

MURILO ALENCAR ALVES JÚNIOR

**Projeto de um amplificador CMOS de
baixo ruído e baixo consumo de
potência para aplicações de
monitoramento da atividade neural**

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

Curso de Engenharia Elétrica com ênfase
em Eletrônica

ORIENTADOR: Prof. Dr. João Navarro Soares Jr.

São Carlos

2015

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

A474p Alves Júnior, Murilo Alencar
 Projeto de um amplificador CMOS de baixo ruído e
 baixo consumo de potência para aplicações de
 monitoramento da atividade neural / Murilo Alencar
 Alves Júnior; orientador João Navarro Soares Jr. São
 Carlos, 2015.

 Monografia (Graduação em Engenharia Elétrica com
 ênfase em Eletrônica) -- Escola de Engenharia de São
 Carlos da Universidade de São Paulo, 2015.

 1. Amplificador Operacional. 2. Neurociência. 3.
 Transistor MOS. 4. Metaheurística. I. Título.

FOLHA DE APROVAÇÃO

Nome: Murilo Alencar Alves Júnior

Título: "Projeto de um amplificador CMOS de baixo ruído e baixo consumo de potência para aplicações de monitoramento da atividade neural"

Trabalho de Conclusão de Curso defendido e aprovado
em 30/11/2015,

com NOTA 7,0 (sete, zero), pela Comissão Julgadora:

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

Prof. Dr. Maximilian Luppe - (SEL/EESC/USP)

Mestre Eder Issao Ishibe - (SEL/EESC/USP)

Coordenador da CoC-Engenharia Elétrica - EESC/USP:
Prof. Dr. José Carlos de Melo Vieira Júnior

Autor: Murilo Alencar Alves Júnior

Título: Projeto de um amplificador CMOS de baixo ruído e baixo consumo de potência para aplicações de monitoramento da atividade neural

Data: 24/11/2015

Orientador: Prof. Dr. João Navarro Soares Jr

RESUMO

Esforços da neurociência para atingir conhecimentos mais aprofundados sobre os mecanismos de funcionamento do cérebro a partir do monitoramento de sinais elétricos neurológicos têm lançado enormes desafios sobre a eletrônica/microeletrônica e a bioengenharia. Sinais elétricos monitorados a partir da implantação de eletrodos em ambiente biológico extracelular apresentam baixa amplitude e, por esta razão, quaisquer ruídos presentes são relativamente significativos. Por outro lado, fatores como consumo de potência e área de *chip* são preocupações mandatórias em quaisquer circuitos implantados. Nesse sentido, o presente trabalho apresenta uma análise sobre as características dos sinais neurológicos e dos seus sistemas eletrônicos de monitoramento, debruçando-se principalmente sobre a análise e o projeto de um amplificador de baixo ruído e baixo consumo de potência, que utiliza a tecnologia CMOS 0,35 μ m AMS (AustriaMicroSystems). É realizada uma análise detalhada do comportamento do amplificador completo no domínio da frequência e das componentes de ruído existentes. Um amplificador operacional de baixo ruído utilizando uma topologia OTA (*Operational Transconductance Amplifier*) é projetado e otimizado através de técnicas de metaheurística. Os algoritmos empregados são o Enxame de Partículas (do inglês, *Particle Swarm Optimization*) e uma versão modificada do Recozimento Induzido (do inglês, *Simulated Annealing*). A partir da realização de consecutivas otimizações, foi possível obter um circuito com um fator de mérito de ruído (do inglês, *Noise Efficiency Factor*) de 4,39.

Palavras-chave: Amplificador Operacional, Neurociência, Transistor MOS, Metaheurística.

Author: Murilo Alencar Alves Junior

Title: Low-noise low-power CMOS amplifier for neurological applications

Date: 24/11/2015

Advisor: Prof. Dr. João Navarro Soares Jr

ABSTRACT

Neuroscience efforts to achieve deeper insight into the mechanisms of brain's operation from the monitoring of neural signals have launched huge challenges to electronics/microelectronics and bioengineering. Electrical signals monitored from the implantation of electrodes in extracellular environment have low amplitude, so any existent noise is relatively significant. On the other hand, it is mandatory to consider factors such as power consumption and chip area in any implanted circuit. Following this direction, this paper presents an explanation on the characteristics of neural signals and their electronic monitoring systems, focusing on the analysis and design of a low-noise low-power CMOS amplifier using the 0,35 μ m AMS (*AustriaMicroSystems*) technology. A detailed analysis of the complete circuit's behavior in the frequency domain as well as an analysis of noise components is performed. A low-noise amplifier employing an OTA (*Operational Transconductance Amplifier*) topology is designed and optimized through metaheuristic techniques. The employed algorithms are the PSO (*Particle Swarm Optimization*) and a modified version of the SA (*Simulated Annealing*). From consecutive optimizations, a circuit with *Noise Efficiency Factor* of 4.39 could be obtained.

Key words: Operational Amplifier, Neuroscience, MOS Transistor, Metaheuristic.

Lista de figuras

Figura 1 - Matriz de eletrodos para monitoramento da atividade cerebral.....	6
Figura 2 - Chip de 2,2 mm por 2,2 mm contendo 6 amplificadores neurológicos (HARRISON, 2013)	8
Figura 3 - Ilustração da atividade de monitoramento dos sinais neurológicos principais (HOLLEMAN, 2011).....	11
Figura 4 - Impulso nervoso (HOLLEMAN, 2011).	11
Figura 5 - Sinal de LFP inicialmente em função do tempo, densidade espectral de energia e componentes de sinal para diferentes faixas de frequência.....	12
Figura 6 - Eletrodos invasivos para monitoramento in-vivo usualmente em ratos e macacos (HOLLEMAN, 2011).....	13
Figura 7 - Processo de identificação dos pulsos nervosos presentes no sinal (spike sorting). (a) Sinal original. (b) Sinal processado pela técnica de spike sorting.	14
Figura 8 - Esquema das arquiteturas de sistemas para aplicações neurológicas (HOLLEMAN, 2011). (a) Apenas amplificação e digitalização. (b) Processamento local em tempo real. (c) Processamento local analógico.....	15
Figura 9 - (a) Esquema básico de monitoramento neural e transmissão das informações coletadas. (b) Chip eletrônico contendo as estruturas correspondentes (HOLLEMAN, 2011). .	17
Figura 10 - Amplificador Operacional e seus terminais de entrada, alimentação e saída.	18
Figura 11 - Esquemático do amplificador neurológico em estudo.....	20
Figura 12 - Topologia OTA empregada no amplificador neurológico analisado.....	20
Figura 13 - Diagrama do circuito amplificador neuronal completo com os respectivos componentes e terminais.	22
Figura 14 - Diagrama de bode do ganho de malha fechada do amplificador neurológico.....	30
Figura 15 - Circuito completo do amplificador neurológico, omitindo-se a entrada e assumindo uma fonte de corrente de ruído na saída.....	31
Figura 16 - Análise espectral do ruído na saída do amplificador neurológico.	35
Figura 17 - Topologia OTA em detalhe para análise de ruído.	36
Figura 18 - Esquema referente ao nó de saída.....	38
Figura 19 - Topologia OTA em detalhe.	44
Figura 20 - Representação do algoritmo PSO.	51
Figura 21 - Convergência da simulação de otimização com o algoritmo PSO.	52
Figura 22 - Representação do algoritmo SA.	54
Figura 23 - Convergência da simulação de otimização com o algoritmo SAM.....	55
Figura 24 - Convergência da simulação de otimização com o algoritmo SAM com condições iniciais favoráveis.....	57
Figura 25 - Diagrama de bode do amplificador completo com os parâmetros resultantes da otimização.	60

