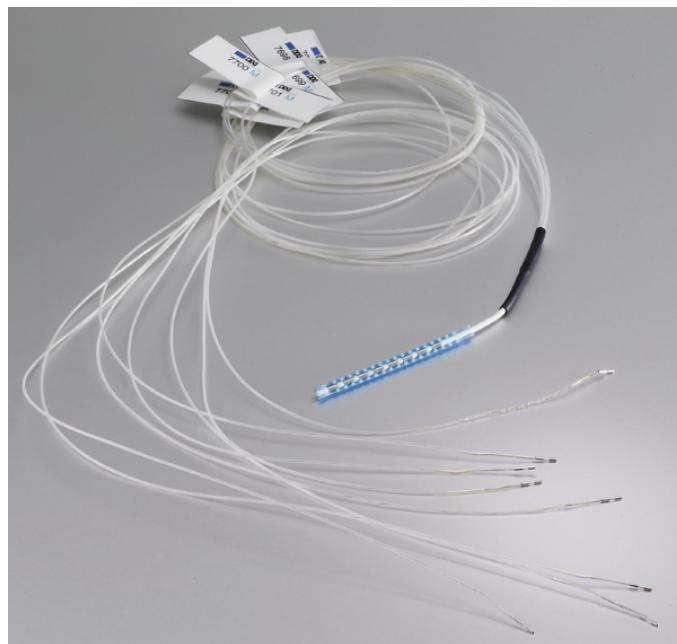


Figura 2 - Eletrodos peridural para inserção na caixa craniana (Fonte: Catalogo online da Dixi Medical – *Cortical Electrodes*)



1.1.2. Caracterização Elétrica dos Sinais Amostrados

Após a descrição de alguns métodos utilizados para capturar os sinais neurais, discorre-se sobre o que é de interesse a ser estudado e o que se pode desprezar nos sinais disponíveis.

Segundo Harrison e Cameron (HARRISON; CAMERON, 2003), *spikes* ocupam uma banda de 100 Hz até 7,0 kHz com amplitudes de não mais do que 500 μ V. LFPs geralmente possuem banda abaixo de 100 Hz com amplitudes de, no máximo, 5 mV. Já a ECoG possuí energia na banda de 0,5 Hz a 200 Hz com amplitudes não maiores do que 100 μ V.

A tabela 1 apresenta o resumo das características elétricas dos sinais neurais amostrados com suas correspondentes interfaces computador-cérebro (invasiva ou não-invasiva).

Tabela 1 - Características dos Sinais Biológicos

Sinais	Largura de Banda	Amplitude	Resolução	Invasivo
Spikes	0,1-7 kHz	< 500 μ V	Máxima	Invasiva
LFP	< 100 Hz	< 5 mV	Baixa	Invasiva
ECoG	0,5-200 Hz	< 100 μ V	Moderada	Moderada

Fonte: (HOLLEMAN; ZHANG; OTIS, 2011)

1.1.3. Limitações e Requisitos

É importante notar que diversos dispositivos utilizados para extrair os sinais neurais desejados estão em contato direto com tecido humano. Por esta razão, (HARRISON; CAMERON, 2003) deve-se limitar a dissipação de potência dos circuitos utilizados para não exceder a potência de 80 mW/cm^2 , que viria a danificar o tecido vivo.

Dadas as limitações dos sinais biológicos, deve-se também tomar cuidado com algumas características dos circuitos para que estes não afetem demasiadamente os sinais amostrados. Pelo fato dos sinais neurais possuírem baixíssimas amplitudes, existe a necessidade de trabalhar com um amplificador para formatar o sinal extraído e permitir que outros sistemas sejam capazes de lidar com as informações captadas. Holleman, Zhang e Otis (HOLLEMAN; ZHANG; OTIS, 2011) apresentam algumas diretrizes para o projeto deste amplificador, sendo elas:

- baixo ruído de entrada para resolver *spikes* da ordem de microvolt;
- alcance dinâmico suficiente para tolerar altos sinais de campos potenciais locais (LFP);
- amplificar os sinais neuronais na faixa de frequência desejada;
- impedância de entrada maior que a impedância da interface eletrodo/tecido e corrente DC de entrada insignificante;
- amplificar os sinais na faixa desejada para os sinais neurais;
- bloquear ou cancelar *offset* DC para não saturar a saída do amplificador;
- consumir pouca área e minimizar o uso de componentes externos;
- não dissipar mais do que 10 mW de potência.

1.2. Objetivos

Este trabalho tem por objetivo projetar um amplificador operacional (AmpOp) voltado para aplicações que requerem baixo consumo de potência e baixo ruído. O amplificador será utilizado em malha fechada para formar um amplificador de baixo ruído (*Low-Noise Amplifier - LNA*) para sinais neuronais.

O dimensionamento dos transistores presentes na topologia do amplificador em estudo será desenvolvido através de um programa chamado *CirOp*, utilizando, neste caso, um método meta-heurístico. Este programa é uma ferramenta em Matlab (MATHWORKS) no qual o usuário tem a disposição diversas topologias, bem como uma gama de meta-heurísticas diferentes capazes de executar o dimensionamento/otimização, heurísticas como por exemplo o *particle swarm optimization*, *genetic algorithm*, *simulated annealing* entre outras.

Dentro do escopo do trabalho também se irá analisar analiticamente o comportamento do amplificador projetado, extraíndo de sua configuração realimentada a função de transferência resultante bem como a dependência do ruído com os elementos que compõe o circuito.

A fim de obter um produto que seja passível de testes físicos, no trabalho também é feito o *layout* do amplificador na tecnologia de CMOS 180 nm da empresa TSMC (TSMC – *Taiwan Semiconductor Manufacturing Company*, 2016). No *layout*, técnicas de desenho são empregadas com o intuito de obter um circuito físico para testes futuros.

Por fim o amplificador será testado, por meio de simulações, quanto a sua estabilidade, ganho em malha aberta, ganho em malha realimentada (fechada) e ruído em sua saída. Para que se possa classificar o LNA desenvolvido, um índice de mérito chamado de *NEF* será utilizado a fim de comparar o desempenho do projeto com outros circuitos apresentados na literatura.

1.3. Estrutura da Monografia

Este trabalho é dividido em quatro capítulos: de fundamentos teóricos, projeto, resultados e conclusões.

Nos fundamentos é discutido sobre os conhecimentos básicos necessários para que o leitor seja capaz de seguir a linha de desenvolvimento.

O capítulo de projeto discorre sobre a análise teórica, o método de meta-heurística utilizado (e seus resultados) bem como a implementação de técnicas de *layout* para definir um circuito integrável.

Nos resultados apresentam-se os resultados das simulações sobre o *netlist* (arquivo de descrição das conexões do circuito eletrônico) extraído do *layout* desenhado. Também se comentam as características obtidas no LNA. Por fim, se discute o desempenho obtido com relação ao índice de mérito utilizado (*NEF*) a

fim de caracterizar o componente em meio a diversos outros presentes na literatura.

A sessão de conclusão encerra o trabalho indicando os resultados obtidos nas fases de projeto. Também se discute a eficácia do método de meta-heurística dentro da área de projeto de circuitos analógicos.

1.4. Ferramentas

As ferramentas utilizadas neste trabalho foram:

- Matlab;
- Hspice;
- Cadence (CADENCE, 2016).

2. FUNDAMENTOS TEÓRICOS

2.1. Meta-heurística

Com o desenvolvimento da matemática aplicada e aumento da complexidade dos problemas, as soluções destes começaram a se tornar muito complicadas devido a modelagens mais aprofundadas. Em vista disso, uma nova área de pesquisa, chamada de otimização, emergiu, visando suplementar as deficiências impostas pela capacidade de solucionar problemas eficientemente (em um tempo bem reduzido se comparado a solução convencional).

A heurística nasce a partir do aperfeiçoamento dos algoritmos de otimização, a fim de realizar aproximações quase ótimas para os problemas em análise.

Define-se Otimização combinatória como:

“Otimização combinatória é o estudo da matemática cujo intuito é o de achar agrupamentos, arranjos, ordenação ou uma seleção ótima de objetos discretos usualmente finitos em número” (LAWLER, 1976 apud OSMAN; KELLY, 1996, p. 2).

Geralmente, um problema de otimização pode ser representado por:

$$P: \begin{aligned} &\text{Minimizar (ou Maximizar) } C(S) \\ &\text{com } S \in X \subseteq \Omega \end{aligned}$$

Onde deseja-se minimizar (ou maximizar) o valor de uma função C que atribui uma pontuação dado um conjunto de variáveis S pertencentes ao espaço factível $X \subseteq \Omega$, com Ω sendo o espaço de soluções possíveis (factíveis ou irrealizáveis) (OSMAN; KELLY, 1996).

2.1.1. Definição Geral

Segundo Osman e Kelly (OSMAN; KELLY, 1996), pode-se definir a meta-heurística como um processo iterativo que possui uma heurística subordinada ao problema onde, combinando diferentes conceitos para explorar o espaço de soluções, como estratégias de aprendizado e estruturação de informações, se tem o objetivo de localizar, eficientemente, soluções aproximadamente ótimas no espaço de soluções.

Utilizando-se da definição anterior, muitos pesquisadores desenvolveram e propuseram diversas metodologias heurísticas aplicadas à otimização, a fim de

elaborar a melhor estratégia para alcançar uma solução suficientemente otimizada e em tempo hábil. Elenca-se abaixo alguns exemplos de meta-heurísticas utilizadas hoje em dia pela comunidade científica:

- Busca na Vizinhança;
- Algoritmos Genéticos;
- *Simulated Annealing*;
- Busca Tabu;
- Algoritmos de *Threshold*;
- *Particle Swarm Optimization*.

Com o intuito de direcionar os estudos, será abordado somente a estratégia de otimização utilizada para a confecção deste trabalho.

2.1.2. *Particle Swarm Optimization*

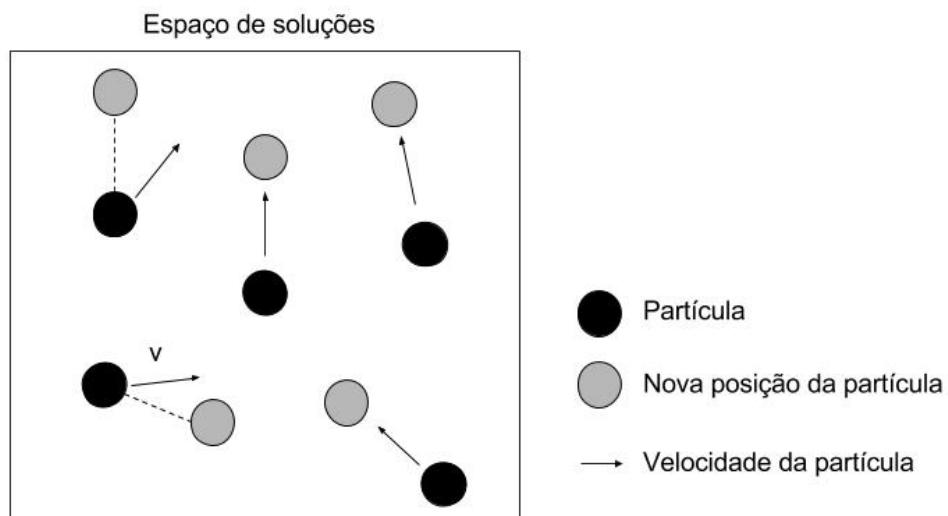
A *Particle Swarm Optimization* constitui uma meta-heurística estocástica (variáveis aleatórias cujo estado destas é definido de maneira aleatória) baseada em população.

A ideia por trás desta meta-heurística é o comportamento social apresentado por um extenso grupo de organismos naturais, (TALBI, 2009). Segundo Talbi (2009), o modelo básico consiste de N partículas em um espaço de pesquisa D dimensional. Cada partícula existe independentemente, cada qual com sua posição e vetor velocidade, como se pode notar pela figura 3. Cada ponto no espaço onde estão as partículas é um candidato a solução do problema em questão. À medida que elas percorrem este espaço, várias soluções vão sendo testadas até se encontrar a melhor. A ação conjunta de todas as partículas do sistema faz com que o enxame percorra o espaço de soluções de maneira distribuída e aleatória. Qualquer solução mais otimizada encontrada influencia no comportamento de todas as outras partículas.

O vetor velocidade (para melhor solução) pode ser descrito pela melhor posição individual de cada partícula $pi = (pi_1, pi_2, \dots, pi_D)$ com pi_j sendo o valor da parâmetro j para a partícula pi e a melhor posição do grupo todo $pg = (pg_1, pg_2, \dots, pg_D)$ com pg_j sendo o valor do parâmetro j para a partícula pg com solução mais otimizada em comparação ao grupo, onde a diferença $(pg - pi)$ apresenta o vetor velocidade entre cada partícula pi e a melhor solução na

vizinhança pg , (TALBI, 2009). Logo, o sistema cria uma única população de soluções candidatas (partículas) que se movem pelo espaço de soluções. O movimento de cada partícula é influenciado pela sua posição e pela melhor solução atual. O vetor velocidade é calculado para cada partícula (pi) com a partícula que atingiu a melhor solução do grupo (pg) fazendo com que o grupo todo se desloque para a região da melhor solução conhecida até aquele momento, a cada iteração.

Figura 3 - Sistema de partículas para o *Particle Swarm Optimization*

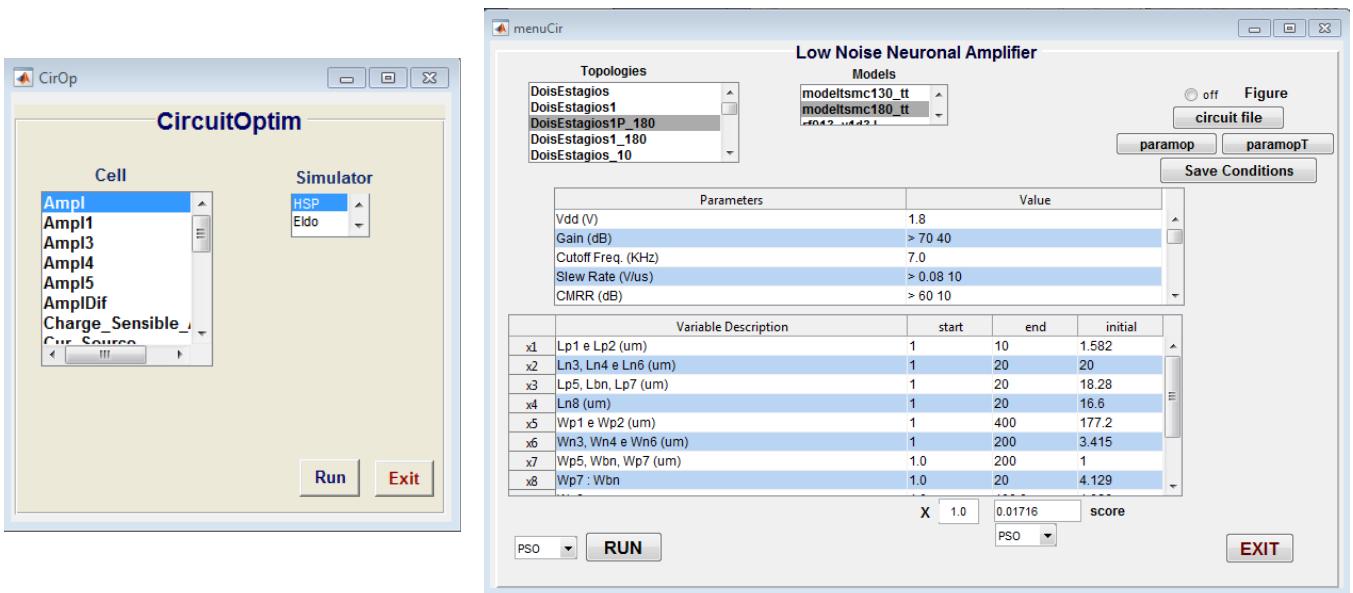


2.1.3. Caracterização do Programa Utilizado

O algoritmo de meta-heurística (*particle swarm optimization*) foi utilizado a partir do programa chamado *CirOp*, que conta com uma estrutura com várias topologias de circuito já implementadas para que seja realizado o dimensionamento/otimização. Este programa trabalha com base em simulações elétricas para avaliação dos circuitos.

A figura 4 apresenta os menus do programa, bem como as listas de células (*cell*) e dos simuladores (*simulator*) para escolher a célula e o simulador desejado. Cada célula possui um conjunto de topologias para otimização, cada qual com seus parâmetros e variáveis, discutidos a seguir, apresentados pelas tabelas na janela *menuCir*. A meta-heurística é escolhida pelo *dropdown* ao lado do botão *RUN*, na janela *menuCir*.

Figura 4 - Screenshots do programa *CirOp* de otimização



Pode-se escolher a topologia do circuito e o modelo para a tecnologia utilizada. Para todas as topologias de certo tipo de circuito, por exemplo um amplificador operacional, existem os chamados parâmetros de projeto, cada qual com seu valor. Os parâmetros são relacionados com as especificações desejadas para o circuito, como, por exemplo, tensão de operação e potência consumida.

Cada topologia de circuito também tem suas variáveis de projeto. Deve-se fornecer a faixa de valores possíveis para cada variável e um valor inicial que, dependendo do tipo de otimização aplicado, poderá ou não ser utilizado.

2.1.3.1. Fluxo de simulação

O fluxograma apresentado na figura 5 descreve o caminhar do programa *CirOp* durante a otimização (dimensionamento) de um circuito. Três meta-heurísticas, SA (*Simulated Annealing*), PSO (*Particle Swarm Optimization*) e GA (*Genetic Algorithm*) são exemplificadas.

A partir da escolha da especificação (parâmetros) do circuito e do algoritmo de meta-heurística, cada ciclo de otimização se repete até o final do número desejado de iterações.

Pode-se verificar que cada meta-heurística implementada (não estão representados na figura 5 todos os algoritmos do programa) possui uma parte de seu ciclo específico de seu comportamento. Entretanto, note que todas as meta-heurísticas utilizam a mesma função de *fitness* (ou função objetivo). No *CirOp* a função de *fitness* prepara um arquivo de simulação elétrica para análise do

círcuito, executa a simulação, lê os resultados fornecidos pela simulação e, a partir destes, determina uma pontuação (score) ao círcuito.

A estrutura descrita acima foi projetada para que quaisquer novas meta-heurísticas que forem introduzidas possam utilizar a mesma função de *fitness* sem a necessidade de elaboração de uma nova função de *fitness*. Com isso, pode-se abstrair o cálculo do *fitness* de cada simulação garantindo o reuso de código, facilitando a adição de novas estratégias de otimização.