Sumário

1. Introdução	6
1.1. Objetivos	9
1.2. Estrutura da monografia	9
1.3. Lista de ferramentas	9
2. Sistemas eletrônicos para aplicações neurológicas	10
2.1. Sinais neurológicos	10
2.2. Eletrodos	13
2.3. Arquiteturas de sistemas	14
3. Amplificador CMOS para aplicações neurológicas	18
3.1. Amplificador Operacional	18
3.2. OTA	19
3.3. Ruído	21
3.3.1. Ruído térmico	21
3.3.2. Ruído Flicker	21
3.4. Equacionamento	22
3.4.1. Ganho de malha fechada	22
3.4.2. Largura de banda	29
3.4.3. Análise do Diagrama de Bode do Ganho Total	30
3.4.4. Ganho de ruído na saída	31
3.4.5. Análise espectral do ruído	35
3.4.6. Ruído térmico no OTA	36
3.5. Fator de mérito de ruído (Noise Efficiency Factor)	41
4. Metaheurística	42
4.1. Topologia	44
4.2. Funções de avaliação ou <i>fitness</i>	45

4.3. Simulações.....	51
4.3.1. <i>Particle Swarm Optimization</i> ou <i>PSO</i>	51
4.3.2. <i>Resultados PSO</i>	52
4.3.3. <i>Simulated Annealing</i> Modificado ou <i>SAM</i>	54
4.3.4. <i>Resultados SAM</i>	55
4.3.5. <i>Resultados SAM a partir de Condições Iniciais Favoráveis</i>	57
4.3.6. <i>Resultados PSO após consecutivas simulações</i>	59
5. Conclusão	61
6. Referências bibliográficas.....	62
Anexo A	64
Tela do Otimizador	64
Anexo B	65
Modelo de descrição eletrônica do amplificador OTA empregado	65
Anexo C	67
Descrição eletrônica da malha de realimentação do circuito para simulação	67
Anexo D	68
Modelo Hspice da topologia OTA para tecnologia CMOS 0,35µm AMS	68

1. Introdução

Os esforços da neurociência para atingir conhecimentos mais aprofundados sobre os mecanismos de funcionamento do cérebro a partir do monitoramento de sinais elétricos têm lançado desafios sobre a eletrônica/microeletrônica e a bioengenharia. Sinais elétricos monitorados a partir da implantação de eletrodos em ambiente biológico extracelular apresentam baixa amplitude, e por isso quaisquer ruídos presentes são relativamente significativos. Por outro lado, a atenuação do ruído em interfaces com o tecido humano e em sistemas eletrônicos de condicionamento de sinais implica um consumo elevado de potência. O fluxo de calor decorrente da potência elevada pode então danificar os mesmos materiais biológicos vivos em análise, isso sem mencionar o aumento dos custos financeiros relacionados às células de bateria adicionais eventualmente empregadas. Por isso, é importante que se obtenha uma relação de compromisso satisfatória entre ruído e consumo de potência em sistemas de monitoramento da atividade biológica neuronal.



Figura 1 - Matriz de eletrodos para monitoramento da atividade cerebral

Outro aspecto relevante em aplicações neurológicas refere-se à área utilizada pelos dispositivos de condicionamento do sinal elétrico coletado. Para se obter um panorama mais preciso da atividade nervosa do tecido vivo em análise, utiliza-se o maior número possível de pontos de captação da informação de forma a se monitorar a atividade de um grande número de

neurônios. Um diagnóstico mais completo por parte do médico, assim como uma atuação mais precisa e robusta de uma eventual prótese automática, pode ser assim obtido. Com esse intuito, empregam-se matrizes de eletrodos implantadas em regiões estratégicas do sistema nervoso do paciente ou do corpo vivo em análise, como o exemplificado na *Figura 1*.

Matrizes de eletrodos hoje podem apresentar até 100 pontos de captação da atividade neurológica. Espera-se que esse número atinja a casa dos milhares em pouco tempo (HARRISON, 2013). Sistemas microeletromecânicos (do inglês, *Microelectromechanics* ou *MEMs*) são desenvolvidos de forma a garantir alta abrangência da atividade de monitoramento neural, ao mesmo tempo em que objetiva robustez, estabilidade e a mínima susceptibilidade a interferências eletromagnéticas e oscilações mecânicas.

Como destacado anteriormente, os sinais biológicos neuronais apresentam baixa amplitude e precisam ser amplificados. Dada uma estimativa razoável para o tamanho da matriz de captação dos sinais neurológicos e considerando que o intuito seja a implantação de um número considerável de pontos de monitoramento, é preciso que os amplificadores necessários a cada um desses pontos assumam dimensões mínimas. Se, por exemplo, a restrição de área de *chip* corresponda a um quadrado de $15 \times 15 \text{ mm}^2$, considerando-se um sistema avançado de monitoramento neuronal composto de 1000 pontos de captação, é mandatório que cada amplificador ocupe até $0,225 \text{ mm}^2$ de área (HARRISON, 2013). Em experimentos científicos com seres vivos pequenos, como ratos e insetos, as restrições de área podem ser ainda mais limitantes.

O amplificador individualizado deve então apresentar baixo ruído, baixo consumo de potência e as menores dimensões possíveis. Considerando que um fluxo de calor de $80 \frac{\text{mW}}{\text{cm}^2}$ pode provocar a necrose do tecido muscular humano que circunda o circuito (HARRISON, 2013), em um sistema com 1000 amplificadores consumindo algumas centenas de miliwatts, espera-se que cada amplificador dissipe muito menos que 1 mW. No sistema analisado no presente trabalho, a restrição de consumo de potência é em torno de 35 μW .

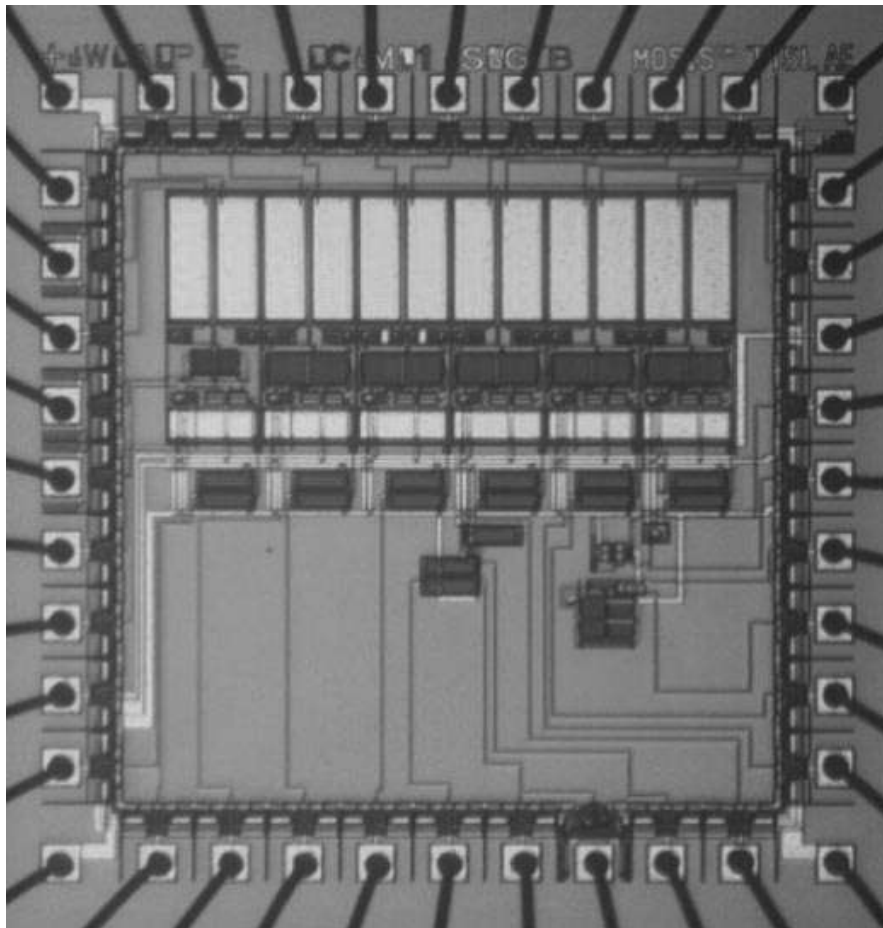


Figura 2 - Chip de 2,2 mm por 2,2 mm contendo 6 amplificadores neurológicos (HARRISON, 2013)

Dessa forma, estabelecem-se alguns dos desafios de projetos de amplificadores para aplicações neurológicas correspondentes ao estabelecimento de relações de compromisso satisfatórias entre níveis controlados de ruído e consumo moderado de área e potência, fatores determinantes para o desenvolvimento de circuitos com escala muito alta de integração (do inglês, *Very Large Scale of Integration* ou *VLSI*) que atendam às demandas das pesquisas e aplicações nesta área do conhecimento:

- Faixa de frequências de operação entre 10-100 mHz e 7 kHz;
- Ruído referenciado na entrada de 2 a 7 μV ;
- Dissipação de potência entre 30 e 100 μW ;
- Área de *chip* entre 0,15 e 40 mm^2 .

1.1. Objetivos

O presente trabalho tem por objetivo principal o desenvolvimento de um projeto de amplificador de baixo ruído e baixo consumo de potência para aplicações neurológicas, fazendo-se uso de tecnologia CMOS 0,35 μ m AMS (*AustriaMicroSystems*). Para isso, faz-se uma análise detalhada de uma topologia de circuito comumente empregada, das componentes de ruído típicas e estabelecem-se funções de mérito para avaliação dos resultados, as quais são aplicadas em algoritmos de otimização metaheurística. O trabalho também tem o intuito apresentar um panorama sobre as perspectivas da neurociência com relação ao desenvolvimento de mecanismos de acesso ao sistema nervoso de seres vivos.

1.2. Estrutura da monografia

A organização da monografia apresenta basicamente a seguinte sequência:

1. Contextualização de aplicações neurológicas e no que tangenciam a eletrônica/microeletrônica. Fala-se das perspectivas da área, das características dos sinais neurológicos e dos sistemas de monitoramento.
2. Equacionamento do circuito proposto para amplificação de sinais neurológicos no domínio da frequência e análise assintótica pelos diagramas de bode.
3. Determinação das expressões para o ruído no circuito e da função de transferência do ruído para a saída, realizando-se análise espectral e uma apresentação sucinta sobre a origem e características dos ruídos presentes.
4. A partir de técnicas de metaheurística, determinar parâmetros ótimos referentes aos transistores do amplificador operacional em estudo, apresentando os resultados obtidos para dois algoritmos, variando-se ainda as condições iniciais das buscas.
5. Por fim, é apresentada uma discussão final em que são retomados os principais pontos do trabalho e em que medida as expectativas foram atingidas.

1.3. Lista de ferramentas

As ferramentas computacionais utilizadas neste trabalho foram:

- MATLAB (MATLAB, 2015): utilizado pelos algoritmos metaheurísticos;
- HSPICE (HSPICE, 2015): simulador elétrico utilizado;
- DERIVE (DERIVE, 2015): programa de análise simbólica aplicado nas análises;
- EZWave (EZWAVE, 2015): utilizado para se obter gráficos dos sinais dos circuitos.

2. Sistemas eletrônicos para aplicações neurológicas

2.1. Sinais neurológicos

Os três tipos principais de sinais neurológicos que constituem objeto de interesse em estudos e aplicações de neurociência são: pulsos nervosos (referenciados na literatura, em inglês, como *spikes*), potenciais de campo locais (do inglês, *Local Field Potential* ou *LFP*) e sinais de eletrocorticografia (do inglês, *Electrocorticography* ou *ECoG*). Acrescidos a estes, cita-se ainda, com menor relevância, os sinais de eletroencefalografia (do inglês, *Electroencephalography* ou *EEG*) e os sinais de eletromiografia (do inglês, *electromyography* ou *EMG*), sendo estes correspondentes ao monitoramento da atividade nervosa muscular (HOLLEMAN, 2011). A *Tabela 1* mostra as principais características desses sinais com relação à largura de banda, amplitude, resolução espacial e quão invasivos são os dispositivos de monitoramento em cada caso.

Tabela 1 – Tipos de sinais neurológicos mais relevantes e respectivas características (HOLLEMAN, 2011).

	Bandwidth	Amplitude	Spatial Resolution	Invasiveness
Spikes	1–7 kHz	<500 μ V	Highest	Invasive
LFP	<200 Hz	<5 mV	Low	Invasive
EEG	<100 Hz	10–20 μ V	Lowest	Non-invasive
ECoG	0.5–200 Hz	<100 μ V	Moderate	Moderately invasive
EMG	7–500 Hz	50 μ –2 mV	–	Minimally or non-invasive

Pulsos nervosos e potenciais de campo locais (LFP) são sinais que podem ser monitorados de forma individualizada. Os sinais de LFP, juntamente com os sinais de eletroencefalografia (EEG), podem ainda ser monitorados em camadas mais externas do crânio, como o couro cabeludo, mas apresentam atenuação significativa nessas condições. Os sinais de eletrocorticografia, por sua vez, demandam o emprego de um sistema mais robusto de coleta de dados a partir de eletrodos implantados na superfície do córtex. Esse tipo de monitoramento mais invasivo é menos suscetível às interferências pelo encapsulamento dos tecidos, que impedem o acesso da superfície de contato, e pelas vibrações microscópicas dos eletrodos, que ficam mais bem fixados em camadas mais internas (HOLLEMAN, 2011).

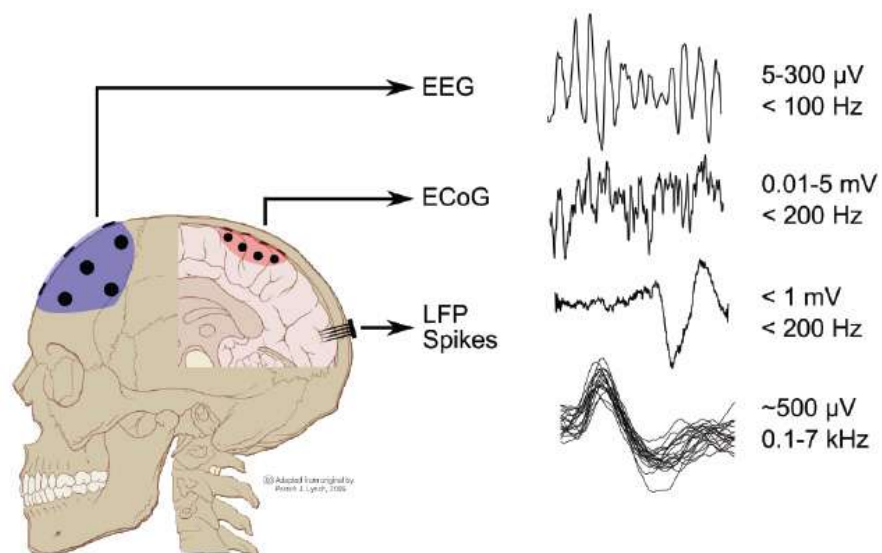


Figura 3 - Ilustração da atividade de monitoramento dos sinais neurológicos principais (HOLLEMAN, 2011).