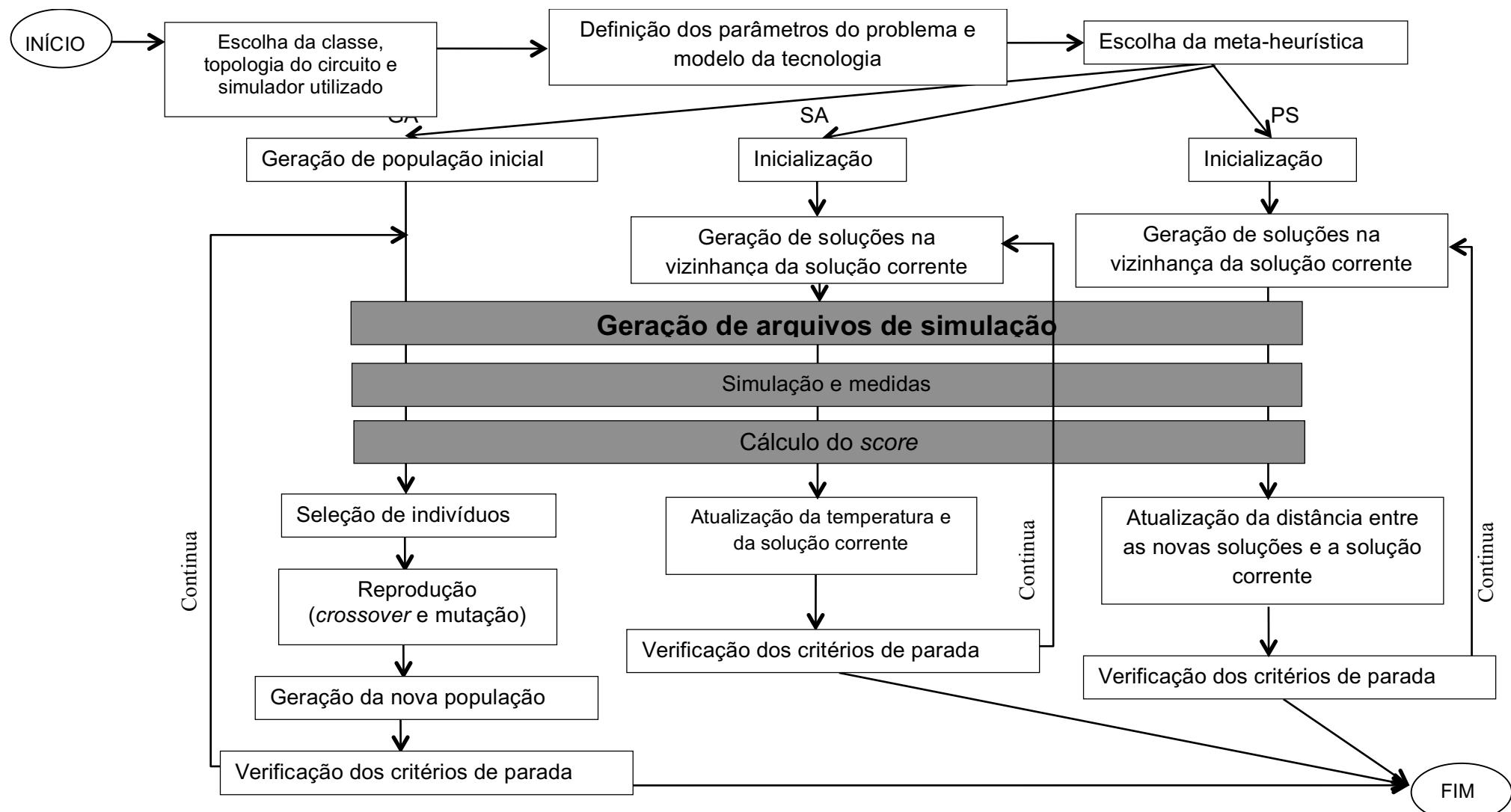
2.1.3.2. Declaração dos Parâmetros

Para cada tipo de círcuito contido no programa utilizado existe um conjunto de parâmetros que descrevem as especificações desejadas como já dito. Algumas destas especificações servem de entrada, como tensão de alimentação, outras são características passíveis de otimização, como a potência consumida. O programa propõe funções para que seja possível especificar como as características otimizáveis são utilizadas no cálculo do score do círcuito.

As funções utilizadas pelo programa *CirOp* são apresentadas na figura 6 e serão chamadas de funções individuais de score. Portanto, tem-se:

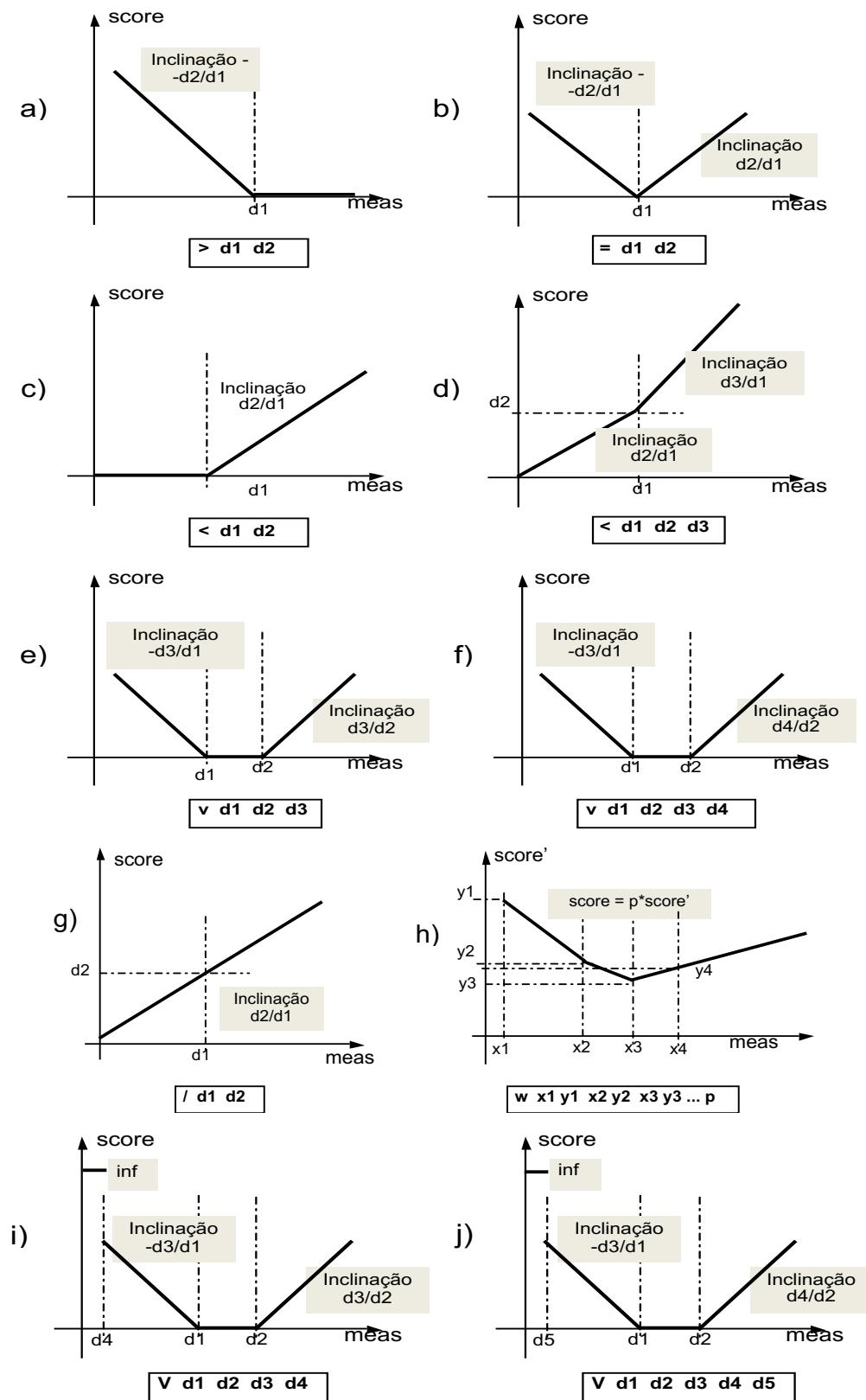
- a) $[> d1 d2](x)$: para esta função o score é zero se o valor de x for maior que $d1$; o score varia linearmente, a partir do zero com inclinação $-d2/d1$, para valores menores que $d1$;
- b) $[= d1 d2](x)$: para esta função o score é zero se o valor de x for igual a $d1$; o score varia linearmente, a partir do zero com inclinação $-d2/d1$, para valores de x menores do que $d1$, e com inclinação $d2/d1$, para valores maiores do que $d1$;
- c) $[< d1 d2](x)$: para esta função o score é zero se o valor de x for menor que $d1$; o score varia linearmente, a partir do zero com inclinação $d2/d1$, para valores maiores que $d1$;
- d) $[< d1 d2 d3](x)$: para esta função o score varia linearmente, a partir de zero até $d2$ com inclinação $d2/d1$, para valores de x entre zero e $d1$; o score varia linearmente, a partir do valor $d2$, com inclinação $d3/d1$, para valores maiores do que $d1$;

Figura 5 - Descrição do fluxo do programa *CirOp* para os três principais algoritmos de meta-heurística



- e) $[v \ d1 \ d2 \ d3](x)$: para esta função o *score* é zero se o valor de x estiver entre $d1$ e $d2$; o *score* varia linearmente, a partir do zero com inclinação $-d3/d1$, para valores de x menores que $d1$, e com inclinação $d3/d2$ para valores maiores que $d2$;
- f) $[v \ d1 \ d2 \ d3 \ d4](x)$: para esta função o *score* é zero se o valor de x estiver entre $d1$ e $d2$; o *score* varia linearmente, a partir do zero com inclinação $-d3/d1$, para valores de x menores que $d1$, e com inclinação $d4/d2$ para valores maiores que $d2$;
- g) $[/ \ d1 \ d2](x)$: para esta função o *score* varia linearmente, a partir de zero com inclinação $d2/d1$, para qualquer valor de x maior que zero;
- h) $[w \ x1 \ y1 \ x2 \ y2 \dots \ p](x)$: para esta função o *score* varia linearmente, a partir de $y1$ até $y2$, com inclinação $(y2-y1)/(x2-x1)$ para valores de x entre $x1$ e $x2$; o *score* varia linearmente, a partir do valor $y2$ até $y3$, com inclinação $(y3-y2)/(x3-x2)$ para valores de x entre $x2$ e $x3$; o *score* varia linearmente, a partir de $y3$ até $y4$, com inclinação $(y4-y3)/(x4-x3)$ para valores de x entre $x3$ e $x4$, e assim por diante; o *score* final é calculado pela multiplicação do *score* obtido da função pelo valor p ;
- i) $[V \ d1 \ d2 \ d3 \ d4](x)$: para esta função o *score* é zero se o valor de x estiver entre $d1$ e $d2$; o *score* é infinito se o valor de x for menor do que $d4$; o *score* varia linearmente, a partir do zero com inclinação $-d3/d1$, para valores de x menores que $d1$ e maiores que $d4$ e varia linearmente, a partir do zero com inclinação $d3/d2$ para valores de x maiores que $d2$;
- j) $[V \ d1 \ d2 \ d3 \ d4 \ d5](x)$: para esta função o *score* é zero se o valor de x estiver entre $d1$ e $d2$; o *score* é infinito se o valor de x for menor do que $d5$; o *score* varia linearmente, a partir do zero com inclinação $-d3/d1$, para valores de x menores que $d1$ maiores que $d4$ e varia linearmente, a partir do zero com inclinação $d4/d2$ para valores de x maiores que $d2$.

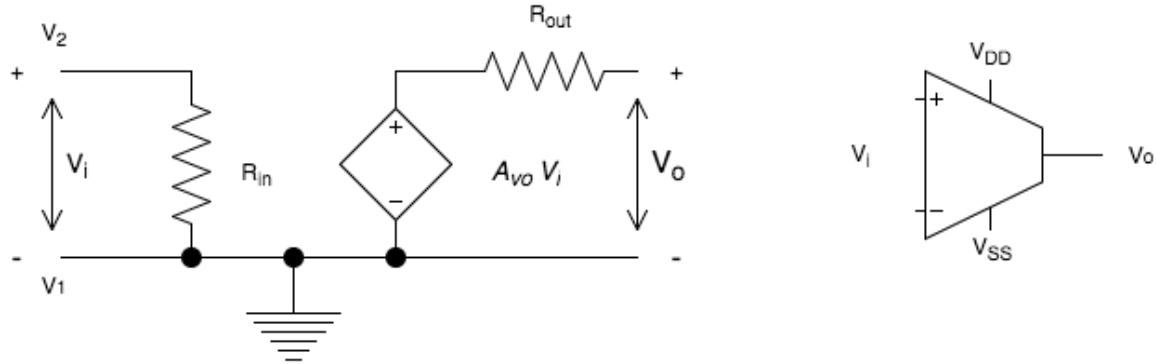
Figura 6 - Funções individuais de score contidos em CirOp



2.2. Amplificador Operacional

Segundo Sedra e Smith (SEDRA; SMITH, 2000), uma das mais fundamentais tarefas na área de processamento de sinais é a amplificação dos sinais utilizados. Isso decorre do fato de muitos sinais de interesse possuírem tensões da ordem de microvolt (μV) a milivolt (mV). A figura 7 abaixo introduz o modelo em pequenos sinais simplificado do um amplificador de tensão diferencial, com os componentes e terminais que o compõe e seu símbolo.

Figura 7 - Modelo do circuito amplificador de tensão e correspondente símbolo



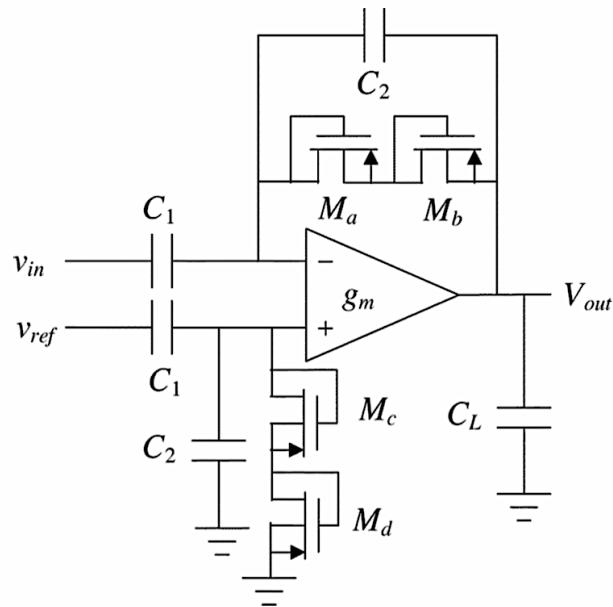
O modelo do amplificador de tensão, como visto na figura 7, é composto por uma fonte de tensão controlada pelo sinal de entrada com ganho A_{vo} e dois resistores: um de entrada (R_{in}) e outro de saída (R_{out}).

Amplificadores Operacionais, AmpOps, são blocos básicos para construção de amplificadores de tensão, além de outros blocos analógicos importantes como filtros, comparadores, etc. Segundo Sedra e Smith (SEDRA; SMITH, 2000) um amplificador operacional responde somente à diferença de tensão entre os terminais de entrada ($v_2 - v_1$), fornecendo na saída um sinal dado por $A_{vo}(v_2 - v_1)$ onde A é o ganho de malha aberta e idealmente infinito.

Um AmpOp pode ser utilizado em duas configurações: malha fechada e malha aberta. A configuração em malha fechada consiste em realimentar a entrada do amplificador com seu sinal de saída. Na configuração de malha aberta não existe nenhuma realimentação.

A figura 8 apresenta o esquemático para uma configuração de malha fechada de um amplificador. Este circuito serve como amplificador de tensão para sinais neuronais, com ganho dado pela relação entre C_1/C_2 , como será visto. AmpOps para tais aplicações devem ter consumo de potência de alguns microWatts e baixíssimo ruído.

Figura 8 - Esquemático para um amplificador operacional em malha fechada (LNA para sinais neuronais)



Fonte: (HARRISON; CAMERON, 2003)

Barbosa Torres (2014) elenca também parâmetros importantes a serem considerados em um AmpOp, sendo eles:

- **ganho diferencial (em malha aberta):** é a relação entre a tensão de saída com a diferença das tensões nos terminais de entrada do AmpOp. Normalmente é muito grande, da ordem de 10^2 a 10^5 V/V;
- **frequência de ganho unitário:** é a frequência cujo valor do ganho em malha aberta atinge 0,0 dB, ou seja, quando o ganho diferencial é de 1 V/V;
- **margem de fase:** é o valor angular que pode ser somado ou subtraído da curva de fase da resposta em frequência do AmpOp, operando em malha aberta, na frequência em que o ganho do AmpOp apresenta valor unitário (1 V/V ou 0,0 dB);
- **margem de ganho:** é a quantidade de ganho que pode ser somado ou subtraído da resposta em frequência do ganho do AmpOp até que

o sistema fique instável, operando em malha aberta, na frequência onde o ângulo de fase é de 180° ;

- **taxa de rejeição de modo comum (CMRR – *Common Mode Rejection Ratio*):** quando o AmpOp possui em suas entradas V_+ e V_- a mesma tensão, diz-se que o AmpOp opera em modo comum. A tensão de modo comum é dada por $V_{mc} = (V_+ + V_-)/2$. Idealmente, se uma mesma tensão for aplicada nas duas entradas do AmpOp a sua saída resultante será igual a zero. Na prática isto não é verdade e uma saída, mesmo que pequena, existirá na saída do amplificador. O ganho de modo comum é expresso por $A_{mc} = \Delta V_o / \Delta V_{mc}$, onde ΔV_o é a variação na saída do AmpOp e ΔV_{mc} é a variação de tensão de modo comum. O CMRR expressa o quanto o AmpOp rejeita a amplificação de sinais de modo comum, dado por $CMRR = 20 \log_{10} (G / A_{mc})$, onde G é o ganho do AmpOp;
- **taxa de rejeição de alimentação (PSRR – *Power Supply Rejection Ratio*):** Um AmpOp deve ser insensível a variações de tensão nas fontes de alimentação, o que pode ocasionar uma amplificação indesejada por causa do ruído presente (ruídos podem ser provenientes da fonte positiva e/ou negativa de alimentação). A taxa de rejeição de alimentação (PSRR) é expressa por $PSRR = 20 \log_{10} (G / A_{src})$, onde A_{src} é o ganho de amplificação dos sinais que vem pela fonte e G é o ganho do AmpOp. Valores típicos estão entre 60 dB a 100 dB;
- **potência:** a potência do AmpOp é idealmente zero, contudo nos circuitos reais isso não é verdade e deseja-se realizar um projeto que reduza o consumo para a menor quantia possível;
- **slew Rate:** O *slew rate* é definido como a taxa máxima de variação da saída do AmpOp com relação a sua entrada. Pode-se definir também como a velocidade de resposta do amplificador a uma variação de tensão na entrada. Esse fenômeno pode causar distorções nos sinais aplicados na entrada do AmpOp se o sinal de entrada possuir uma frequência acima da capacidade do

amplificador de alterar sua saída conforme a entrada. O *slew rate* é dado por $\max\left(\left|\frac{dv_{out}(t)}{dt}\right|\right)$;

- **tensão de Offset:** Como dito anteriormente, se uma mesma tensão for aplicada nas duas entradas do AmpOp a sua saída será diferente de zero. Com isso, uma tensão pode ser aplicada aos terminais de entradas V_+ e V_- do AmpOp tal que a tensão de saída do circuito seja nula. Essa tensão de entrada é chamada de tensão de *offset*;
- **ruído:** O ruído possui natureza aleatória e interfere no comportamento do circuito. Sua quantização é feita por densidade espectral de potências indicando a quantidade de energia do sinal em determinadas frequências.

2.2.1. Ruído

A seguir apresentar-se-ão os tipos de ruído mais importantes para os dispositivos MOSFET estudados neste trabalho. São eles o ruído *flicker* e o ruído térmico (*white noise*).

2.2.1.1. Ruído *Flicker*

Segundo Tsividis (TSIVIDS, 2009), o ruído *flicker* é dominante em frequências baixas do sinal nos transistores MOS, mas sua origem ainda não foi bem estabelecida. Uma das teorias diz que este efeito ocorre devido algumas “armadilhas” presentes na estrutura cristalina dos semicondutores que prejudicam o sinal ao capturar e liberar de forma aleatória portadores de carga elétrica. O ruído *flicker* pode ser modelado com uma fonte de tensão no *gate* com uma densidade espectral dada por:

$$\overline{V_{GS,noise}^2} = \frac{K_f}{WLC_{OX}f} \Delta f$$

onde K_f é um coeficiente dependente do estado do transistor (fraca, forte ou moderada inversão), C_{OX} é a capacidade de porta do transistor, W e L são a largura, *width*, e o comprimento, *length*, do canal do transistor MOS, f a frequência do ruído e Δf é a faixa de frequência do sinal.

2.2.1.2. Ruído Térmico

O ruído Johnson, ruído Nyquist ou ruído térmico é causado, segundo Tsividis (TSIVIDS, 2009), pelo movimento aleatório dos portadores devido à sua

temperatura. Portanto, as respostas de ruído dos circuitos que utilizam transistores MOS ficam também condicionadas à temperatura de cada elemento.