Os pulsos nervosos apresentam tipicamente duração entre 0,3 e 1 ms e ocorrem em intervalos que variam de alguns milissegundos até algumas dezenas de milissegundos. As características da forma de onda do pulso repetem-se para o mesmo neurônio, sendo que diferentes regiões do cérebro apresentam atividade elétrica com formas de onda e taxas de disparo típicas. O monitoramento dos impulsos nervosos apresenta alta resolução espacial, podendo-se identificar com precisão a origem neuronal do sinal capturado (HOLLEMAN, 2011).

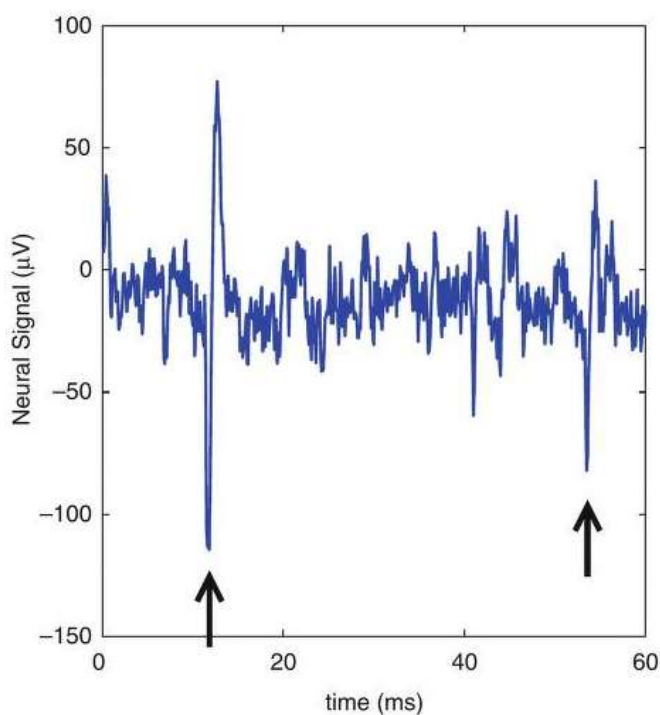


Figura 4 - Impulso nervoso (HOLLEMAN, 2011).

Os sinais de potencial de campo local, por sua vez, correspondem ao monitoramento de atividade multineural, avaliando-se não o comportamento individual dos neurônios, mas sim, a energia presente em determinadas faixas de frequência devido a vários deles. Esse tipo de monitoramento apresenta menor resolução espacial, com seria de se esperar, sendo, no entanto, mais imune à atenuação e interferências, já que realiza uma avaliação mais abrangente da atividade neural. Como benefício desse tipo de monitoramento, verifica-se hoje que os níveis de energia LFP estão relacionados com a movimentação dos braços em primatas. De forma semelhante, algumas características de pulsos nervosos, como taxa de disparo e frequência de pulso, configuram também “biomarcas” que podem indicar a existência de crises de epilepsia e de oscilações da atividade dos gânglios basais, típicas da doença de Parkinson (HOLLEMAN, 2011).

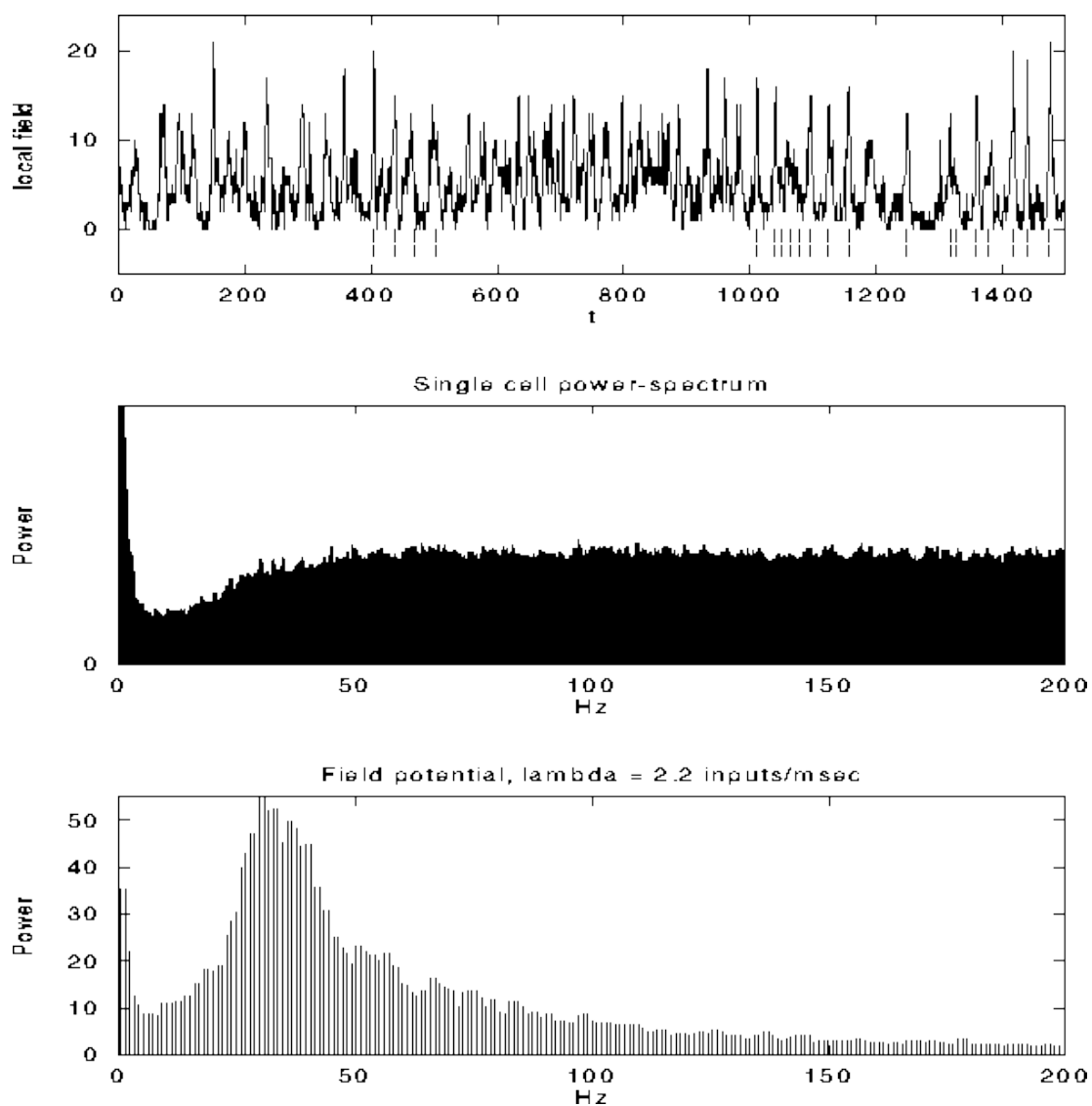


Figura 5 - Sinal de LFP inicialmente em função do tempo, densidade espectral de energia e componentes de sinal para diferentes faixas de frequência.

2.2. Eletrodos

Na compreensão das características dos sinais neurológicos vale considerar a interferência ocasionada pelos elementos de captação desses sinais, os eletrodos. Estes são dispositivos compostos de material metálico, como o tungstênio, componente de contato com o sinal biológico, e de material isolante, como o teflon, componente de isolamento do sinal capturado, que garantem a transmissão dos sinais aos dispositivos de condicionamento e amplificação (HOLLEMAN, 2011). Na grande maioria das aplicações empregam-se eletrodos diferenciais de forma a se obter uma entrada diferencial para o amplificador. Uma entrada diferencial é preferível por apresentar maior taxa de rejeição ao sinal de modo comum, o qual não contém informações relevantes.

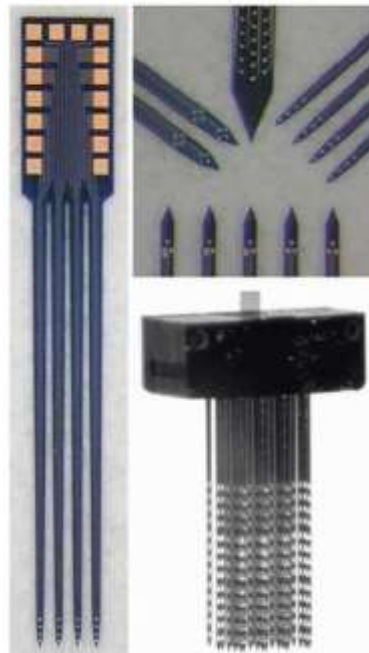


Figura 6 - Eletrodos invasivos para monitoramento in-vivo usualmente em ratos e macacos (HOLLEMAN, 2011).

Deseja-se que os eletrodos apresentem uma impedância de entrada baixa, de preferência algumas ordens de grandeza inferior à impedância de entrada do amplificador. Uma impedância de entrada relativamente alta do amplificador permite que este seja menos invasivo ao sistema por drenar pequenas correntes, além de esta ser uma hipótese usualmente assumida no projeto de amplificadores. A impedância dos eletrodos vista pelo sinal neurológico é tipicamente capacitiva, apresentando magnitude entre 100 k Ω e 500 k Ω medida em 1,0 kHz. O valor da capacitância associada relaciona-se com área de contato do eletrodo e com a viscosidade do fluido extracelular e tipicamente varia entre 150 pF e 1,5 pF (HOLLEMAN, 2011).

2.3. Arquiteturas de sistemas

Os sistemas eletrônicos de condicionamento do sinal neurológico variam de acordo com requisitos de funcionalidade e restrições de potência e área. De uma maneira geral, objetiva-se que o sinal captado seja amplificado, digitalizado e processado de forma a se gerar informações significativas sobre a atividade neuronal, para análise ou atuação de uma prótese. O processamento dos sinais neurológicos capturados e condicionados pode ser em tempo real ou não, podendo ainda ser local ou remoto.

Uma operação comumente realizada em aplicações neurológicas corresponde à classificação de impulso nervoso (em inglês, *Spike Sorting*). Tipicamente uma unidade de captação de sinal recebe informações de diferentes neurônios e a classificação de impulso nervoso representa a identificação da contribuição de cada neurônio a partir da caracterização do pulso nervoso correspondente.

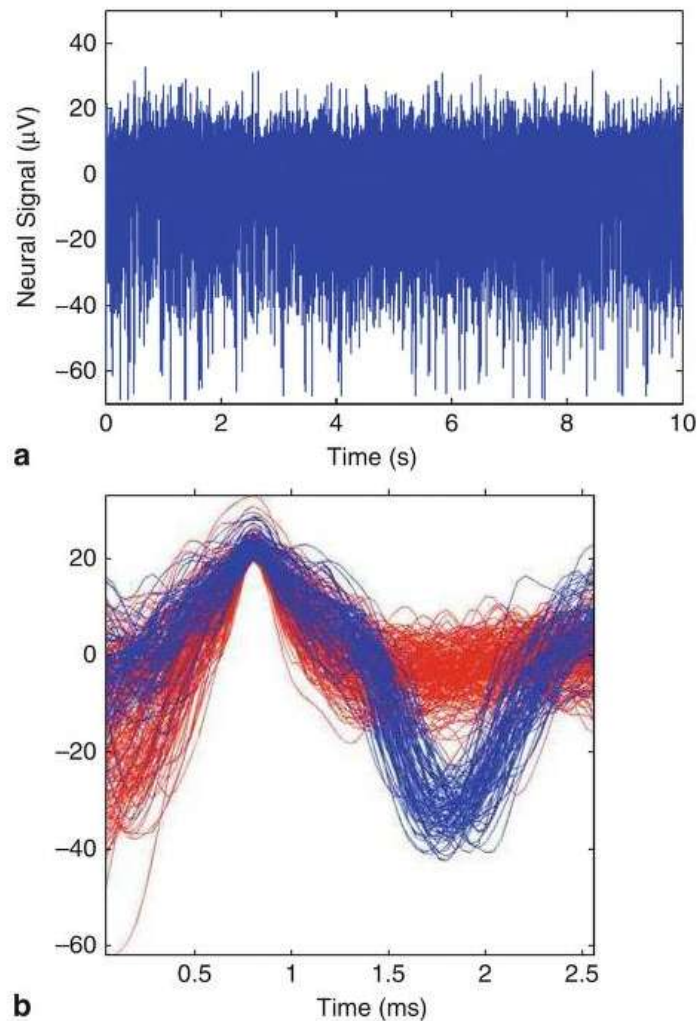


Figura 7 - Processo de identificação dos pulsos nervosos presentes no sinal (*spike sorting*). (a) Sinal original. (b) Sinal processado pela técnica de *spike sorting*.

A execução de algoritmos de *spike sorting* demanda recursos de processamento e memória, e a disponibilidade desses recursos determina as arquiteturas de *software* e *hardware* a serem utilizadas, como exemplifica a *Figura 8*.