O ruído térmico pode ser modelado com uma fonte de tensão no *gate* do transistor com uma densidade espectral dada por Tsividis:

$$\overline{V_{GSnoise}^2} = 4kT \left(\frac{2}{3g_m} \right) \Delta f$$

onde k é a constante de Boltzmann, T a temperatura absoluta em Kelvin, g_m é a transcondutância do transistor e Δf a faixa de frequência do sinal.

Pode-se também modelar o ruído térmico como uma fonte de corrente entre dreno e fonte com uma densidade espectral dada por

$$\overline{i_{DSnoise}^2} = 4kT \left(\frac{2g_m}{3} \right) \Delta f$$

2.2.1.3. Noise Efficiency Factor

Na literatura se utiliza largamente um índice de mérito chamado NEF (*Noise Efficiency Factor*) para caracterizar diferentes topologias de LNAs. A relação para o NEF é (WATTANAPANITCH; FEE; SARPESHKAR, 2007):

$$NEF = V_{ni,rms} \sqrt{\frac{2}{\pi BW} \frac{I_{tot}}{U_T} \frac{1}{4kT}}$$

onde $V_{ni,rms}$ é o ruído rms medido na saída dividido pelo ganho do LNA, I_{tot} é a corrente total consumida pelo circuito, BW é a faixa de frequências de operação do LNA, U_T a tensão térmica kT/q e q é a carga do elétron.

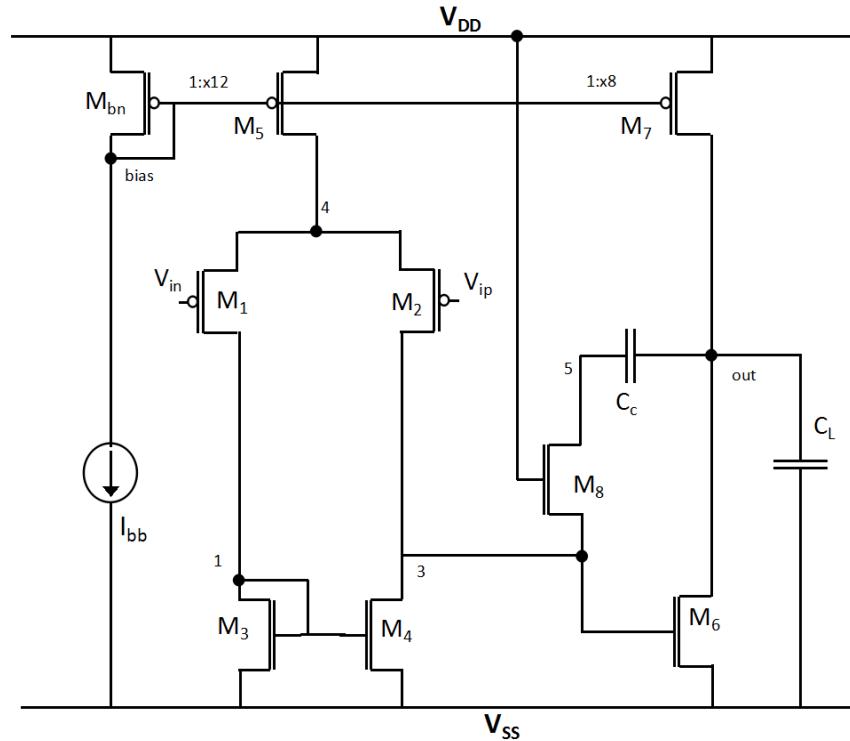
Note que um dos melhores valores obtidos na literatura para um amplificador com par diferencial LNA foi apresentado por Wattanapanitch, Fee e Sarpeshkar (WATTANAPANITCH; FEE; SARPESHKAR, 2007). Nesse trabalho os autores relataram um valor de 2,67 para o NEF da topologia proposta.

2.2.2. Estrutura Utilizada

A topologia do AmpOp *low noise* e *low power* aplicada neste trabalho é apresentada na figura 9. Este circuito tem como estágio de entrada um par diferencial, transistores PMOS M_1 e M_2 que são iguais, com carga ativa, transistores NMOS M_3 e M_4 que são iguais. Este estágio fornece um alto ganho diferencial e baixo ganho de modo comum. O segundo estágio é uma fonte comum, transistores M_6 e M_7 , que amplifica mais o sinal. Adicionalmente, o

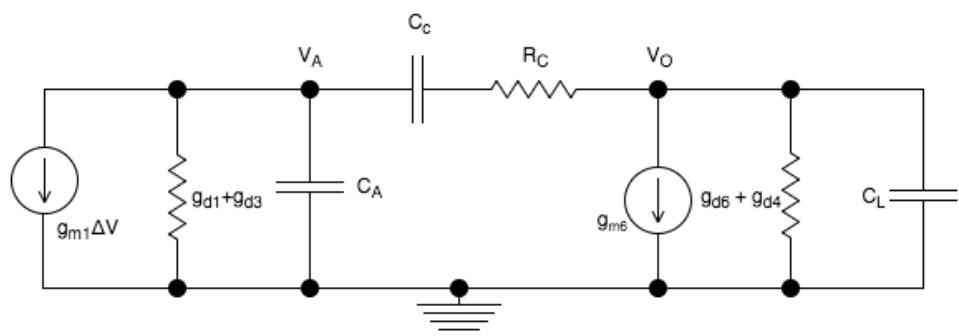
transistor M_8 junto com o capacitor C_C servem fazer a compensação e garantir a estabilidade e os transistores PMOS M_{bn} , M_5 e M_7 formam um espelho de corrente que distribuiu as correntes para o circuito. Este AmpOp é conhecido como OTA-Miller (*Operational Transductance Amplifier*).

Figura 9 - Arquitetura de um AmpOp OTA Low Noise, Low Power



O circuito de pequenos sinais equivalente OTA-Miller é apresentado pela figura 10. Os resultados apresentados a seguir se baseiam no desenvolvimento proposto por Gregorian e Temes (GREGORIAN; TEMES, 1986).

Figura 10 - Modelo de pequeno sinal para o amplificador OTA-Miller projetado



Fonte: (Gregorian & Temes, 1986)

Para este modelo $\Delta V = (V_{ip} - V_{in})$ é a entrada diferencial do amplificador, g_{m1} e g_{m6} correspondem a transcondutância dos transistores M_1 e M_6 , g_{d1} , g_{d3} , g_{d4} e g_{d6} correspondem a transcondutância de dreno dos transistores M_1 , M_3 , M_4 e M_6 , C_L é a carga capacitiva externa ao amplificador, R_C modela o transistor M_8 e C_A modela as capacitâncias parasitas do nó (3) que liga os drenos dos transistores M_2 , M_4 e M_8 .

A função de transferência deste sistema é dada pela equação

$$A(s) = \frac{A_0(1 - s/z_1)}{(1 - s/p_1)(1 - s/p_2)(1 - s/p_3)}$$

O modelo proposto é constituído por um zero, z_1 , e três polos, p_1 , p_2 e p_3 . O ganho DC do circuito pode ser escrito como

$$A_0 = \frac{g_{m1}g_{m6}}{(g_{d1} + g_{d3})(g_{d6} + g_{d4})}$$

O polo dominante é dado por

$$p_1 \cong \frac{g_{d1} + g_{d3}}{C_C \left(\frac{g_{m6}}{g_{d6} + g_{d1}} \right) + C_A} \approx \frac{(g_{d1} + g_{d3})(g_{d6} + g_{d4})}{C_C g_{m6}}$$

É interessante notar aqui que este polo não sofre influência da carga na saída do amplificador (C_L). Veja que a carga é suposta ser apenas capacitiva.

Os outros polos são escritos como

$$p_2 \cong -\frac{C_C g_{m6}}{C_A C_L + (C_A + C_L) C_C} = -\frac{g_{m6}/C_A C_L}{\frac{1}{C_C} + \frac{1}{C_A} + \frac{1}{C_L}}$$

$$p_3 \cong -\frac{1}{R_C} \left(\frac{1}{C_C} + \frac{1}{C_A} + \frac{1}{C_L} \right)$$

Por fim o zero é escrito como

$$z_1 = -\frac{1}{\left(R_C - \frac{1}{g_{m6}} \right) C_C}$$

Para garantir a estabilidade do amplificador, normalmente se procura colocar o zero no infinito ou cancela-lo com um dos polos não dominantes.

Resulta então que a função de transferência se reduz a um polo dominante e um/dois polos não dominantes em alta frequência.

A frequência de ganho unitário é calculada a partir do produto entre o ganho DC e o polo do sistema (supondo que apenas o polo dominante influencia na operação), obtendo-se

$$A_0 p_1 = A_0 BW = \frac{g_{m1}}{C_C} = GBW$$

onde GBW é o *gain bandwidth* ou também a frequência de ganho unitário.

3. PROJETO

A seção de projeto consiste em equacionar o LNA, um AmpOp em malha fechada como na figura 8, realizar o seu dimensionamento com meta-heurística e desenvolver um *layout* com o resultado das dimensões otimizadas para o AmpOp.

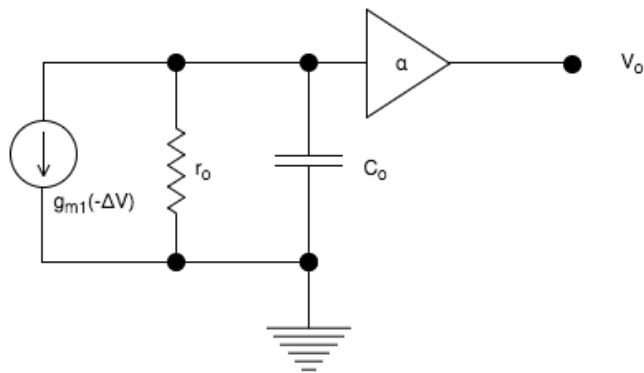
Primeiramente, será equacionado o OTA realimentado e se determinará sua função de transferência. Também para a estrutura realimentada, se determinará a função de transferência para uma fonte de corrente aplicada em ponto conveniente. A próxima etapa na análise da estrutura do OTA em malha aberta é o modelamento de todas as fontes de ruído como fonte de corrente. Associando os resultados anteriores, determinaremos o ruído no OTA realimentado.

Finalmente, utilizando-se a meta-heurística escolhida (PSO), será feito o dimensionamento/otimização do OTA e os resultados serão utilizados no desenvolvimento de um *layout* na tecnologia CMOS 180 nm da TSMC.

3.1. Equacionamento em Malha Fechada

Podemos utilizar o modelo da figura 10 para analisar o amplificador em malha fechada. Isso, no entanto, levará a uma função de transferência com quatro polos, difícil de analisar. Em vista disso um modelo mais simples será utilizado. O modelo aplicado é desenvolvido a partir dos resultados e observações anteriores e está mostrado na figura 11.

Figura 11 - Modelo de pequenos sinais simplificado para o amplificador OTA-Miller



Na configuração em pequenos sinais apresentada existe apenas um polo, que não depende da carga na saída, e nenhum zero. Para que o polo deste

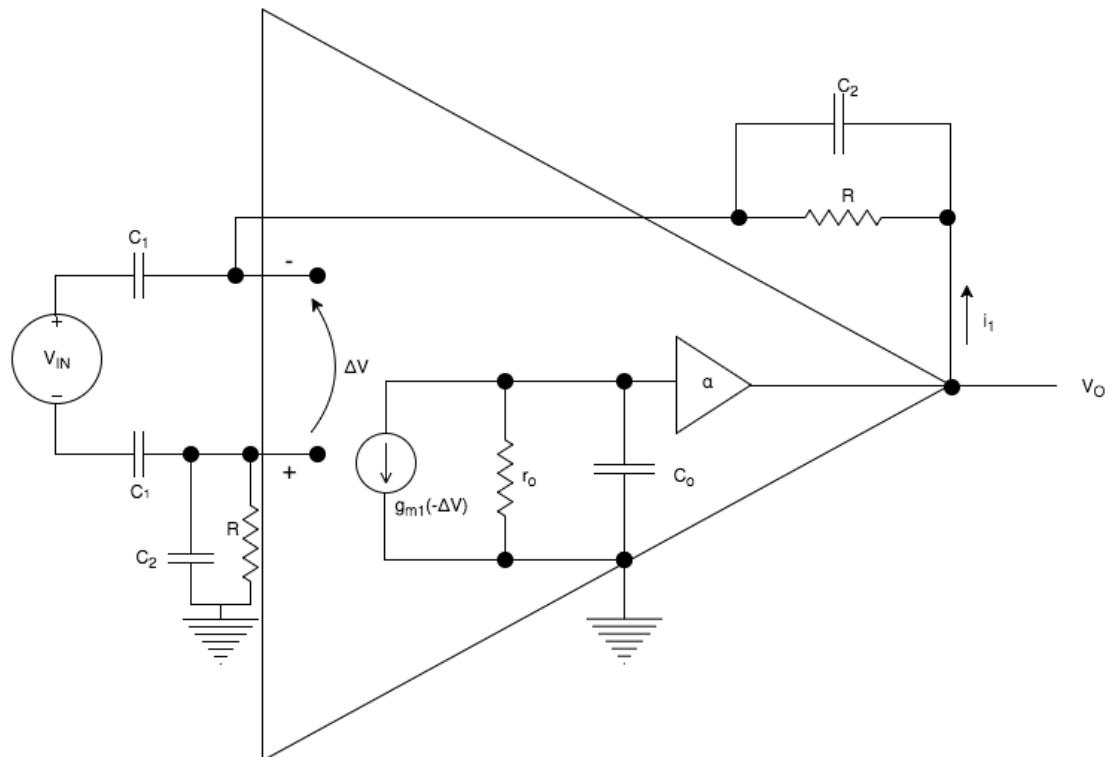
modelo e seu ganho DC coincidam com o polo dominante p_1 e com o ganho A_o devemos ter que

- a resistência r_o seja $r_o = \frac{1}{g_{d1}+g_{d3}}$;
- o ganho α do modelo seja $\alpha = \frac{g_{m6}}{g_{d4}+g_{d6}}$;
- a transcondutância g_m seja $g_m = g_{m1} = g_{m2}$;
- e a capacitância interna C_o seja $C_o = \frac{C_C g_{m6}}{g_{d4}+g_{d6}} = C_C \alpha$.

Os transistores M_a , M_b , M_c e M_d (figura 8) operam como resistores de altíssimo valor. Por esta razão eles serão modelados aqui como resistores (DELBRUCK; MEAD, 1994).

A figura 12 apresenta a configuração do OTA, com modelo simplificado, e realimentação que implementa um LNA como na figura 8. Os transistores M_a , M_b , M_c e M_d facilitam a obtenção de resistores de alto valor sem utilizar muita área em *layout* (como fazem os resistores convencionais).

Figura 12 - Estrutura realimentada para amplificador OTA com modelo simplificado



Conforme o modelo simplificado para o amplificador, pode-se determinar sua resposta a entrada V_{IN} . Uma primeira relação que pode ser escrita é

$$V_o = \Delta V \left(\frac{g_{m1}r_o}{sC_o r_o + 1} \right) \alpha$$

Observando que ΔV pode ser escrita como

$$\Delta V = V_{IN} + \frac{2i_1}{sC_1}$$

obtemos a relação

$$V_o = \left(V_{IN} + \frac{2i_1}{sC_1} \right) \left(\frac{g_{m1}r_o}{sC_o r_o + 1} \right) \alpha \quad (1)$$

Utilizando-se agora da lei das tensões de Kirchhoff, é possível equacionar a malha que inicia por V_o , passa pela realimentação, circula pelas capacitâncias de entrada C_1 culminando na impedância paralela entre C_2 e R . Com isso, pode-se escrever uma nova relação

$$V_o = i_1 \frac{2R}{RC_2 s + 1} + \frac{2i_1}{sC_1} + V_{IN} \quad (2)$$

A partir das equações 1 e 2 é possível extrair a relação entre a tensão de saída e a tensão de entrada, dado por

$$\frac{V_o}{V_{IN}}(s) = \frac{(C_1 g_{m1} R r_o \alpha) s}{[RC_o r_o (C_1 + C_2)] s^2 + [RC_1 + RC_2 (g_{m1} r_o \alpha + 1) + C_o r_o] s + g_{m1} r_o \alpha + 1} \quad (3)$$

Com o intuito de simplificar os resultados obtidos, deve-se assumir algumas relações para o circuito, sendo elas:

- que $g_{m1} r_o \alpha \gg \frac{C_1 + C_2}{C_2}$ para garantir que o ganho do amplificador operacional é maior que o ganho do circuito de realimentação;
- que $C_1 \gg C_2$ e $R \gg r_o$ para garantir que o ganho do circuito de realimentação seja grande;
- que $\frac{g_{m1}}{C_C} \left(\frac{C_2}{C_1 + C_2} \right) \gg \frac{1}{RC_2}$ para garantir que o GBW dividido pelo ganho do amplificador é maior que o polo $\frac{1}{RC_2}$ da realimentação.

A partir das assunções podemos achar que

$$g_{m1}r_o\alpha \gg 1, RC_2g_{m1} \gg C_c \text{ e } C_2g_{m1}r_o\alpha \gg C_1$$

Dessa forma pode-se simplificar a equação para

$$\frac{V_o}{V_{IN}}(s) = \frac{(C_1g_{m1}R\alpha)s}{[RC_o(C_1 + C_2)]s^2 + [RC_2g_{m1}\alpha]s + g_{m1}\alpha} \quad (4)$$

Com o resultado simplificado para a função de transferência do sistema em mãos, pode-se partir para a determinação de seus zeros e polos.

Quanto aos zeros, vemos que há na função de transferência do sistema um zero em zero.

A análise dos polos pode ser feita a partir da solução das raízes da equação de segundo grau do denominador dada por

$$D(s) = [RC_o(C_1 + C_2)]s^2 + [RC_2g_{m1}\alpha]s + g_{m1}\alpha$$

Utilizando a solução de Bhaskara para a equação acima, é possível obter que os polos são dados por

$$p = -\frac{g_{m1}\alpha C_2 \left[1 \pm \sqrt{1 - \frac{4(C_1 + C_2)C_o}{C_2^2 g_{m1} R \alpha}} \right]}{2C_o(C_1 + C_2)}$$

Visto que o valor que $\frac{g_{m1}}{C_c} \left(\frac{C_2}{C_1 + C_2} \right) \gg \frac{1}{RC_2}$ é fácil mostrar que $\frac{(C_1 + C_2)C_o}{C_2^2 g_{m1} R \alpha} \ll 1$. Dessa forma, o termo dentro da raiz pode ser aproximado pelo valor um, resultando nos polos

$$p_1 = -\frac{2g_{m1}\alpha C_2}{2C_o(C_1 + C_2)} = -\frac{g_{m1}C_2}{C_c(C_1 + C_2)} \text{ e } p_2 \cong 0$$

Contudo, a partir da expansão em série de Taylor da raiz presente na solução de Bhaskara (utilizando o resultado da série da função $g(x) = \sqrt{1 - x}$ em torno do centro 0), é possível se ter um valor mais preciso para o polo p_2 .

A série de Taylor para uma função $f(x)$ é definida por

$$f(x) = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{f^{(n)}(a)}{n!} (x - a)^n$$

O valor a é chamado de centro da derivada que, para o problema em questão, como já mencionado, será o valor zero.