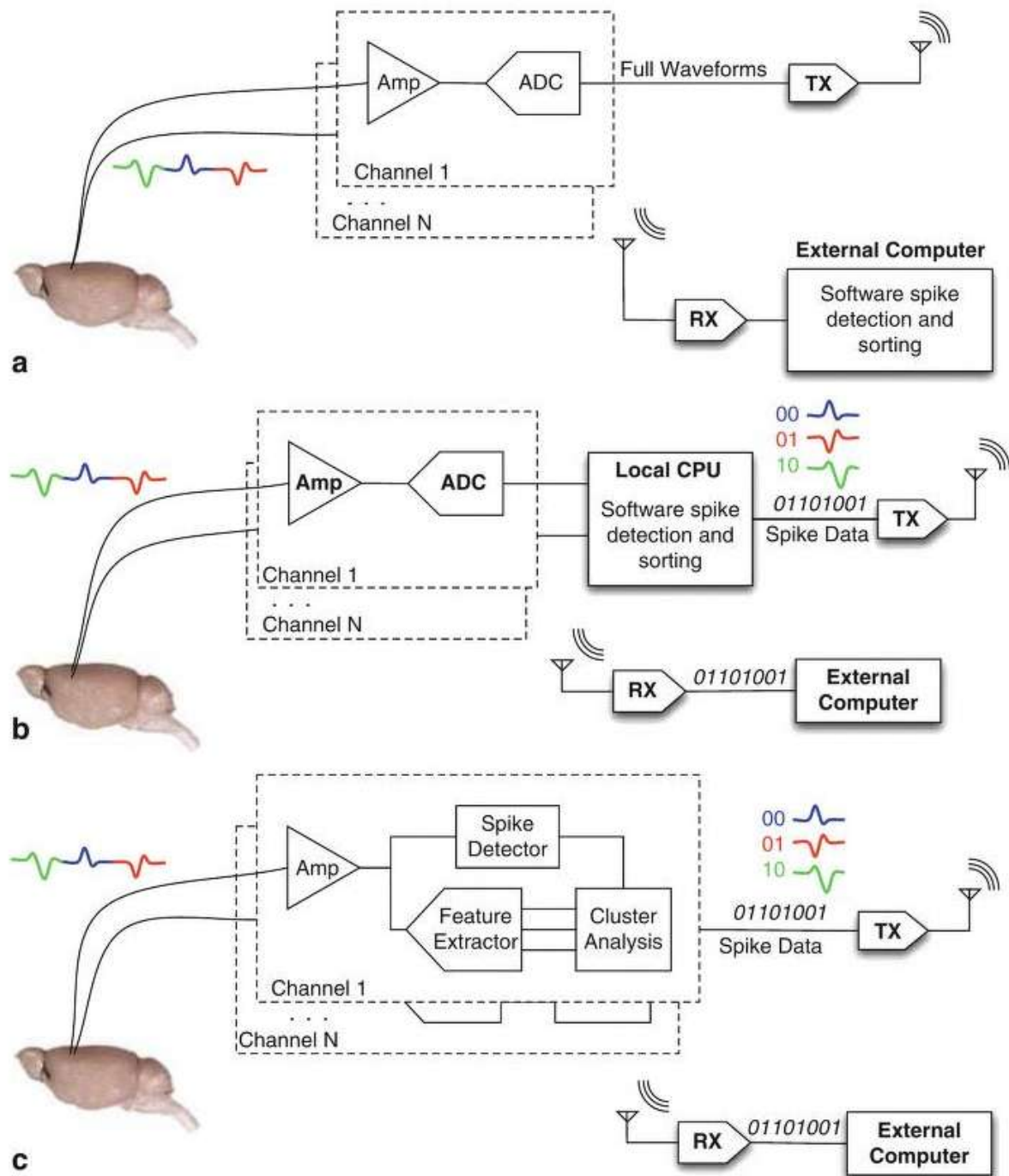


Figura 8 - Esquema das arquiteturas de sistemas para aplicações neurológicas (HOLLEMAN, 2011). (a) Apenas amplificação e digitalização. (b) Processamento local em tempo real. (c) Processamento local analógico.

Um sistema simples de monitoramento neural apresentado na *Figura 8(a)* inclui a amplificação e a digitalização dos sinais, e posterior transmissão das informações obtidas, deixando, no entanto, que o processamento seja executado por outro sistema. Essa arquitetura apresenta algumas vantagens como a redução do consumo de potência e das dimensões físicas do implante, além de possibilitar que a informação “crua” capturada seja fornecida para um ambiente externo que pode realizar análises mais detalhadas dos dados. Soma-se a essas vantagens, a flexibilidade oferecida por computadores de propósito geral na adaptação dos parâmetros dos algoritmos empregados, além da compatibilidade desses sistemas com dispositivos e protocolos comumente utilizados em aplicações de engenharia. O serviço de comunicação de implantes médicos (do inglês, *Medical Implant Communication Service* ou *MICS*) define velocidades entre 100 k e 120 k bits por segundo (HOLLEMAN, 2011).

Uma alternativa natural para o sistema simplificado de monitoramento neurológico anterior é a utilização tanto de unidades centrais de processamento (do inglês, *Central Processing Unit* ou *CPU*) como de dispositivos de processamento digital de sinais (do inglês, *Digital Signal Processor* ou *DSP*), para o processamento local da informação, assim como exemplifica a *Figura 8(b)*. Uma consequência disso é o maior consumo de potência e área devido às unidades de processamento. Em contrapartida, as vantagens oferecidas são a possibilidade de geração de diagnóstico local para análise e/ou de geração de resposta automática na movimentação de uma prótese. Somado a isso, há também uma simplificação do processo e da largura de banda de transmissão, uma vez que serão transmitidos apenas os resultados finais processados ao invés de todo o conjunto de dados coletados.

Uma terceira arquitetura de sistema para aplicações neurológicas corresponde à utilização de processamento local realizado a partir de circuitos analógicos dedicados, como mostra a *Figura 8(c)*. A transmissão apenas dos resultados do processamento continua simplificada e, adicionalmente, o consumo de potência é menor do que o observado em sistemas microprocessados. Além disso, devido à manipulação analógica da informação, não há necessidade de conversores analógico-digital (do inglês, *Analog-to-Digital Converter* ou *ADC*). O desafio consiste então no projeto e implementação desse tipo de circuito para processamento analógico. Cita-se a utilização de células de memória de porta flutuante para adaptação de circuitos analógicos na execução de algoritmos de aprendizado de máquina (HOLLEMAN, 2011).

Vale considerar por fim, que é comum a todas as arquiteturas brevemente descritas a presença de múltiplos canais de monitoramento. Mediante tal cenário, levanta-se a possibilidade de compartilhamento de unidades operacionais comuns, como amplificadores e conversores A/D (com exceção da arquitetura analógica). Para isso, torna-se necessária a multiplexação das entradas e saídas dessas unidades comuns. Contudo, essas operações de amplificação e

digitalização são realizadas constantemente, com elevado ciclo de trabalho, tornando a multiplexação um gargalo para o sistema, caso as frequências assumidas para chaveamento não sejam suficientemente altas. O aumento da frequência de chaveamento, por sua vez, acarreta aumento de custos e consumo de potência e área.