Expandindo a função $g(x)$ com Taylor centrado no zero e tomando apenas os dois primeiros termos, teremos uma boa aproximação da função desde que $|x| \ll 1$, ou seja

$$g(x)|_{x=0} \cong \sqrt{1-0} + \left(\frac{-1}{2\sqrt{1-x}}\right)x = 1 + \frac{x}{2}$$

Para a equação de Bhaskara, da onde se derivou o polo p_2 , é possível extrair sua aproximação aplicando a expansão da função $g(x) = \sqrt{1-x}$. Assim temos

$$p_2 = \frac{-b + \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a} = \frac{-b + b\sqrt{1 - \frac{4ac}{b^2}}}{2a}$$

caso

$$\left|\frac{4ac}{b^2}\right| \ll 1$$

então pode-se escrever, utilizando a aproximação $g(x) = \sqrt{1-x} \cong 1 + \frac{x}{2}$

$$\sqrt{1 - \frac{4ac}{b^2}} \cong 1 - \frac{1}{2} \frac{4ac}{b^2} = 1 - \frac{2ac}{b^2}$$

Realizando a substituição do resultado para a raiz, pode-se afirmar que o polo é dado pela equação

$$p_2 = \frac{-b + b\left(1 - \frac{2ac}{b^2}\right)}{2a} \cong -\frac{c}{b} = -\frac{1}{RC_2}$$

O resultado acima somente é valido se a condição $\left|\frac{4ac}{b^2}\right| \ll 1$ for respeitada, ou seja

$$\left|\frac{4ac}{b^2}\right| \ll 1 \Rightarrow \left|\frac{4(C_1 + C_2)C_o}{C_2^2 g_m R \alpha}\right| \ll 1$$

o resultado acima só é valido se a condição $\left|\frac{4C_o}{C_2}\right| \ll 1$ for respeitada, o que pode ser mostrado a partir da assunção $\frac{g_{m1}}{C_C} \left(\frac{C_2}{C_1 + C_2}\right) \gg \frac{1}{RC_2}$.

Reescrevendo agora a função de transferência do sistema, explicitando os polos e zeros, obtém-se

$$\frac{V_o}{V_{IN}}(s) \cong k \frac{s}{\left(s + \frac{1}{RC_2}\right) \left(s + \frac{g_{m1}C_2}{C_c(C_1 + C_2)}\right)}$$

A fim de determinar o valor da constante k , iguala-se a função anterior com a função (4), onde k é facilmente obtido como $k = \frac{g_{m1}C_1}{(C_1 + C_2)C_c}$. Logo

$$\frac{V_o}{V_{IN}}(s) \cong \frac{g_{m1}C_1}{C_c(C_1 + C_2)} \frac{s}{\left(s + \frac{1}{RC_2}\right) \left(s + \frac{g_{m1}C_2}{C_c(C_1 + C_2)}\right)}$$

De acordo com a função de transferência obtida, avalia-se o ganho na faixa de operação ou banda de passagem do amplificador. Dado que a banda de passagem está entre

$$1 \ll \frac{1}{RC_2} \ll \frac{g_{m1}C_2}{C_c(C_1 + C_2)}$$

o valor do ganho pode ser aproximado como

$$\frac{V_o}{V_{IN}}(j\omega) \cong \frac{C_1}{C_2}$$

Logo, o valor do ganho na banda de passagem é escrito como $A_M = \frac{C_1}{C_2}$.

3.1.1. Banda de Passagem da Realimentação

A fim de obter a banda de passagem do amplificador em destaque faz-se o cálculo da diferença entre os polos do sistema. Desta forma, dado que o polo p_1 é maior que o polo p_2 , têm-se

$$BW = |p_1 - p_2| = \frac{g_{m1}C_2}{C_c(C_1 + C_2)} - \frac{1}{RC_2}$$

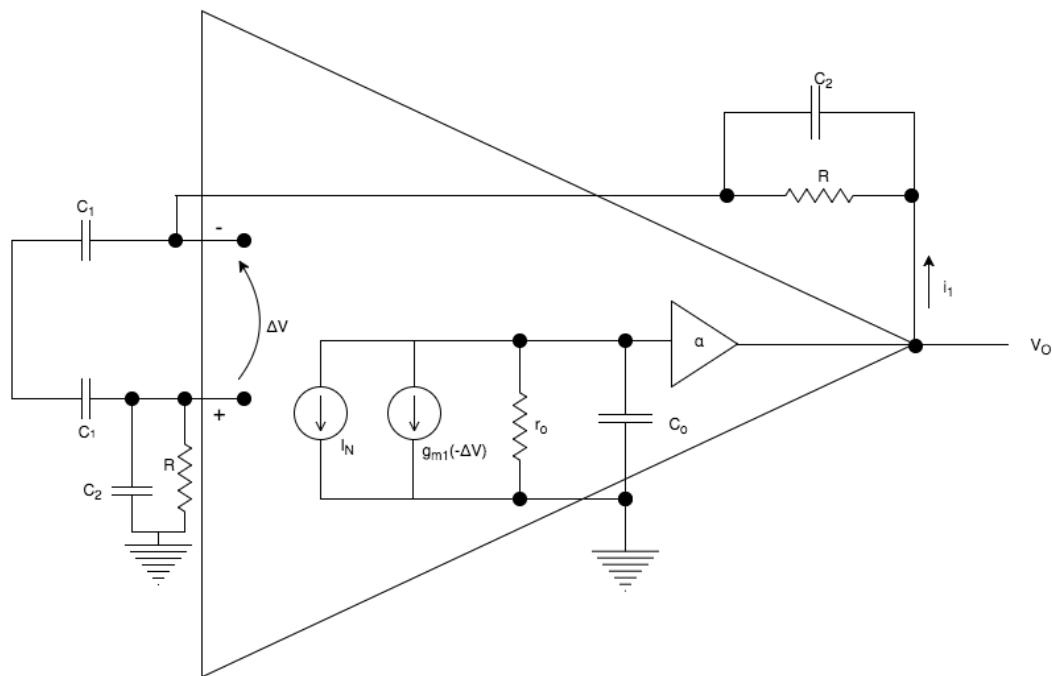
No início do equacionamento, assumiu-se que $\frac{g_{m1}C_2}{C_c(C_1 + C_2)} \gg \frac{1}{RC_2}$, ou seja

$$BW = \frac{g_{m1}C_2}{C_c(C_1 + C_2)} \text{ [rad/s]}$$

3.2. Inserção de Ruído no Equacionamento em Malha Fechada

Para determinar o ruído presente na configuração realimentada, inicialmente analisaremos o efeito de uma corrente I_N aplicada à entrada do amplificador de ganho α , como apresentado na figura 13.

Figura 13 - Esquemático em Malha Fechada do Amplificador OTA com fonte de corrente I_N



A tensão de saída do amplificador OTA é determinada considerando-se a corrente devida a entrada diferencial e a corrente de ruído. A tensão de saída é então expressa por

$$V_o = \left(\frac{\alpha r_o}{sC_o r_o + 1} \right) \left(\frac{2g_{m1} i_1}{sC_1} + I_N \right)$$

Na nova estrutura pode-se também repetir a análise realizada anteriormente, equacionando novamente a malha que passa da saída pela realimentação, chegando à entrada não inversora (correntes de entrada do amplificador nulas), e se obtém

$$V_o = i_1 \left(\frac{2R}{RC_2 s + 1} + \frac{2}{sC_1} \right)$$

Pelas novas equações é possível obter a relação do ganho do sistema realimentado. Sendo assim, se obtém

$$\frac{V_o}{I_N}(s) = \frac{r_o \alpha [Rs(C_1 + C_2) + 1]}{s^2 r_o R C_o (C_1 + C_2) + s[C_1 R + C_2 R(g_m r_o \alpha + 1) + C_o r_o] + g_m r_o \alpha + 1}$$

É interessante notar que para a fonte de corrente somente alterou a configuração do numerador da função de transferência (3), o que reflete o fato de que se as fontes de entrada nos circuitos da figura 12 e figura 13 forem desativadas, os circuitos resultantes são iguais. Deste modo, dada que a análise para o denominador já foi realizada, os polos são os mesmos já identificados

$$\begin{cases} p_1 = -\frac{g_{m1} C_2}{C_c (C_1 + C_2)} \\ p_2 = -\frac{1}{R C_2} \end{cases}$$

Pode-se também determinar o zero do sistema dado por

$$z_1 = -\frac{1}{R(C_1 + C_2)} \approx -\frac{1}{R C_1}$$

Através das aproximações já utilizadas, pode-se simplificar a função de transferência para a corrente como

$$\frac{V_o}{I_N}(s) = \frac{\alpha [sR(C_1 + C_2) + 1]}{[R C_o (C_1 + C_2)]s^2 + [R C_2 g_{m1} \alpha]s + g_{m1} \alpha} \quad (5)$$

Montando a função de transferência para a saída com relação a corrente a partir dos polos e zeros, obtém-se

$$\frac{V_o}{I_N}(s) \cong k \frac{s + \frac{1}{R C_1}}{\left(s + \frac{1}{R C_2}\right) \left(s + \frac{g_{m1} C_2}{C_c (C_1 + C_2)}\right)}$$

Mais uma vez, determinar a constante k significa igualar a função de transferência anterior com a equação (5), encontrando a expressão correspondente

$$k = \frac{C_1}{C_c (C_1 + C_2)}$$

A função para a tensão de saída com o ruído fica então

$$\frac{V_o}{I_N}(s) \cong \frac{C_1}{C_c(C_1 + C_2)} \frac{s + \frac{1}{RC_1}}{\left(s + \frac{1}{RC_2}\right) \left(s + \frac{g_{m1}C_2}{C_c(C_1 + C_2)}\right)}$$

3.3. Ruído na topologia OTA-Miller e no LNA

Nesta seção pretende-se apresentar o cálculo do ruído na saída do LNA.

Para estimar o ruído na saída do amplificador, será utilizado a modelagem do sistema realimentado com uma fonte de corrente como visto anteriormente, cuja função de transferência é dada por

$$\frac{V_o}{I_N}(s) \cong \frac{C_1}{C_c(C_1 + C_2)} \frac{s + \frac{1}{RC_1}}{\left(s + \frac{1}{RC_2}\right) \left(s + \frac{g_{m1}C_2}{C_c(C_1 + C_2)}\right)}$$

Se considerarmos I_N uma fonte de ruído com espectro de potência de I_N^2 , a densidade espectral de tensão na saída é dada por

$$V_o^2 = \left| \frac{C_1}{C_c(C_1 + C_2)} \frac{j\omega + \frac{1}{RC_1}}{\left(j\omega + \frac{1}{RC_2}\right) \left(j\omega + \frac{g_{m1}C_2}{C_c(C_1 + C_2)}\right)} \right|^2 I_N^2$$

Considerando o polo $\frac{1}{RC_2}$ muito baixo, pode-se aproximar a densidade por

$$V_o^2 \cong \left| \frac{C_1}{C_c(C_1 + C_2)} \frac{1}{\left(j\omega + \frac{g_{m1}C_2}{C_c(C_1 + C_2)}\right)} \right|^2 I_N^2$$

Pode-se determinar o valor de I_N utilizando as densidades espetrais de potência para o ruído térmico e ruído *flicker*, dadas por

$$\overline{i_{DS_{termico}}^2} = 4kT \left(\frac{2g_m}{3}\right) \Delta f, \quad \overline{i_{DS_{flicker}}^2} \cong \frac{k_{proc}}{C_{ox}WL} \frac{\Delta f}{f}$$

Observe que (figura 9)

- O ruído dos transistores M_1 , M_2 , M_3 e M_4 contribuem significativamente para I_N ;
- O ruído dos transistores M_{bn} e M_5 tem pouca relevância em I_N devido à simetria do par diferencial;

- O ruído dos transistores M_6 e M_7 também tem pouca relevância, neste caso devido ao ganho elevado do circuito fonte comum formado por estes mesmos dispositivos;
- O ruído *flicker* é reduzido, para um circuito bem projetado, pelo aumento das dimensões de W e L dos transistores. Assim, o efeito deste ruído não será levado em consideração.

Assim, a densidade de potencia de I_N é dada por

$$\begin{aligned}
 I_N^2 &= i_{DS_{noiseM1}}^2 + i_{DS_{noiseM2}}^2 + i_{DS_{noiseM3}}^2 + i_{DS_{noiseM4}}^2 \\
 &\cong 4kT \left(\frac{2g_{m1}}{3} \right) + 4kT \left(\frac{2g_{m2}}{3} \right) + 4kT \left(\frac{2g_{m3}}{3} \right) + 4kT \left(\frac{2g_{m4}}{3} \right) \\
 &= \frac{16}{3} kT (g_{m1} + g_{m3}) \quad (5)
 \end{aligned}$$

onde $i_{DS_{noiseM1}}^2$, $i_{DS_{noiseM2}}^2$, $i_{DS_{noiseM3}}^2$ e $i_{DS_{noiseM4}}^2$ é a densidade espectral de potência de ruído dos transistores M_1 , M_2 , M_3 e M_4 respectivamente. Note que os g_{mis} fazem referencia ao g_{ms} dos transistores M_i s.

A partir do resultado anterior é possível obter o valor do ruído quadrático médio de tensão, pois determinou-se acima que o valor da densidade espectral de potência da tensão de I_N é independente da frequência. Para isso, faz-se a soma da densidade espectral de potência da tensão de ruído na frequência (integral em ω). Assim

$$\overline{V_o^2} \cong \frac{1}{2\pi} \int_0^\infty \left| \frac{C_1}{C_c(C_1 + C_2)} \frac{1}{\left(j\omega + \frac{g_{m1}C_2}{C_c(C_1 + C_2)} \right)} \right|^2 I_N^2 d\omega$$

A função de transferência avaliada na integral pode ser simplificada utilizando substituição de variável. Tome que a densidade espectral de potência da tensão de ruído na frequência é representada por

$$\overline{V_o^2} \cong \frac{1}{2\pi} \int_0^\infty \left| k \frac{1}{(j\omega + p_2)} \right|^2 I_N^2 d\omega$$

A integral do módulo é então

$$\int_0^\infty \left| \frac{1}{(j\omega + p_2)} \right|^2 d\omega = \int_0^\infty \left| \frac{1}{(\omega^2 + p_2^2)} \right|^2 d\omega = \frac{\pi}{2p_2}$$

O resultado pode ser expresso pela substituição dos valores das variáveis, obtendo-se

$$\overline{V_o^2} \cong \frac{k^2}{2\pi} \frac{\pi}{2p_2} I_N^2 \Rightarrow \overline{V_o^2} \cong \frac{1}{4} \frac{C_1^2}{C_c(C_1 + C_2)} \frac{I_N^2}{C_2 g_{m1}}$$

O valor da banda de passagem $BW = \frac{g_{m1}C_2}{C_c(C_1+C_2)}$ é utilizado e se obtém a densidade espectral de potência como

$$\overline{V_o^2} \cong \frac{BW}{4} \left(\frac{C_1}{C_2} \right)^2 \frac{1}{g_{m1}^2} I_N^2$$

O ruído quadrático médio na saída do LNA, de acordo com o resultado obtido de I_N^2 , equação 5, é calculado como

$$\overline{V_o^2} \cong \frac{BW}{4} \left(\frac{C_1}{C_2} \right)^2 \frac{1}{g_{m1}^2} I_N^2 \Rightarrow V_o^2 \cong \frac{BW}{4} \left(\frac{C_1}{C_2} \right)^2 \frac{1}{g_{m1}^2} \frac{16}{3} kT(g_{m1} + g_{m3})$$

simplificando o resultado

$$\overline{V_o^2} \cong \frac{4}{3} BW \left(\frac{C_1}{C_2} \right)^2 \frac{1}{g_{m1}^2} kT(g_{m1} + g_{m3})$$

O valor do ruído quadrático médio na entrada do LNA é determinado dividindo-se o ruído quadrático médio na saída pelo quadrado do ganho do LNA na faixa de operação, $(C_1/C_2)^2$, obtendo-se

$$\overline{V_{in}^2} = \frac{BW}{4} \frac{1}{g_{m1}} \frac{16}{3} kT \left(1 + \frac{g_{m3}}{g_{m1}} \right)$$

Este resultado indica que o ruído depende inversamente de g_{m1} , que deve ser feito o maior possível. Para isso normalmente os transistores M_1 e M_2 são feitos para trabalharem com corrente alta e em fraca inversão.

3.4. Otimização com Meta-heurística

A fim de obter o máximo desempenho em relação à potência e reduzir ao limite o ruído introduzido pelos elementos do circuito, a técnica de meta-heurística será utilizada no dimensionamento do OTA. A abordagem aqui empregada se mostra mais contemporânea em relação ao estilo de projeto clássico, onde os engenheiros determinam as dimensões de acordo com análises teóricas e larga experiência sobre a topologia em estudo.

O dimensionamento de um circuito analógico demanda um tempo relativamente grande no âmbito do projeto, e com a ajuda de heurísticas e experiência por parte do projetista, o tempo que leva para dimensionar os elementos pode ser reduzido drasticamente.

As variáveis de projeto utilizadas neste trabalho e seus intervalos de valores podem ser verificadas na tabela 2, onde L_i e W_i especificam, respectivamente, o comprimento e a largura do transistor M_i , C_c especifica a capacidade de compensação. As variáveis X_8 e X_{12} fornecem a relação entre as dimensões $W_{p7}:W_{bn}$ e $W_{p5}:W_{bn}$, respectivamente. É utilizado

$$\frac{W_7}{W_{bn}} = \text{nint}(X_8)$$

$$\frac{W_5}{W_{bn}} = \text{nint}(X_{12})$$

onde $\text{nint}()$ é a função que retorna o inteiro mais próximo.

A variável X_{11} serve para controlar o valor da corrente i_{bb} , figura 9, que será $I_{bb} = 10^{X_{11}} \mu A$.

Tabela 2 – Variáveis de projeto utilizadas na meta-heurística, descrição e intervalo de valores para o OTA estudado

	Descrição	Início do Intervalo	Fim do Intervalo
X₁	L_1 e L_2 (μm)	1,0	10
X₂	L_3, L_4 e L_6 (μm)	1,0	20
X₃	L_5, L_{bn} e L_7 (μm)	1,0	20
X₄	L_8 (μm)	1,0	20
X₅	W_1 e W_2 (μm)	1,0	400
X₆	W_3, W_4 e W_6 (μm)	1,0	200
X₇	W_5, W_{bn} e W_7 (μm)	1,0	200
X₈	$W_7 : W_{bn}$	1,0	20
X₉	W_8 (μm)	1,0	100
X₁₀	C_c (pF)	0,0	20
X₁₁	i_{bb} (μA)	-1,0	0,5
X₁₂	W_5 / W_{bn}	1,0	10

Os parâmetros de projeto utilizados, sua descrição, a função *score* e o peso aplicados a cada parâmetro no cálculo da pontuação, para a otimização em meta-heurística, estão apresentadas na tabela 3.

Tabela 3 - Parâmetros utilizados no projeto, funções individuais de *score* para o cálculo da função objetivo e os termos gerados (explicado mais a frente)

Regra	Descrição	Função <i>score</i>	Termo
Ganho (dB)	Ganho em malha aberta AmpOp	> 70 40	F_{GM}
Freq. Corte (kHz)	Frequência de corte do LNA	7	F_{FC}
Slew Rate (V/μs)	Slew Rate do AmpOp	> 0,08 10	F_{SL}
CMRR (dB)	Taxa de rejeição do modo comum do AmpOp	> 60 10	F_{CMRR}
PSRR (dB)	Taxa de rejeição a perturbações da alimentação do AmpOp	> 60 10	F_{PSRR}
MF (°)	Intervalo de margem de fase (graus) do AmpOp	V 45 60 100	F_{MF}
Common Mode Voltage Range (V)	Intervalo de tensão de modo comum entre 0,8 e 1,3	-	-
CMRR Bandwidth (Hz)	Faixa de frequência para cálculo do CMRR; entre 0,5 e 100	-	-
Input Noise (μV)	Ruído na entrada do LNA	< 4,0 10	F_{NOISE}
Offset (mV)	Offset de tensão de entrada do AmpOp	< 0,5 4	F_{OFFSET}
V_{DD} (V)	Tensão de alimentação; 1,8 V	-	-
Potência (μW)	Potência total	/ 50 1	F_P
Área (μm ²)	Área total estimada	/ 50000 0,3	F_{AREA}

O circuito de realimentação aplicado é semelhante ao da figura 8. Os transistores de realimentação M_a , M_b e M_c , M_d são substituídos por resistores. O valor dos resistores é de $13000\text{ }\Omega$ e os valores de C_1 e C_2 são 20 pF e $0,2\text{ pF}$, respectivamente. Adicionalmente é colocado um capacitor de carga C_L na saída do circuito de valor $1,0\text{ pF}$. Veja que estes valores nos permitem esperar um ganho no LNA de 40 dB e frequência de corte inferior de $0,06\text{ Hz}$.