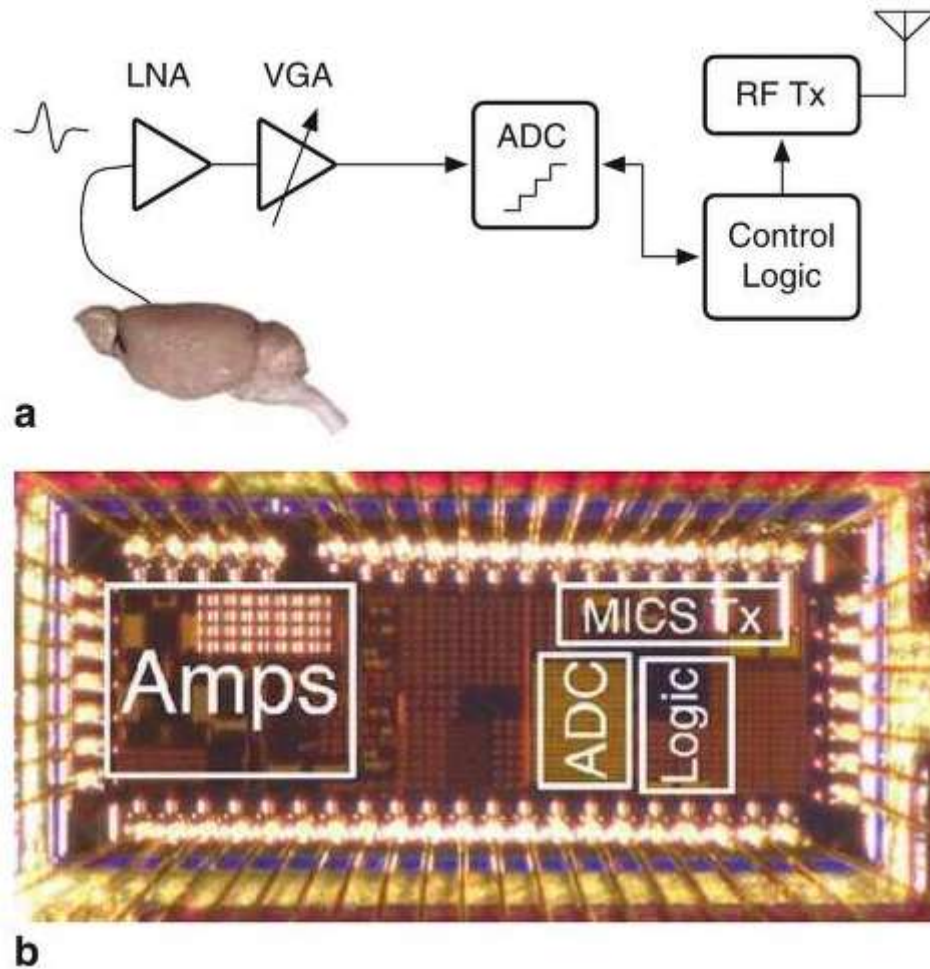


Figura 9 - (a) Esquema básico de monitoramento neural e transmissão das informações coletadas. (b) Chip eletrônico contendo as estruturas correspondentes (HOLLEMAN, 2011).

3. Amplificador CMOS para aplicações neurológicas

Dada a demanda por amplificadores de sinais neurológicos que atendam às especificidades desse tipo de aplicação, propõe-se, com o presente trabalho, a análise e projeto de um amplificador de baixo ruído e baixo consumo de potência com tecnologia CMOS 0,35 μ m AMS (AustriaMicroSystems). Serão apresentados aspectos referentes à especificação dos parâmetros do amplificador operacional empregado, ajustes dos valores das malhas externas de realimentação para adequação das faixas de frequência e ganho de trabalho, além dos equacionamentos no domínio da frequência referentes ao ganho de malha fechada do amplificador, incluindo-se as análises espectrais de ruído pertinentes.

3.1. Amplificador Operacional

Um amplificador operacional (do inglês, *Operational Amplifier*), ou A.O., pode ser compreendido como um dispositivo eletrônico de entrada diferencial e ganho diferencial elevado, de magnitude muitas vezes superior ao seu ganho de modo comum. É tipicamente composto de 5 terminais: entradas inversora e não inversora, alimentação de referência positiva, alimentação de referência negativa e saída. Apesar do valor do ganho diferencial não poder ser definido com precisão, configurações que empregam realimentação negativa tornam o comportamento do sistema definido praticamente por seus componentes externos. Quanto maior for o valor do ganho diferencial, menos dependentes desse valor serão as equações que definem o comportamento do circuito, as quais ficam expressas pelos componentes externos.

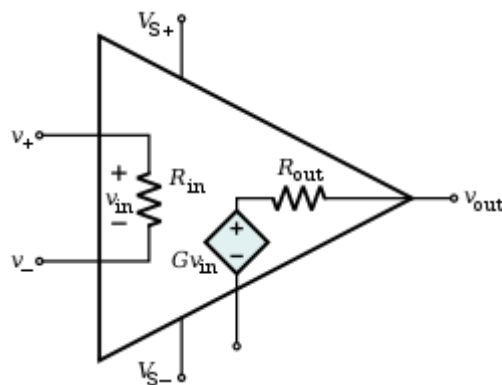


Figura 10 - Amplificador Operacional e seus terminais de entrada, alimentação e saída.

Objetiva-se que o amplificador operacional tenha a maior impedância de entrada R_{in} possível, de forma a minimizar sua corrente de entrada e conseqüente carregamento do sistema

no qual é inserido. Já a impedância de saída R_{out} deve ser a menor possível, de forma a se ter uma mínima atenuação do valor de tensão fornecido. Pode acontecer de, mesmo mediante a ausência de estímulos na entrada do A.O., ainda assim, apareça um sinal de magnitude não nula na saída. Esse valor na saída para entrada nula corresponde à tensão de *offset* da saída, e objetiva-se que ela seja nula ou pelo menos compensada. De forma semelhante, objetivam-se tensões e correntes de *offset* também nulas nas entradas.

O projeto do amplificador também deve visar à mínima ocorrência de sinais de ruído em sua saída e entradas. Perturbações das tensões de alimentação também devem interferir o mínimo possível no valor do sinal de saída. A excursão do sinal de saída corresponde à diferença entre seu valor máximo e seu valor mínimo. Esses valores correspondem às respectivas alimentações, positiva e negativa, a menos de uma pequena queda de tensão nas junções semicondutoras do estágio de saída do dispositivo. Por fim, o amplificador operacional deve também apresentar resposta estável para uma faixa de frequências compatível com as aplicações em que for empregado. Assim, deve apresentar largura de banda (do inglês, *Bandwidth*) suficientemente dimensionada.

Usualmente é utilizado um modelo ideal de amplificador operacional que atenda às seguintes especificações:

- Ganho de malha aberta infinito;
- Impedância de entrada infinita;
- Tensões e correntes de *offset* nulas nas entradas e na saída;
- Impedância de saída nula;
- Não observância de ruído;
- Taxa de rejeição ao modo comum (do inglês, *Common Mode Rejection Rate* ou *CMRR*) infinita;
- Taxa de rejeição às perturbações da fonte (do inglês, *Power Supply Rejection Rate* ou *PSRR*) infinita.

Ao assumir as hipóteses listadas para um amplificador operacional ideal, observa-se que as respostas obtidas não diferem significativamente de um amplificador real, valendo em muitos casos a aproximação.

3.2. OTA

A configuração do amplificador apresentada no presente trabalho corresponde a um bloco operacional OTA (do inglês *Operational Transconductance Amplifier*) com os

componentes externos definindo as malhas de realimentação para ajuste dos requisitos do projeto.

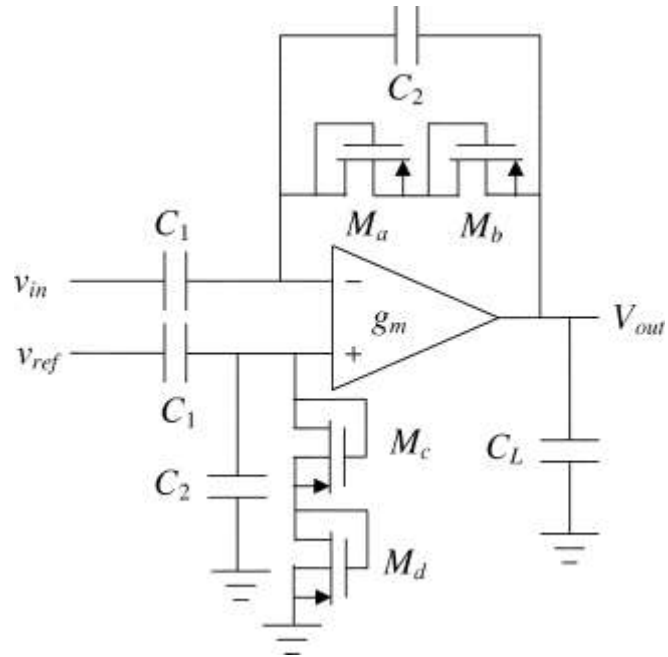


Figura 11 - Esquemático do amplificador neurológico em estudo.

Na sequência, a topologia OTA em detalhe.