A equação para cálculo do *score* na função de *fitness* é dada a seguir:

$$score = F_{GM} + F_{FC} + F_{CMRR} + F_{PSRR} + F_{MF} + F_{SL} + F_P + F_{AREA} + F_{OFFSET} + F_{NOISE} + F_{out_LEVEL}$$

onde $p_i s$ são os pesos de cada termo.

Cada um dos termos a direita é calculado aplicando-se as funções de *score* e os seus significados são:

- F_{GM} : contribuição devido ao ganho máximo do AmpOp;
- F_{FC} : contribuição devido à frequência de corte do LNA;
- F_{CMRR} : contribuição devido ao *Common Mode Rejection Ratio* (Taxa de rejeição de modo comum) do AmpOp, que mede a capacidade do amplificador de rejeitar sinais de modo comum, ou seja, rejeitar sinais aplicados simultaneamente as duas entradas diferenciais do amplificador;
- F_{PSRR} : contribuição devido ao *Power Supply Rejection Ratio* (Taxa de rejeição da fonte de tensão), que mede a quantidade de ruído da fonte de tensão que o AmpOp pode rejeitar;
- F_{MF} : contribuição devido à margem de fase do amplificador;
- F_{SL} : contribuição devido ao *slew rate* do amplificador;
- F_P : contribuição devido à potência consumida do amplificador;
- F_{AREA} : contribuição devido à área do AmpOp;
- F_{OFFSET} : contribuição devido ao *offset* de entrada sistemático do AmpOp;
- F_{NOISE} : contribuição devido ao ruído do LNA;
- F_{OUT_LEVEL} : contribuição devido aos níveis de tensão alcançados na saída do AmpOp.

Cada termo apresentado é calculado através das funções de *score* individuais e medidas vindas da simulação. Descreve-se no apêndice A, com mais detalhes, cada um destes termos da função.

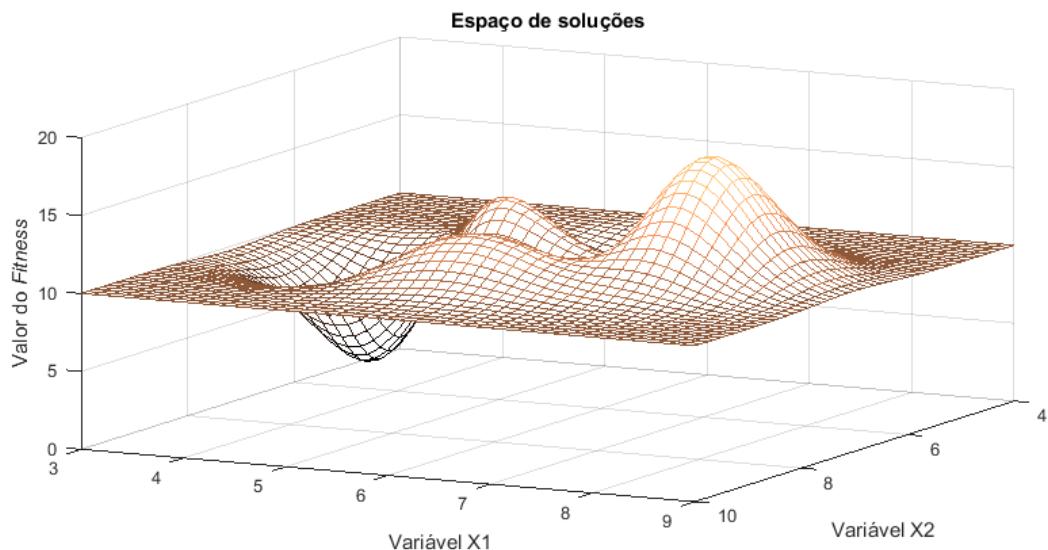
A meta-heurística escolhida para a dimensionamento/otimização foi a de *particle swarm optimization*, já descrita no capítulo anterior.

Uma dificuldade que o uso de meta-heurísticas para otimização enfrenta são os mínimos locais. Para exemplificar isso se apresenta a figura 14, que aborda essa dificuldade de maneira gráfica. A figura denota um problema

hipotético em que existe somente duas variáveis (utilizamos duas variáveis pois não há a possibilidade de se representar o espaço de soluções para doze variáveis com é nosso problema).

Note que na figura 14 existem pontos de cela caracterizando mínimos locais. Caso não se tome cuidado, o algoritmo meta-heurístico pode caminhar para um mínimo local, que não é o mínimo global desejado, e não conseguir sair desse mínimo. Para se evitar tal dificuldade, deve-se explorar ao máximo o espaço de soluções, o que, por outro lado, normalmente implica no aumento do tempo de otimização

Figura 14 - Espaço de soluções em \mathbb{R}^2



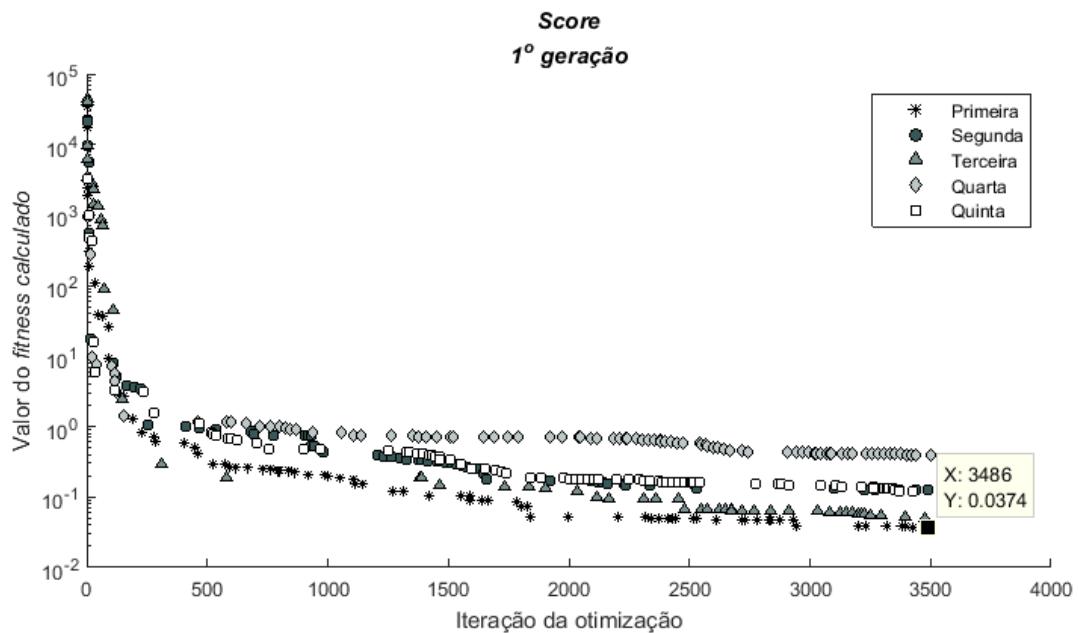
Para se explorar eficientemente o espaço de soluções do OTA/LNA, aplicaram-se baterias de otimização, cada uma constituída de varias otimizações. As baterias de otimizações foram repetidas diversas vezes até que o programa já não conseguisse mais otimizar significativamente nenhum parâmetro. Abaixo se descreve as características de cada uma das baterias:

- Primeira bateria: cinco otimizações independentes, cada uma delas com 3500 avaliações de indivíduos (3500 soluções diferentes). Aqui as otimizações iniciam em pontos aleatórios do espaço de soluções (score é minimizado no programa);
- Segunda bateria: cinco otimizações independentes, cada uma delas com 3500 avaliações. Aqui as otimizações iniciam em pontos aleatórios do espaço de soluções, exceção de uma das partículas que será o melhor resultado encontrado na primeira bateria

- Terceira bateria: cinco otimizações independentes, cada uma delas com 3500 avaliações. Aqui as otimizações iniciam em pontos aleatórios do espaço de soluções, exceção de uma das partículas que será o melhor resultado encontrado na segunda bateria
- Quarta bateria: cinco otimizações independentes, cada uma delas com 3500 avaliações. Aqui as otimizações iniciam em pontos aleatórios do espaço de soluções, exceção de uma das partículas que será o melhor resultado encontrado na terceira bateria

A figura 15 apresenta o gráfico do melhor *score* x número de iterações para as cinco otimizações realizadas na primeira bateria de otimizações (ordem da otimização é descrita na legenda da tabela). Também na figura, no canto direito inferior, é indicado o melhor *score* obtido em toda a bateria, 0,0347.

Figura 15 - Primeira bateria de resultados PSO com cinco otimizações de 3500 iterações (melhor score encontrado x num. de iterações)

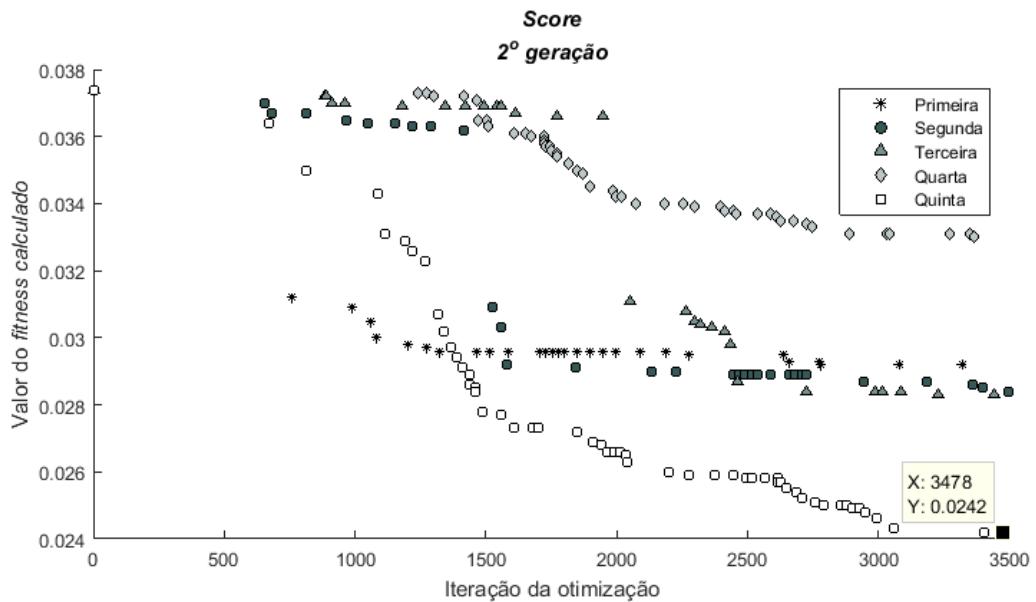


É interessante notar na figura 15 que com aproximadamente 500 iterações o valor do *score* foi melhorado em cinco ordens de grandeza. Isso equivale a dizer que para os parâmetros de maior peso já se alcançou valores na vizinhança de solução desejada, reduzindo e muito o *score* total.

A figura 16 apresenta o gráfico do melhor *score* x número de iterações para as cinco otimizações realizadas na segunda bateria de otimizações (legenda apresenta ordem das cinco otimizações). Observe que agora cada otimização

parte de uma população onde o melhor resultado da bateria anterior está presente.

Figura 16 - Segunda bateria de resultados PSO com cinco otimizações de 3500 iterações (melhor score encontrado x num. de interações)



Os resultados vistos na figura 16 para o score já não variam ordens de grandeza, entretanto nota-se que apenas a quinta simulação converge para o melhor resultado onde o score é de 0,0242.

A terceira bateria de otimizações foi omitida pois o comportamento das suas otimizações é muito semelhante às da segunda bateria. O melhor resultado encontrado para o score é de 0,01652.

A figura 17 apresenta o gráfico do melhor score x número de iterações para as cinco otimizações realizadas na quarta bateria de otimizações (novamente a legenda apresenta a ordem das otimizações realizadas). Também aqui cada otimização parte de uma população onde o melhor resultado da bateria anterior está presente.

O score mínimo alcançado após todas as baterias de otimização foi de 0,0137. Ao final de todas as simulações, que levaram aproximadamente três dias para se completarem, chegaram-se aos valores para as variáveis apresentadas na tabela 4.

Figura 17 - Quarta geração de resultados PSO com 5 otimizações de 3500 iterações (Valor do fitness calculado x Iteração)

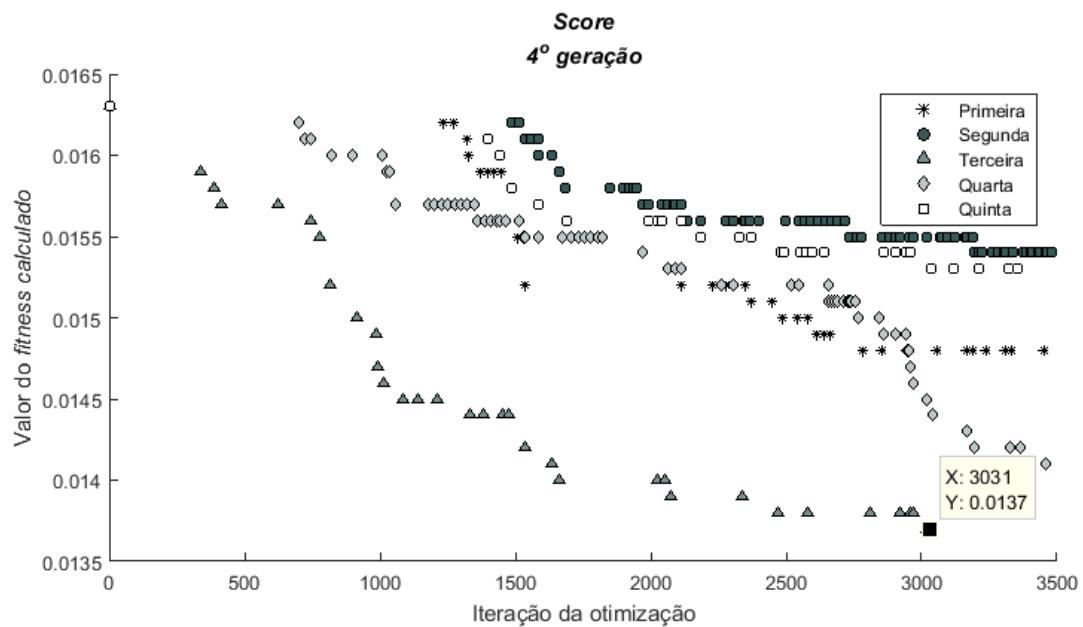


Tabela 4 - Resultado para o melhor resultado obtido com o algoritmo de PSO

	Descrição	Resultados
X₁	L ₁ e L ₂ (μm)	2,309
X₂	L ₃ , L ₄ , L ₆ (μm)	18,626
X₃	L ₅ , L _{bn} , L ₇ (μm)	13,816
X₄	L ₈ (μm)	19,901
X₅	W ₁ e W ₂ (μm)	97,477
X₆	W ₃ , W ₄ , W ₆ (μm)	11,573
X₇	W ₅ , W _{bn} , W ₇ (μm)	1,002
X₈	W ₇ : W _{bn}	1,769
X₉	W ₈ (μm)	1,004
X₁₀	C _c (pF)	9,021
X₁₁	i _{bb} (μA)	-0,338
X₁₂	W ₅ / W _{bn}	9,963

Os valores obtidos para as medidas do circuito são resumidos na tabela 5.

Tabela 5 - Resultados das medidas para o melhor score obtido através da otimização com meta-heurística

Medidas	Valor Obtido
Ganho	99 dB
Slew Rate	0,084 V/ μ s
CMRR	65 dB
PSRR	66 dB
MF	45°
<i>Input Noise</i>	4 μ V
Offset	0,3 mV
Potência	4,68 μ W
Área	6910 μ m ²

Algumas considerações devem ser feitas para o resultado obtido anteriormente a fim de facilitar o desenvolvimento do *layout* do circuito.

Na implementação do LNA são utilizados transistores na realimentação (transistores M_a , M_b , M_c e M_d na figura 8) em vez de resistores. Estes transistores possuem dimensões $W = 1 \mu m$ e $L = 4 \mu m$. Em vista disso, foi realizada uma otimização final do LNA, com o resultado da tabela 4 como uma das partículas iniciais e 3500 avaliações. As dimensões obtidas ao final dessa otimização foram então arredondadas. A tabela 6 mostra as dimensões finais utilizadas no *layout*.

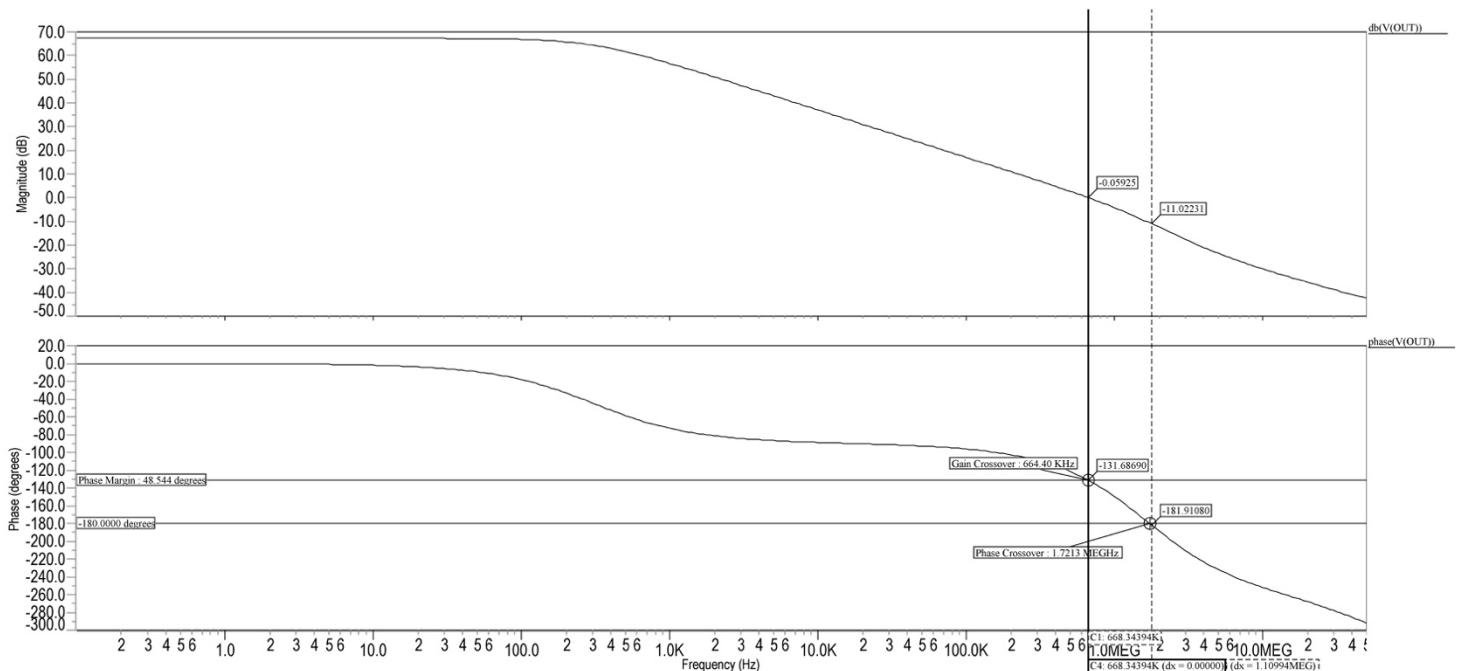
Tabela 6 – Dimensões arredondadas para o melhor resultado do score otimizado

	Descrição	Resultados
X₁	L_1 e L_2 (μm)	2,1
X₂	L_3 , L_4 , L_6 (μm)	20
X₃	L_5 , L_{bn} , L_7 (μm)	13
X₄	L_8 (μm)	19,7
X₅	W_1 e W_2 (μm)	109
X₆	W_3 , W_4 , W_6 (μm)	5,5
X₇	W_5 , W_{bn} , W_7 (μm)	1
X₈	W_7 : W_{bn}	2
X₉	W_8 (μm)	1
X₁₀	C_c (pF)	10
X₁₁	i_{bb} (μA)	-0.277
X₁₂	W_5 / W_{bn}	10

Para concluir a fase de dimensionamento, é necessário verificar como o circuito se comporta com relação ao ganho em malha aberta, margem de fase e ruídos. Foi aplicado um conjunto de simulações ao OTA-Miller e ao LNA para a avaliação. As simulações foram realizadas com o software *HSPICE*, modelo BSIM4, típico.

A figura 18 apresenta o diagrama de Bode para a configuração em malha aberta do OTA dimensionado.

Figura 18 - Diagramas de Bode do amplificador em malha aberta (Módulo – dB x frequência (Hz), e Fase – grau x frequência (Hz))

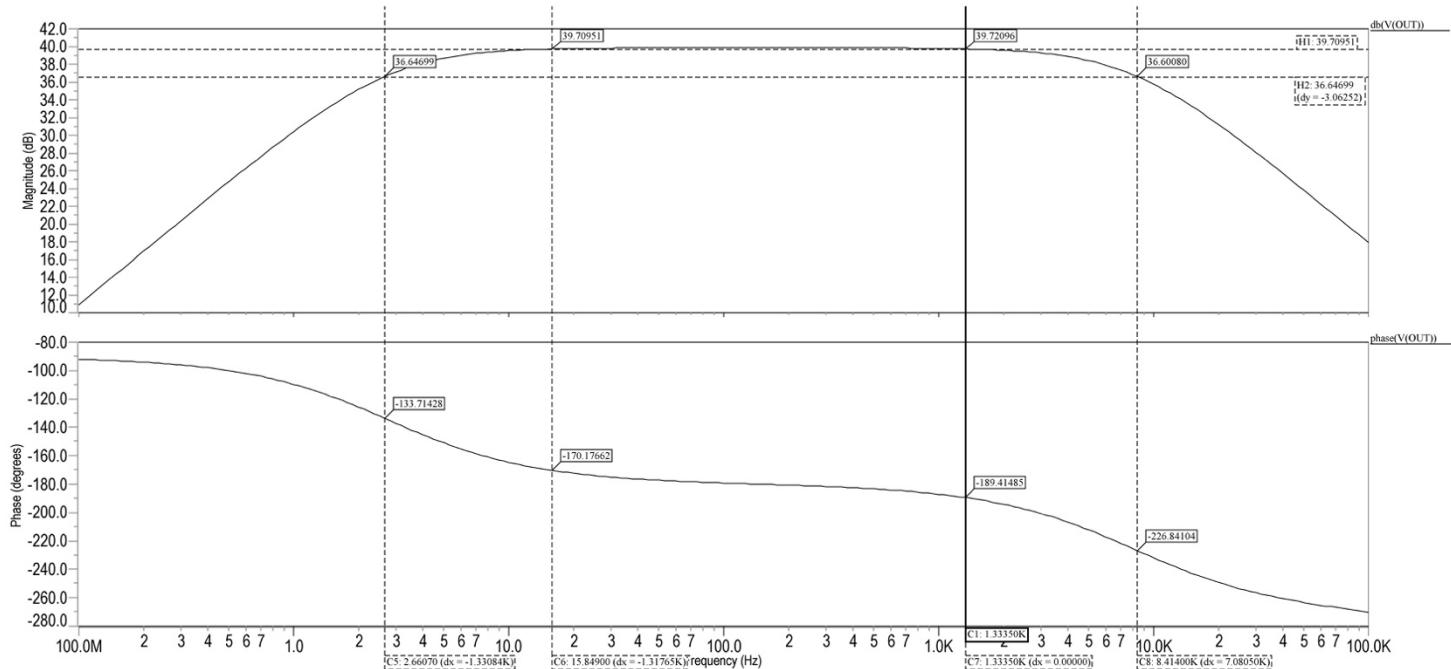


A partir da análise do diagrama apresentado pode-se notar que a margem de fase é de aproximadamente $48,5^\circ$. Esta faixa condiz com os valores desejados inseridos no início do projeto de dimensionamento.

O ganho em malha aberta também está condizente com o funcionamento de um OTA, onde o ganho é grande, aproximadamente 66 dB, em baixas frequências diminuindo com o aumento da frequência. O GBW , frequência de ganho unitário, é de 664 kHz. Por fim, verifica-se que o circuito tem um polo dominante como modelado.

Já na figura 19 é apresentado o diagrama de Bode para a configuração em malha fechada, formando o LNA. Neste caso utilizou-se transistores na realimentação.

Figura 19 - Diagrama de Bode do amplificador em malha fechada (Módulo – dB x frequência (Hz), e Fase – grau x frequência (Hz))

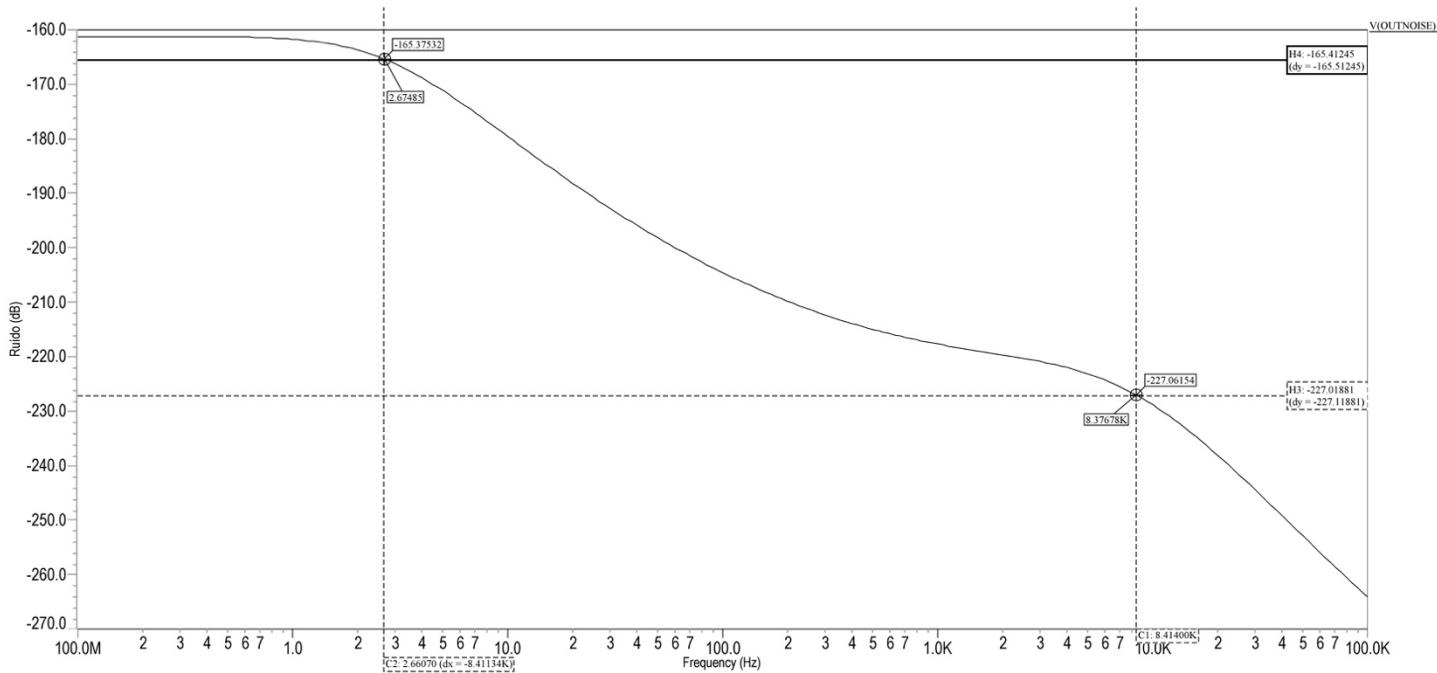


A simulação do sistema em malha fechada permite verificar a frequência de corte superior do LNA desenvolvido. Tanto o valor projetado como o resultado obtido estão próximos de 7 kHz (frequência onde o ganho tem queda de 3 dB). Este valor atende as expectativas e valida novamente o funcionamento previsto. O ganho do circuito está próximo de 40 dB, como é de se esperar para o caso de C_1 e C_2 terem os valores de 20 pF e 0,2 pF, respectivamente. O polo $p_2 = -\frac{1}{RC_2}$ está próximo de 2,5 Hz, o que indica que os transistores aplicados na realimentação equivalem a um resistor de 31,8 GΩ.

A última análise para o LNA é seu ruído na saída. A verificação é relevante a medida que se deseja dimensionar um LNA de baixo ruído, necessário à área de aplicação.

O ruído é descrito pela figura 20.

Figura 20 – Espectro de ruído na saída do LNA



A mesma simulação fornece como ruído total referido a entrada o valor de $4,26 \mu\text{V}$. Este resultado é satisfatório dado que é o objetivo principal deste trabalho.

3.5. Desenho do *Layout* do OTA na tecnologia TSMC 180 nm

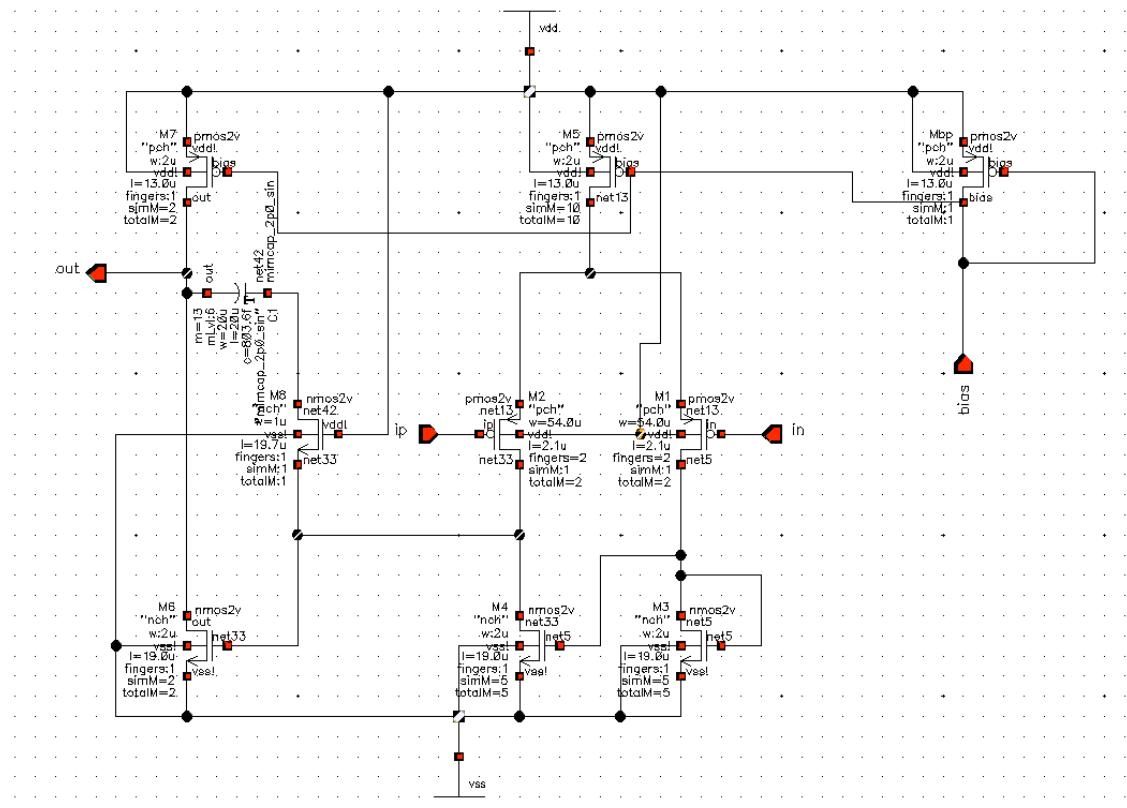
A fase de implementação na tecnologia disponível comprehende dois grupos de atividades: o primeiro conta com a construção e simulação do esquemático e o segundo com o desenvolvimento, verificação e simulação do *layout* do OTA.

O esquemático preparado para o OTA é apresentado na figura 21. É interessante notar que a fonte de corrente de polarização presente no circuito proposto neste trabalho é considerada como um componente externo.

A extração do *netlist* descrito pelo esquemático do OTA é realizada e as mesmas simulações aplicadas anteriormente são feitas.

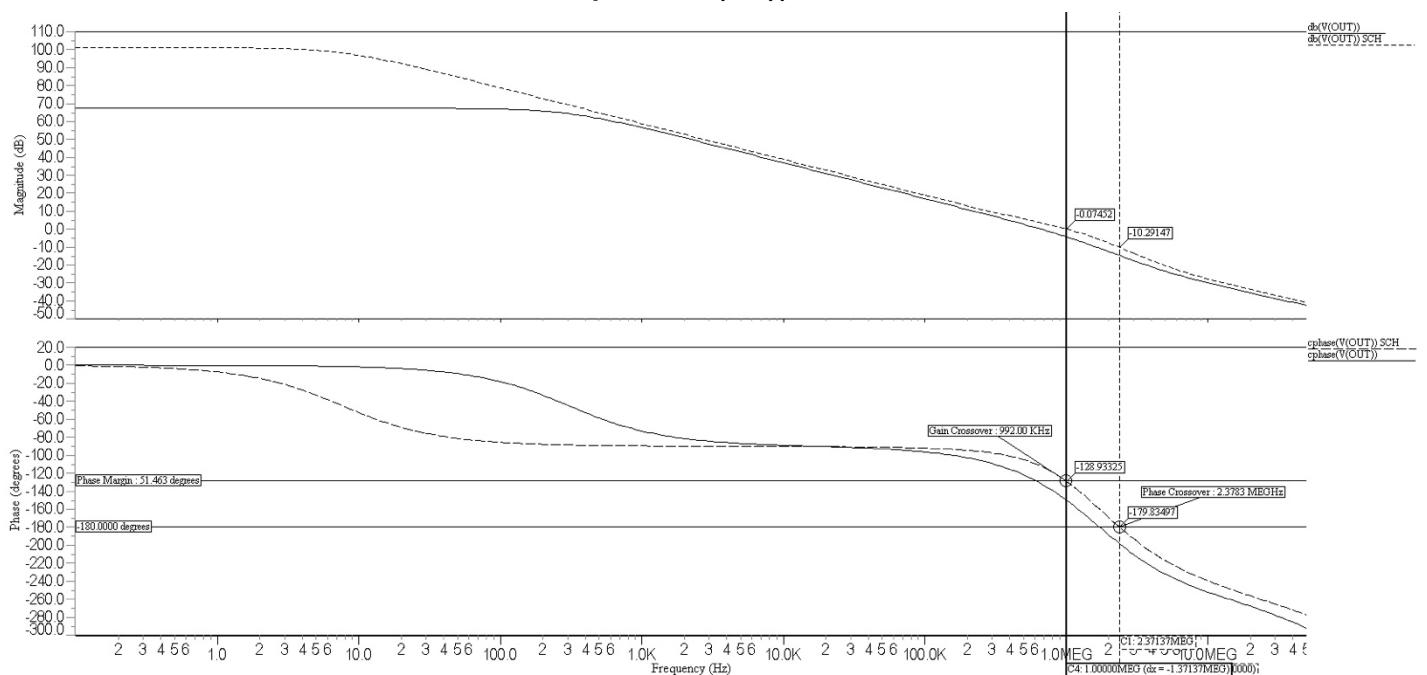
Apresenta-se a seguir os diagramas de Bode do OTA e do LNA além do espectro de ruído na saída do LNA.

Figura 21 - Esquemático que descreve o OTA-Miller dimensionado



A figura 22 apresenta o diagrama de Bode para a configuração em malha aberta do OTA dimensionado.

Figura 22 - Diagramas de Bode para malha aberta para o esquemático (SCH) e meta-heurística (sem sufixo) (Módulo – dB x frequência (Hz), Fase – grau x frequência (Hz))

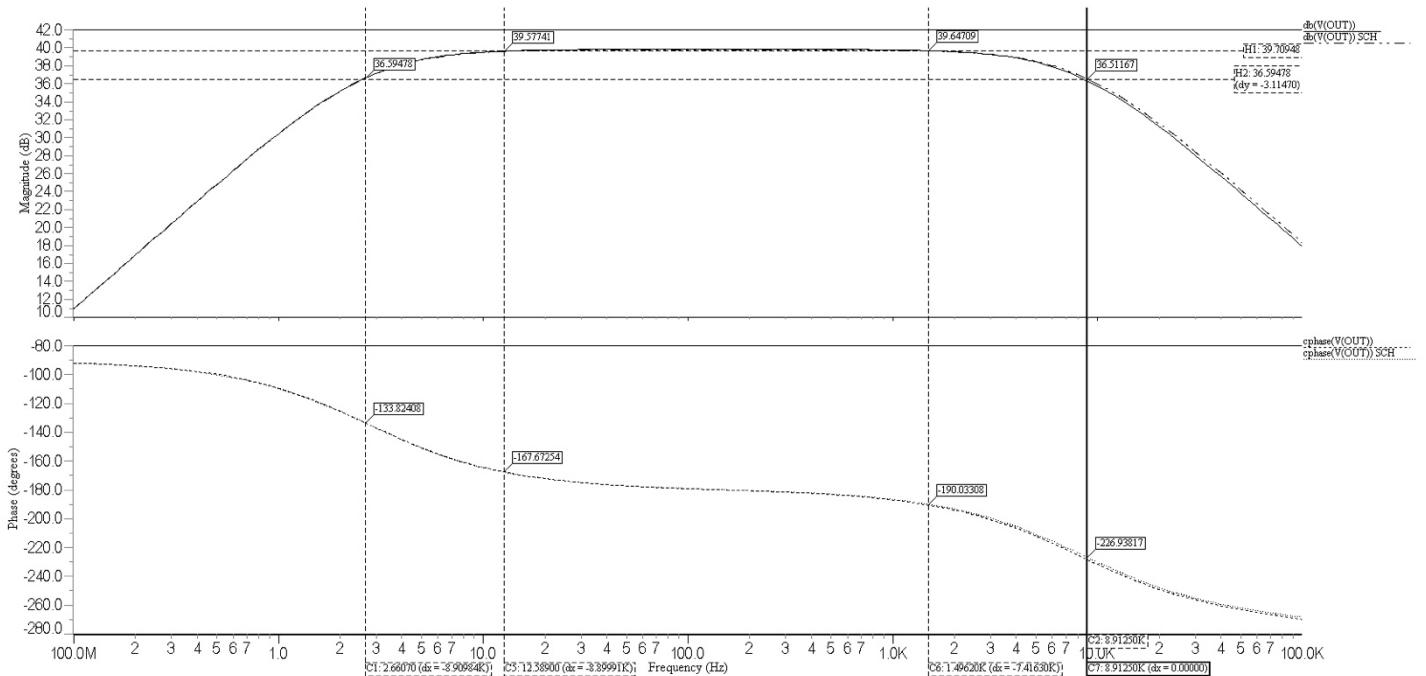


A partir da análise da figura 22 apresentada pode-se notar que a margem de fase é de aproximadamente $51,5^\circ$. A margem de fase na extração aumentou levemente de $48,5^\circ$ para $51,5^\circ$ aproximadamente, o que condiz com os valores desejados.

O ganho em malha aberta também está condizente com o funcionamento de um OTA, onde o ganho é grande, aproximadamente 100 dB, em baixas frequências diminuindo com o aumento da frequência. O GBW , frequência de ganho unitário, é de 992 kHz.

A figura 23 apresenta o diagrama de Bode para a configuração em malha fechada do amplificador LNA.

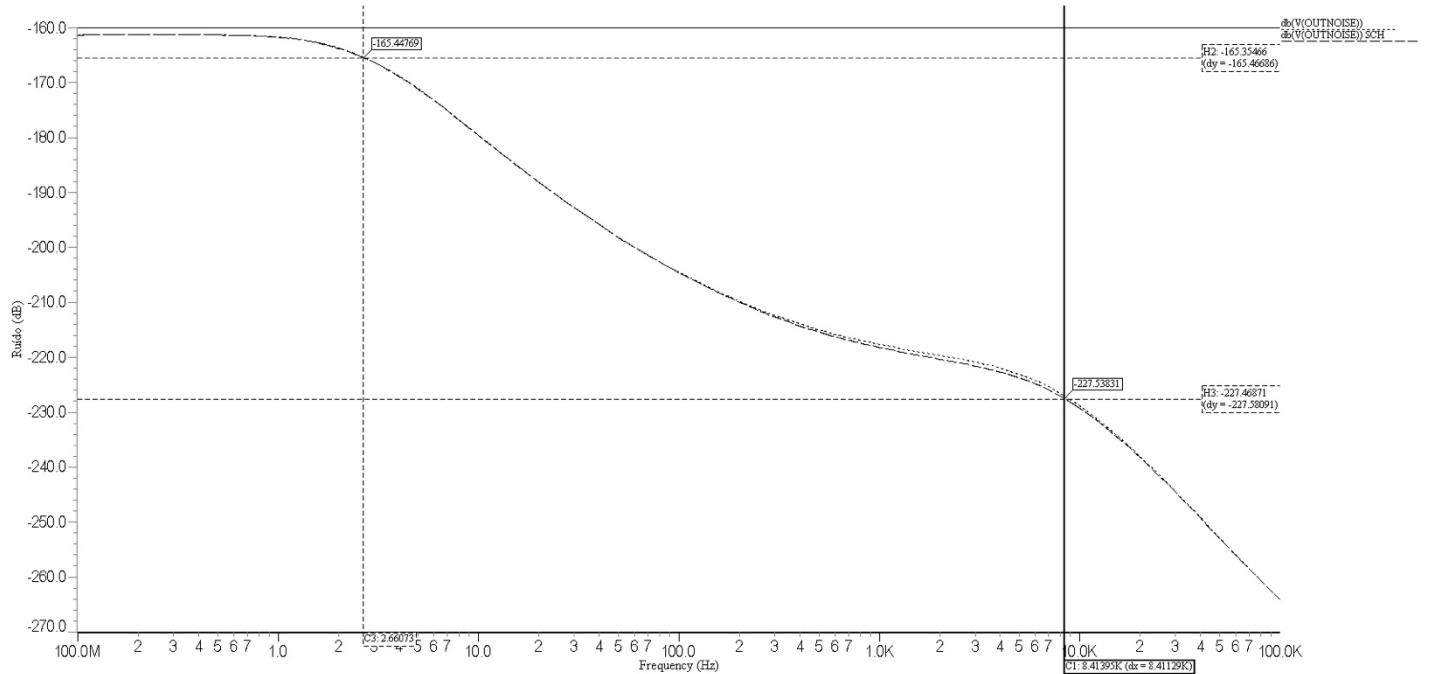
Figura 23 - Diagramas de Bode para a configuração em malha fechada para o esquemático (SCH) e meta-heurística (sem sufixo) (Módulo – dB x frequência (Hz), e Fase – grau x frequência (Hz))



A simulação do sistema em malha fechada permite verificar a frequência de corte superior do LNA desenvolvido. O valor projetado e o resultado obtido divergem um pouco, pois o projeto determina que a frequência seja próxima de 7 kHz (frequência onde o ganho tem queda de 3 dB), mas a simulação indica uma frequência de corte em 8,4 kHz. Este valor atende as expectativas e valida novamente o funcionamento previsto.

A última análise para o LNA é seu ruído na saída. O ruído é descrito pela figura 24. A mesma simulação fornece como ruído total referido a entrada o valor de $4,18 \mu\text{V}$.

Figura 24 - Espectro do ruído na saída do LNA para o esquemático (SCH) e meta-heurística (sem sufixo)



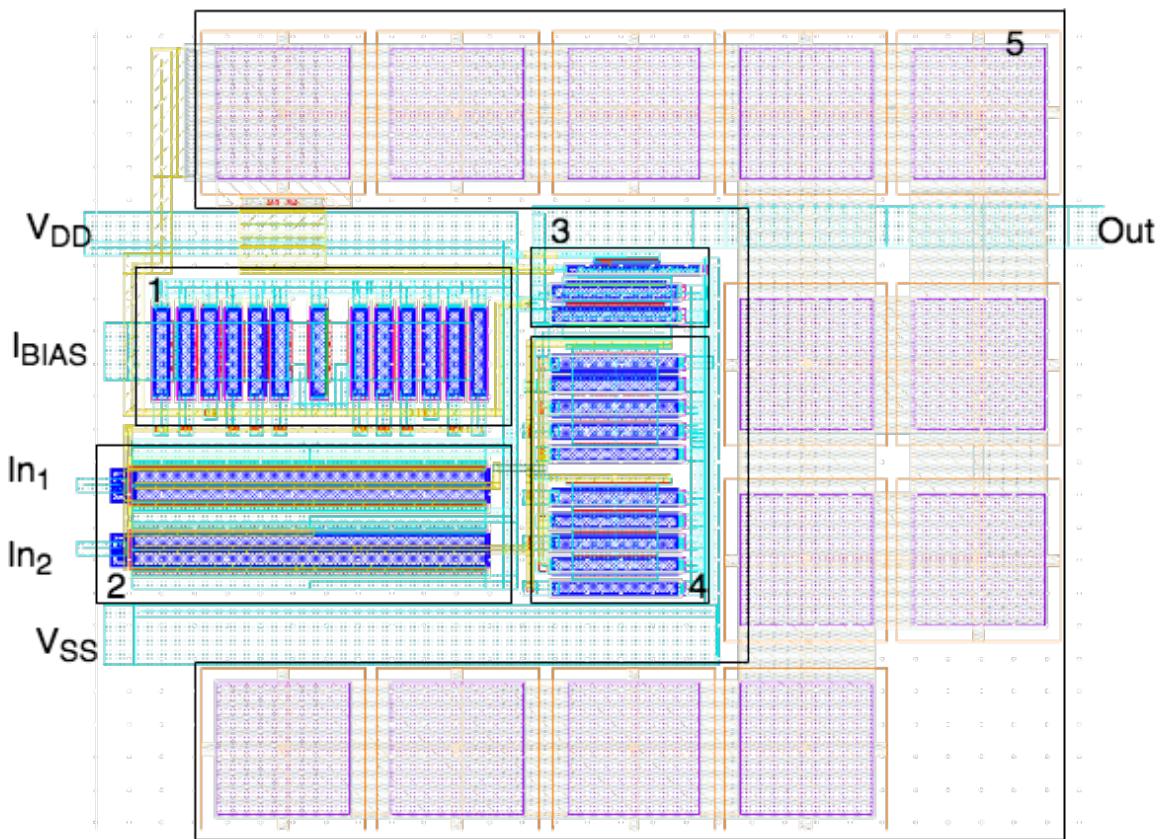
3.5.1. Design do amplificador neuronal em *layout*

A figura 25 apresenta o *layout* projetado para o OTA-Miller. Nela aparecem cinco blocos de dispositivos. Estes blocos contêm (referem-se aos dispositivos descritos na figura 21):

1. Bloco 1: transistores M_{bp} , M_5 e M_7
2. Bloco 2: transistores M_1 e M_2 do par diferencial
3. Bloco 3: transistores M_6 e M_8 presentes na saída do amplificador
4. Bloco 4: transistores M_3 e M_4 denominados de carga ativa
5. Bloco 5: capacitor C_C de compensação

A figura evidencia as conexões dos dispositivos, bem como os cinco blocos principais.

Figura 25 - Layout projetado para o amplificador OTA (150 μm x 120 μm – 18000 μm^2)



O amplificador foi dividido em duas áreas principais, norte e sul. A área norte contém os transistores que carregam sinais de maior tensão e que são menos sensíveis a ruído (transistores de saída ou que não pertencem ao par diferencial). A área sul contém elementos transistores que são mais sensíveis ao ruído, pois trabalham com menores níveis de tensão (presentes no par diferencial).

Esta separação tem o intuito de melhorar o desempenho dos sinais com relação ao ruído, dado a separação e o isolamento entre as partes.

A técnica de *channel routing* é utilizada para facilitar o roteamento do dispositivo. Esta técnica consiste em rotear os elementos por meio de caminhos de metais pré-estabelecidos e bem definidos, fazendo a conexão dos elementos através destas rotas.

Os transistores, por possuírem tamanhos muito diversificados, foram divididos em múltiplos elementos paralelos a fim de melhorar o casamento entre eles, como mostra a tabela 7.

Tabela 7 – Transistores divididos em elementos em paralelo

Transistor	Número de elementos em paralelo
M₁ e M₂	2,0
M₃ e M₄	5,0
M₅	7,0
M₆ e M₇	2,0

O bloco número um serve de exemplo de como se fez a divisão e organização dos transistores: o transistor de polarização M_{bp} encontra-se ao centro do bloco (ele é composto de um transistor apenas); do centro para as laterais aparecem três transistores em paralelo que compõe M_5 , um transistor que compõe M_7 e, por fim, dois transistores em paralelo que compõe M_5 .

Os elementos do segundo bloco constituem os elementos do par diferencial. Estes possuem suas entradas direto à sua frente para evitar o cruzamento de linhas com muito ruído pelas entradas sensíveis que o amplificador irá receber.

Para o bloco de número três não existe simetria, pois dificultaria o roteamento dos elementos demasiadamente; também não surge a necessidade dado a proximidade destes. Como estes transistores compõe a saída, seu nível de tensão é bem mais elevado, diminuindo-se a preocupação com o ruído dado a assimetria.

O quarto bloco também possui simetria, mas só que dessa vez é composta verticalmente. Neste conjunto os transistores utilizados foram o M_3 e o M_4 . Como os dois elementos possuem a mesma multiplicidade (o transistor corresponde a cinco em paralelo), a simetria aqui é obtida intercalando elemento a elemento de cada um dos transistores do conjunto.

Por fim, nota-se o bloco de número cinco que corresponde ao capacitor de compensação C_c formado pela união de 13 capacitores 20 μm x 20 μm .

A fim de isolar cada bloco com o máximo grau de cuidado, linhas de V_{DD} e V_{SS} correm ao lado dos elementos. A posição destas linhas foi cuidadosamente planejada dado seu papel na supressão de ruídos entre canais adjacentes.

4. RESULTADOS

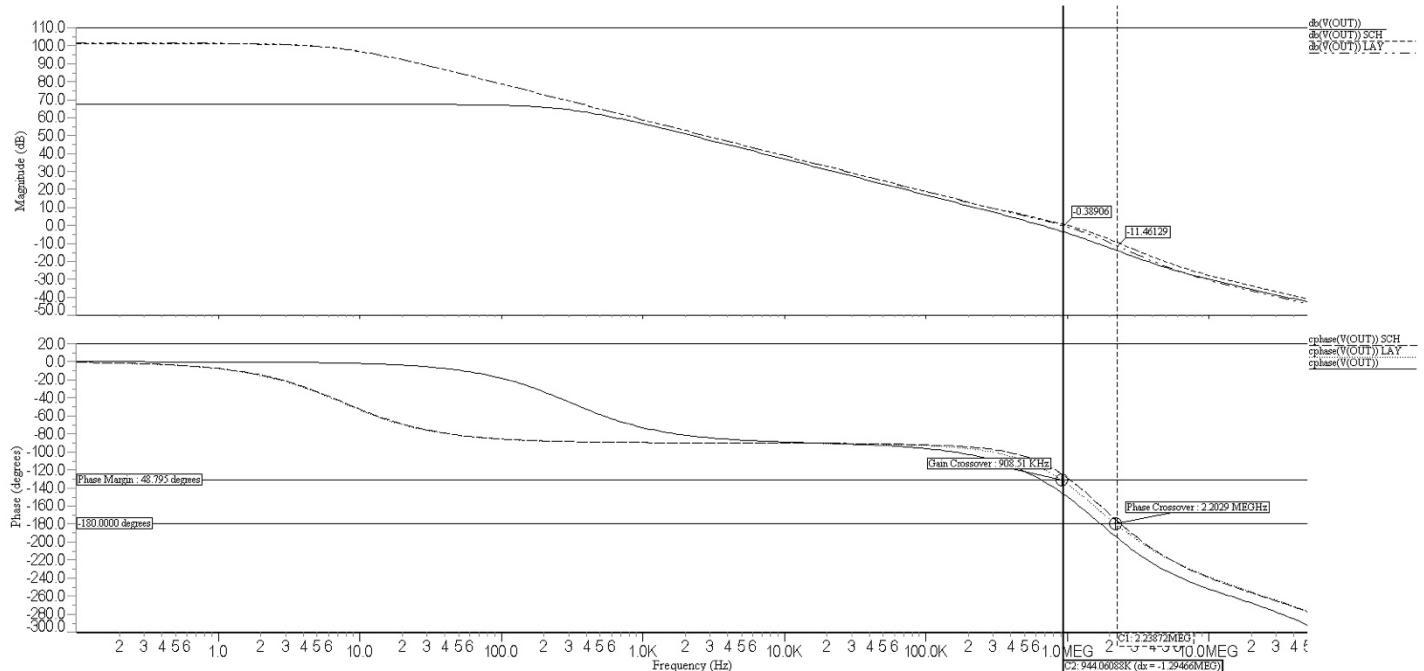
O trabalho aqui desenvolvido visava o projeto e desenvolvimento a nível de integração de um amplificador operacional e um LNA de baixo consumo de potência e baixo ruído. O dimensionamento destes circuitos foi realizado por meio de meta-heurística a fim de obter um melhor resultado e facilitar o dimensionamento.

Com o propósito de verificar o circuito desenhado foi extraído o *netlist* do *layout* e realizadas simulações sobre ele.

O gráfico apresentado na figura 26 mostra o diagrama de Bode em malha aberta, módulo e fase, do *netlist* do OTA-Miller extraído do *layout*. Nele evidencia-se a margem de fase obtida de $48,8^\circ$.

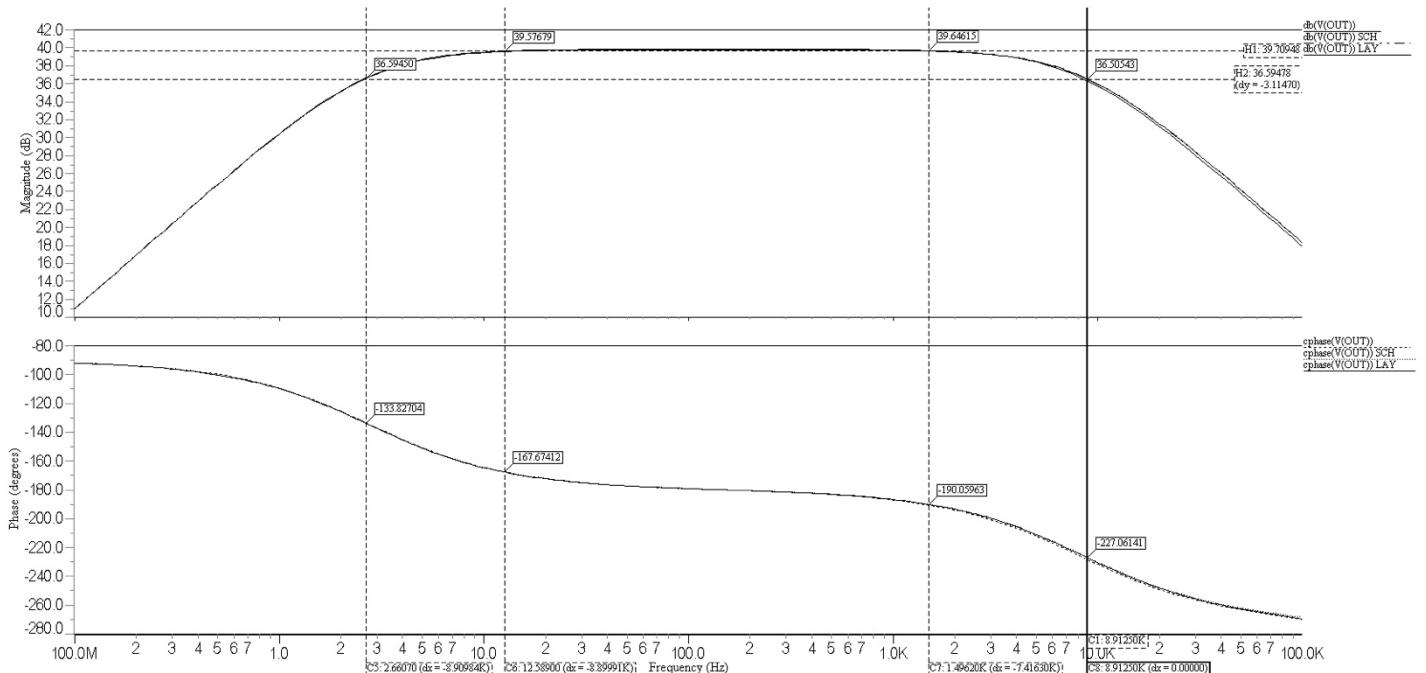
É interessante notar que o ganho em malha aberta é alto (100 dB) e condiz com o resultado simulado na otimização com meta-heurística. Pode-se constatar também que a margem de fase variou muito pouco entre os resultados do *layout*, meta-heurística e esquemático (com $48,5^\circ$ na meta-heurística e $51,5^\circ$ no esquemático). O *GBW*, neste caso, está em 908 kHz .

Figura 26 - Diagramas de Bode do amplificador em malha aberta para o *layout* (LAY), esquemático (SCH) e meta-heurística (sem sufixo) (Módulo – dB x Hz, Fase – grau x Hz). A margem de fase está indicada



O gráfico apresentado na figura 27 mostra o diagrama de Bode, módulo e fase, do *netlist* do OTA-Miller extraído do layout e em malha fechada, formando dessa forma o LNA. O circuito realimentado tem banda de passagem de aproximadamente 2,6 Hz a 8,4 kHz. A banda de passagem desejada para o LNA é de aproximadamente 2,5 Hz a 7,0 kHz.

Figura 27 – Diagrama de Bode do amplificador em malha fechada para o layout (LAY), esquemático (SCH) e meta-heurística (sem sufixo) - (Módulo – dB x Hz, Fase – grau x Hz)



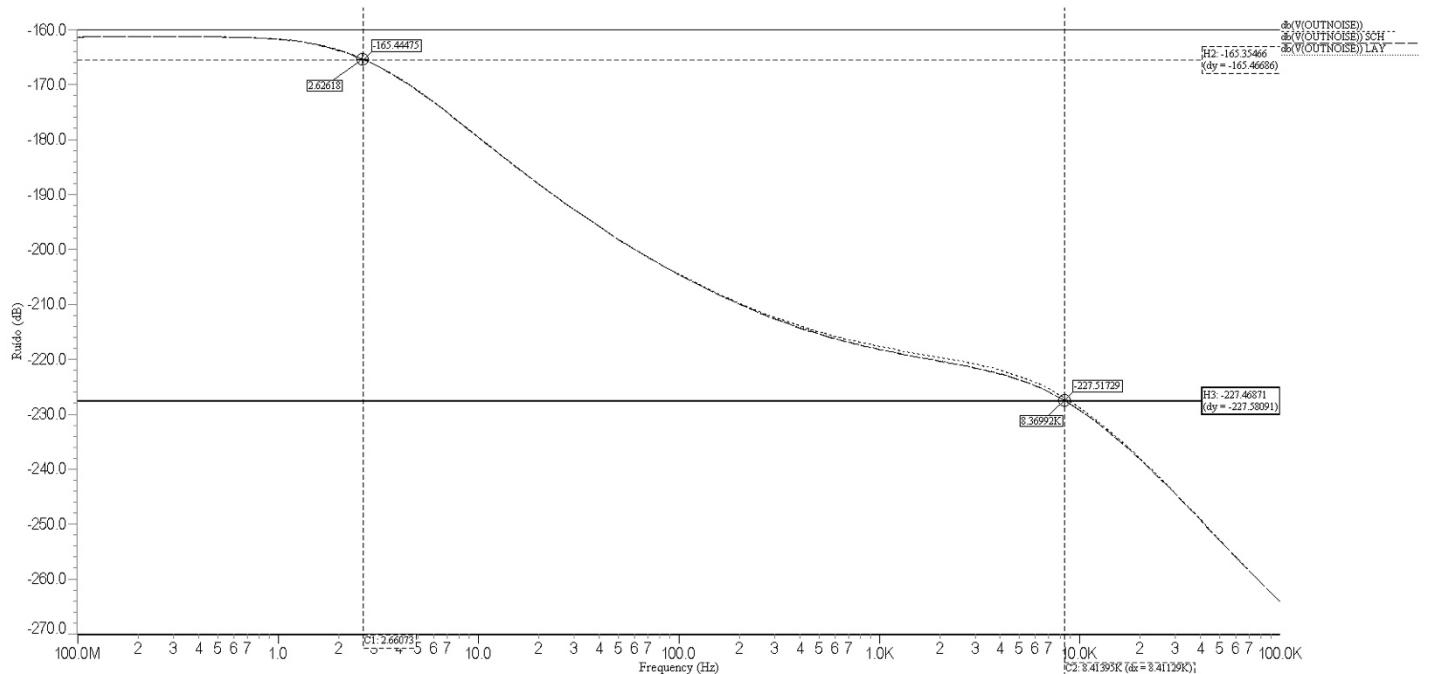
Finalmente, para o *netlist* extraído do *layout*, analisa-se seu ruído a fim de verificar se a estimativa realizada na etapa de otimização foi correta. O gráfico apresentado na figura 28 mostra o ruído na saída no OTA em malha fechada. Para se obter o ruído total na entrada é necessário integrar a curva obtida e dividir pelo ganho do LNA na banda de passagem. Pode-se notar que a curva de ruído aqui é semelhante às obtidas nas simulações anteriores.

De acordo com as análises do *netlist* extraído do *layout*, com relação à sua estabilidade, ganho e ruído, observa-se que foram obedecidas as especificações desejadas.

Para que seja possível comparar as características do circuito com diversos outros amplificadores apresentados na literatura, foi utilizado um índice

de mérito chamado de NEF (*Noise Efficiency Factor*), que depende do ruído e da potência consumida pelo circuito.

Figura 28 - Ruído de tensão visto na saída do amplificador em malha aberta para o *layout* (LAY), esquemático (SCH) e meta-heurística (sem sufixo) (Ruído V x Hz)



Inicialmente, na fase de otimização em meta-heurística, o melhor resultado obtido atingiu a marca de $NEF = 2,96$, o qual comparado ao melhor resultado encontrado na literatura ($NEF = 2,67$) (WATTANAPANITCH; FEE; SARPESHKAR, 2007), se mostrou excelente. Neste caso a potência estimada estava em torno de $4,68 \mu\text{W}$ e o ruído em $4 \mu\text{V}$.

Para o *netlist* extraído do *layout* os resultados de simulação foram consumo de $12,07 \mu\text{W}$ de potência e ruído referido a entrada de $4,1 \mu\text{V}$.

Observemos que houve uma enorme variação na potência consumida, onde o valor esperado era de $4,68 \mu\text{W}$. Em vista dessa variação, não esperada e não justificável, foi-se verificar a causa disso. Chegou-se a conclusão que o procedimento de medida aplicado no programa de otimização não estava correto. Neste procedimento se procura a máxima corrente fornecida pela fonte de alimentação em diversas configurações. Não se deu conta que, devido à convenção do receptor utilizado no simulador, a corrente fornecida por uma fonte

de alimentação é dada como negativa. Assim o valor máximo de corrente estava associado à situação de mínimo gasto de potência, que foi tomada como a potência consumida.

Uma vez identificado o erro, foi possível reparar o programa de otimização. Infelizmente a identificação do erro e reparos foram executados apenas no fim do trabalho, não se tendo tempo para nova otimização e, principalmente, para desenho de novo *layout*. Otimizações iniciais com o programa reparado forneceram circuitos que consomem $10,4 \mu\text{W}$ para um ruído total na entrada de $4 \mu\text{V}$, o que resulta em $\text{NEF} = 4,33$

Para o circuito extraído do *layout* da figura 25, obteve-se um de $\text{NEF} = 4,76$.

5. CONCLUSÕES

Neste trabalho estudou-se uma topologia de um amplificador operacional OTA de baixo ruído e baixa potência para aplicação em amplificadores de sinais neuronais (LNA). O projeto foi inteiramente dimensionado via meta-heurística. O circuito teve seu comportamento analisado para validar seu funcionamento em cada fase do seu desenvolvimento, partindo do esquemático até a configuração em *layout*.

Utilizou-se um fator de mérito chamado *NEF* (*Noise Efficiency Factor*) para caracterizar a qualidade do LNA projetado. Inicialmente, o circuito otimizado apresentou um NEF de aproximadamente valor três (melhor NEF obtido na literatura indica coeficiente de 2,67). Logo, ao final da validação do *layout*, testes realizados indicaram um NEF de 4,76.

Este resultado indicou uma falha no processo de otimização. Foi verificado que a potência estimada na meta-heurística estava errada (estimava-se uma potência de 4,68 μW mas acabou sendo de 12 μW).

O alto valor obtido para o NEF resulta então de a potência ser maior que o dobro do previsto na etapa de otimização. Entretanto, mesmo com a potência mais alta, o OTA ainda consome uma quantidade de potência consideravelmente pequena para a aplicação.

A tabela 8 indica o valor do NEF para um ruído medido entre as frequências f_0 e f_1 de diversos artigos. O índice $\text{NEF}_{\text{ajustado}}$ estima o ruído entre as frequências de 0,5 Hz até o infinito.

Note que os valores dos NEFs variam bastante de artigo para artigo. A tabela 8 mostra que mesmo com o valor de potência mais elevado do que o esperado o circuito final possui desempenho comparável a alguns projetos desenvolvidos por especialistas da área (para NEF maior que 4,76).

O que se destaca neste projeto é o ruído de tensão do LNA que se obteve, pois este se manteve no patamar esperado, alcançando um valor de 4,1 μV .

Sendo assim, a meta-heurística trouxe o benefício de reduzir o tempo gasto no dimensionamento do LNA desenvolvido. O resultado do projeto do LNA não resultou em um NEF significativamente baixo como o desejado, mas ainda assim suas especificações atendem às restrições de consumo de potência e baixo ruído

desejadas, garantindo o correto funcionamento quando da amplificação dos sinais neurais sensíveis a ruído.

Tabela 8 - Valor dos NEFs para diversos artigos na literatura

Parâmetros	[1]	[2]	[3] BPA3	[4]	[5]	TCC	[3] BPA1	[7]
$f_{c1} - f_{c2}$ (Hz)	0,023 – 11,5k	45 – 5,32k	0,05 – 10,5k	10 – 7,2k	0,025 – 7,2k	2,66 – 8,4k	0,1 – 8,5k	300 – 10k
polos	polo em fc1 polo em fc2	polo em fc1 dois próximos a fc2	polo em fc1 polo em fc2	-	-	polo em fc1 polo em fc2	polo em fc1 polo em fc2	-
$f_0 - f_1$ (Hz)	0,1 – 25,6k	10 – 98k	0,1 – 25k	10 – 100k	0,5 – 50k	-	0,1 – 25k	300 – 10k
Ruído referente à entrada (μV)	1,95	3,06	2,0	3,5	2,2	4,1	3,1	4,9
NEF (artigo)	2,48	2,67	2,9+	3,35	4,0	4,76	4,5+	5,99
NEF _{ajustado}	2,75	2,72	2,76	3,42	4,17	4,82	4,88	7,84

[1] (RAI, 2009) ; [2] (WATTANAPANITCH et al., 2007); [3]BPA1 e [3]BPA3 (HOLLEMAN et al., 2012); [4] (MAJIDZADEH et al., 2011); [5] (HARRISON; CAMERON, 2003); [6] (MULLER et al., 2012)

5.1. Trabalhos Futuros

Como possíveis trabalhos futuros, pode-se apontar:

- Estudo de diversos métodos meta-heurísticos aplicados no dimensionamento de um amplificador OTA com o intuito de verificar o quanto eficaz uma estratégia de meta-heurística é em relação a outra, analisando quesitos como tempo de otimização, qualidade da solução e etc.;
- Depois da integração do *layout* no *chip*, outro trabalho futuro interessante seria estudar o comportamento do dispositivo real versus as especificações desejadas do projeto, caracterizando o amplificador real com relação ao seu funcionamento.

6. REFERÊNCIAS BIBLIOGRAFICAS

ALVES JÚNIOR, M. A. Projeto de um amplificador CMOS de baixo ruído e baixo consumo de potência para aplicações de monitoramento da atividade neural. 30 Nov 2015. 74 pag. Universidade de São Paulo, Escola de Engenharia de São Carlos. São Carlos: Universidade de São Paulo.

BUZSÁKI, G.; ANASTASSIOU, C. A.; KOCH, C.; The Origin of Extracellular Fields and Currents—EEG, ECoG, LFP and spikes. *Nature Reviews Neuroscience* 13, 407-420, 20 Mai 2012.

CADENCE. Cadence Virtuoso IC Design. 6. Acessado em Abril de 2016. Disponível em CADENCE: <<http://www.cadence.com/us/Pages/default.aspx>>.

DELBRUCK, T.; MEAD, C. A.; Analog VLSI Adaptive, Logarithmic, Wide-Dynamic-Range Photoreceptor. *International Symposium on Circuits and Systems*. 339-342. 1994.

Dixi Medical. Cortical Electrodes – C10. Visitado em 20 de Mai de 2016. Disponível em: <<http://www.diximedical.net/GB/?cat=27>>.

Dixi Medical. Epidural Electrodes – insertion to the cranial vault – E08. Visitado em 20 de Mai de 2016. Disponível em: <<http://www.diximedical.net/GB/?cat=12>>.

GREGORIAN, R.; TEMES, G. C.; Analog MOS Integrated Circuits For Signal Processing. Nova York: Wiley-Interscience. 1986.

HARRISON, R. R.; CAMERON, C.; A Low-Power Low-Noise CMOS Amplifier for Neural Recording Applications. *IEEE Journal of Solid-State Circuits* , 958-965, 2003.

HASTINGS, A.; The art of Analog Layout. Prentice Hall. 2006. Vol. 2.

HOLLEMAN, J.; ZHANG, F.; OTIS, B.; Design of ultra-low power biopotential amplifiers for biosignal acquisition applications. In: *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, vol. 6, pp.136-147, Agosto 2012.

HOLLEMAN, J.; ZHANG, F.; OTIS, B.; Ultra Low-Power Integrated Circuits Design for Wireless Neural Interfaces. New York: Springer. 2011.

LEBEDEV, M. A.; NICOLELIS, M. A.; Brain-machine interface: past, present and future. *Trends in Neurosciences* 29, pp. 537-546, 2006.

MAJIDZADEH V. et al; Energy efficient low-noise Neural Recording Amplifier with enhanced noise efficiency factor. In: *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, vol. 5, pp. 262-271, Junho 2011.

MATHWORKS. Matlab. R2015a. Acessado em Fevereiro de 2016. Disponível em MATHWORKS: <<http://www.mathworks.com>>.

MULLER R. et al.; A 0,013 mm², 5 µV, DC-Coupled neural signal acquisition IC with 0,5 recording applications. In: *IEEE Solid-State Circuits*, vol. 38, pp. 958-965, Junho 2003.

OSMAN, I. H.; KELLY, J. P.; Meta-Heuristics: Theory & Applications. Norwell: Kluwer Academic Publishers. 1996.

RAI, S.; A 500 µm neural tag with 2µV AFE and frequency-multiplying MICS/ESM FSK transmitter. In: *IEEE ISSCC 2009 Dig. Tech. Paper*, São Francisco, CA, pp. 221-222. 2009.

SEDRA, A. S.; SMITH, K. C.; Microeletrônica. 4 ed. São Paulo: Pearson Makron Books. 2000.

SYNOPSYS. Hspice. A-2008.03. Acessado em Março de 2016, disponível em SYNOPSIS: <<http://www.hspice.com>>.

TALBI, E.G.; Metaheuristics From Design to Implementation. New Jersey: John Wiley & Sons. 2009.

TORRES BARBOSA, O. H.; Otimização de amplificadores operacionais CMOS por metaheurísticas. 27 Nov 2014. 115 pag. Universidade de São Paulo, Escola de Engenharia de São Carlos. São Carlos: Universidade de São Paulo.

TSIVIDIS, Y.; Operation and Modeling of the MOS Transistor. 2 ed. New York: Oxford University Press. 2009.

TSMC – *Taiwan Semiconductor Manufacturing Company*. Acessado em março de 2016. Disponível em: <<http://www.tsmc.com>>.

WATTANAPANITCH, W.; FEE, M.; SARPESHKAR, R.; An Energy-Efficient Micropower Neural Recording Amplifier. *IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems* 1, 136-147. 2007.

Apêndice A

I. Termo F_{GM}

Para cálculo de F_{GM} , é realizada uma simulação AC no AmpOp em malha aberta e determina-se G_{Sim} , o ganho em malha aberta do amplificador. O cálculo de F_{GM} é dado por

$$F_{GM} = [\text{funcao de score}](G_{Sim})$$

II. Termo F_{FC}

Para cálculo de F_{FC} são realizadas simulações AC no LNA, AmpOp em malha fechada, e determinam-se G_{f_b} , ganho máximo do LNA em dB, e G_{f_c} , ganho do LNA em dB na frequência f_c . O calculo de F_{FC} é dado por

$$F_{FC} = \begin{cases} 0 & G_{f_b} - 3dB \leq G_{f_c} \leq G_{f_b} - 2,8dB \\ G_{f_b} - 3dB - G_{f_c} & \text{para } G_{f_c} < G_{f_b} - 3dB \\ G_{f_c} - G_{f_b} + 2,8dB & G_{f_c} > G_{f_b} - 2,8dB \end{cases}$$

III. Termo F_{CMRR}

Para cálculo de F_{CMRR} , são realizadas simulações AC no AmpOp em malha aberta e determina-se o $CMRR_{Sim}$. O $CMRR_{Sim}$ é definido como a diferença entre G_{Sim} , ganho do AmpOp em malha aberta em dB, e G_{MCSim} , ganho de modo comum do AmpOp em malha aberta em dB, ou seja

$$CMRR_{sim} = G_{Sim} - G_{MCSim}$$

O calculo de F_{CMRR} é dado então por

$$F_{CMRR} = [\text{funcao de score}](CMRR_{Sim})$$

IV. Termo F_{PSRR}

Para cálculo de F_{PSRR} , são realizadas simulações AC no AmpOp em malha aberta e determinam-se $PSRR^+$ e $PSRR^-$, definidos como a diferença entre G_{Sim} , e $A_{circuito}^+$, ganho em dB para uma entrada na fonte de alimentação positiva, e a diferença entre G_{Sim} e $A_{circuito}^-$, ganho em dB para a entrada na fonte de alimentação negativa, respectivamente. Logo

$$\begin{aligned} PSRR^+ &= G_{Sim} - A_{circuito}^+ \\ PSRR^- &= G_{Sim} - A_{circuito}^- \end{aligned}$$

O cálculo de F_{PSRR} é dado por

$$FPSRR = [\text{funcao de score}]((\max(PSRR^+, PSRR^-)))$$

V. Termo F_{MF}

Para cálculo de F_{MF} , é realizada uma simulação AC no AmpOp em malha aberta e determina-se MF_{Sim} , margem de fase, definida como a diferença de 180° com o módulo da fase de ganho unitário, θ_{0dB} , ou seja

$$MF_{Sim} = 180^\circ - |\theta_{0dB}|$$

O calculo de F_{MF} é dado então por

$$F_{MF} = [\text{funcao de score}](MF_{Sim})$$

VI. Termo F_{SL}

Para cálculo de F_{SL} são realizadas simulações transitórias no AmpOp em malha aberta e determinam-se SL_{Sim}^+ , máxima taxa de subida do sinal de saída, e SL_{Sim}^- , máxima taxa de descida do sinal de saída. O calculo de F_{SL} é dado por

$$F_{SL} = [\text{funcao de score}](\max(SL_{Sim}^+, SL_{Sim}^-))$$

VII. Termo F_P

Para cálculo de F_P , é realizada uma simulação DC no AmpOp em malha aberta e determina-se I_{totSim} , corrente DC total utilizada. O cálculo de F_P é dado por

$$F_P = [\text{funcao de score}](I_{totSim} * V_{DD})$$

VIII. Termo F_{AREA}

O termo da área do circuito é um caso particular entre os termos avaliados, pois seu valor não é obtido por simulações. Ele será calculado pela estimativa da área ocupada tanto pelos transistores como também pelos capacitores do AmpOp. Esta estimativa, $Area_{CIR}$, é feita por uma função, escrita para cada topologia, partir dos valores das variáveis do circuito. O cálculo de F_{AREA} é dado por

$$F_{AREA} = [\text{funcao de score}](Area_{CIR})$$

IX. Termo F_{OFFSET}

Para cálculo de F_{OFFSET} , são realizadas simulações DC no AmpOp em malha aberta e determinam-se $offset_{MaxSim}$, tensão de offset sistemático para entrada no valor máximo, $offset_{MinSim}$, tensão de offset sistemático para entrada

no valor mínimo, e $offset_{MedSim}$, tensão de $offset$ sistemático para entrada no valor médio. O cálculo de F_{OFFSET} é dado por

$$F_{OFFSET} = [funcao\ de\ score](maximo(offset_{MaxSim}, offset_{MedSim}, offset_{MinSim}))$$

X. Termo F_{NOISE}

Para cálculo de F_{NOISE} , são realizadas simulações AC LNA, AmpOp em malha fechada, e determinam-se $n_{saidasim}$, valor rms da tensão de ruído na saída, e G_{fb} , ganho máximo do amplificador em malha fechada. O cálculo de F_{NOISE} é dado por

$$F_{NOISE} = [funcao\ de\ score]\left(\frac{n_{saidasim}}{G_{fb}}\right)$$

XI. Termo $F_{out,LEVEL}$

A partir de uma simulação transitória do AmpOp em malha aberta são extraídos dados para que se compile a excursão de sua saída. O cálculo de $F_{out,LEVEL}$ é dado

$$F_{out,LEVEL} = \begin{cases} 0 & [Max_{saida} > 0,9(V_{DD} - V_{SS}) + V_{SS}] \text{ AND } [Min_{saida} < 0,1(V_{DD} - V_{SS}) + V_{SS}] \\ E_{excur}' & [Max_{saida} < 0,9(V_{DD} - V_{SS}) + V_{SS}] \text{ OR } [Min_{saida} > 0,1(V_{DD} - V_{SS}) + V_{SS}] \end{cases}$$

onde E_{excur} é a máxima excursão entre os valores E_{excur}^+ e E_{excur}^- . V_{DD} e V_{SS} são as tensões de alimentação positiva e negativa do circuito.

O cálculo da excursão é então definido como

$$\begin{aligned} E_{excur}^+ &= 0,9(V_{DD} - V_{SS}) + V_{SS} - Max_{saida} \\ E_{excur}^- &= Min_{saida} - 0,1(V_{DD} - V_{SS}) + V_{SS} \end{aligned}$$

para Max_{saida} e Min_{saida} como o nível de tensão máximo e mínimo na saída respectivamente.