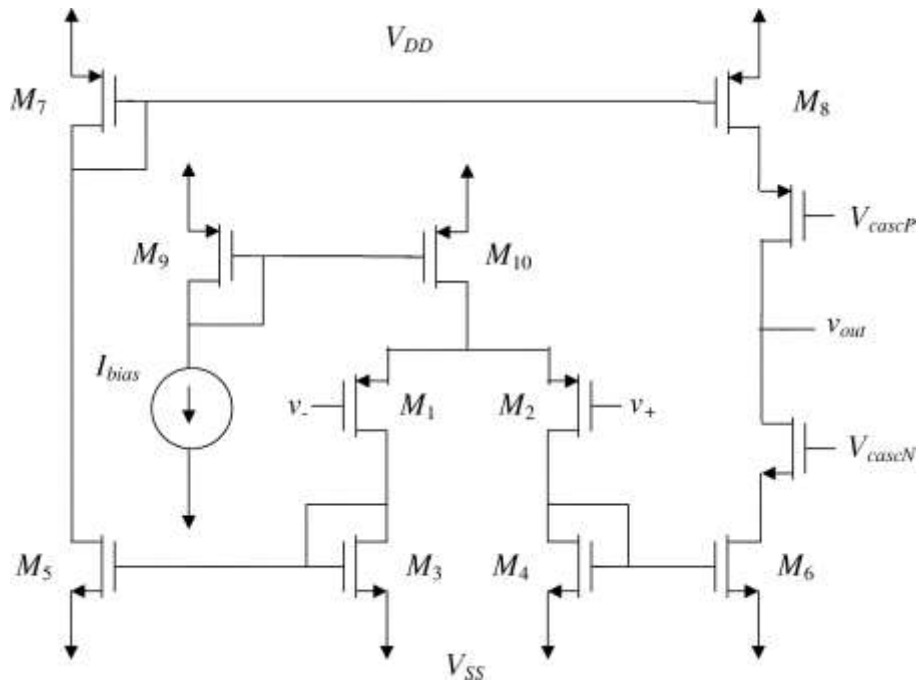


Figura 12 - Topologia OTA empregada no amplificador neurológico analisado.

3.3. Ruído

Os tipos de ruído majoritariamente encontrados em aplicações de eletrônica referem-se ao ruído térmico e ao ruído *flicker*, os quais serão brevemente apresentados na sequência.

3.3.1. Ruído térmico

O comportamento de dispositivos elétricos e semicondutores são influenciados pelos níveis de agitação e energia de repouso das partículas transportadoras de carga. Dessa forma, as respostas dos circuitos ficam condicionadas a variações da temperatura. O ruído térmico nos transistores MOSFET, usados neste trabalho, apresenta as seguintes expressões para o valor quadrático médio da corrente dreno-source e da tensão *gate-source* na faixa de frequência Δf

$$\overline{i_{DS}^2}_{noise} \cong \frac{8}{3} kT g_m \Delta f$$
$$\overline{v_{GS}^2}_{noise} = 4kT \left(\frac{2}{3g_m} \right) \Delta f$$

sendo k a constante de Boltzmann, T a temperatura absoluta em Kelvin, e g_m a transcondutância do MOSFET.

3.3.2. Ruído Flicker

O ruído *flicker* (referenciado na literatura, em inglês, como *Flicker Noise* ou *1/f Noise*) tem energia concentrada em baixas frequências e ainda não é integralmente compreendido. Acredita-se que o mesmo seja causado pela existência de “armadilhas” na estrutura cristalina dos semicondutores. Tais armadilhas interfeririam no sinal ao capturar e liberar portadores de carga elétrica de forma aleatória. Em um MOSFET o valor quadrático médio da tensão de ruído *flicker* referenciada na entrada pode ser expresso da seguinte forma

$$\overline{v_{GS}^2}_{noise} = \frac{K_f}{WLC_{ox}f}$$

em que K_f é uma constante que depende do processo de fabricação e da temperatura, C_{ox} é a capacitância por área da porta, W e L são a largura e comprimento do canal do transistor e f é a frequência.

3.4. Equacionamento

É realizado na sequência o equacionamento do amplificador do amplificador para aplicações neurológicas completo no domínio da frequência, fazendo-se uso de um modelo simplificado para o amplificador operacional OTA.

3.4.1. Ganho de malha fechada

Seguem os desenvolvimentos para a configuração de amplificador de malha fechada em estudo.

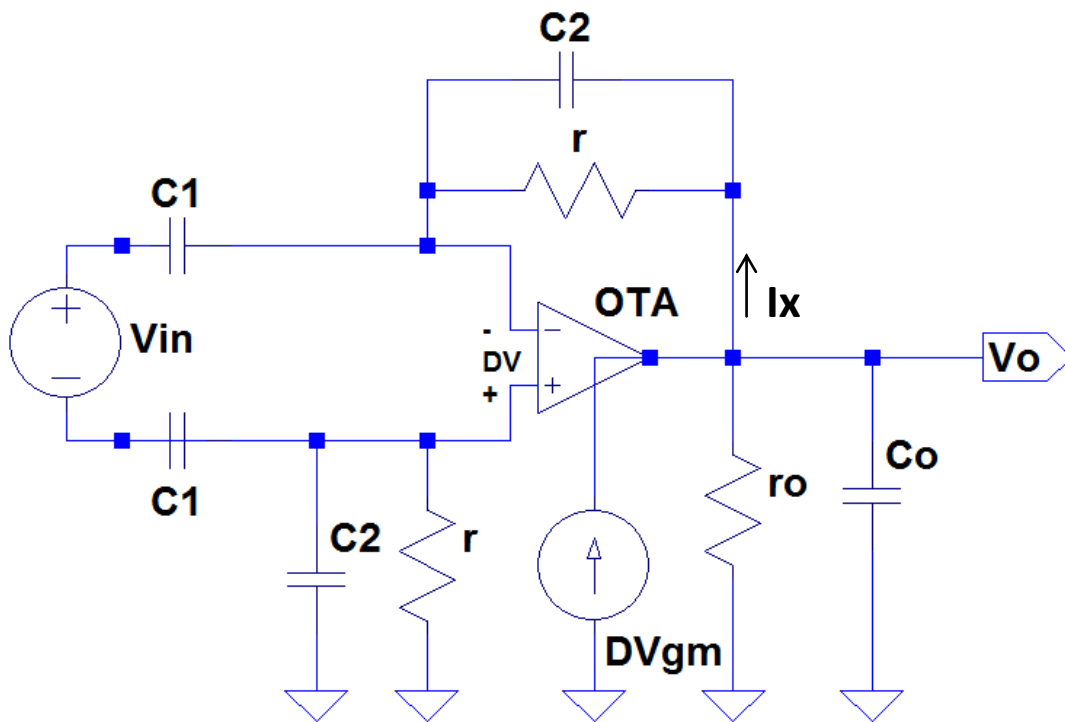


Figura 13 - Diagrama do circuito amplificador neuronal completo com os respectivos componentes e terminais.

No modelo, o ganho DC do OTA é dado por $g_m r_o \gg 1$. Assume-se $C_1 \gg C_2$, para garantir um ganho total alto e que o resistor r tem valor muito alto, para gerar um zero em frequência de Hertz. Essas informações serão úteis para realizar algumas simplificações a seguir.

A impedância equivalente do conjunto resistor r e capacitor C_2 ligados em paralelo, no domínio da frequência, é dada pela seguinte expressão

$$r \parallel \frac{1}{sC_2} = \frac{\frac{r}{sC_2}}{r + \frac{1}{sC_2}} = \frac{r}{rC_2s + 1}$$

A partir da aplicação da Lei de Kirchhoff das Tensões (LKT) na malha formada a partir de V_o até a entrada não inversora do amplificador OTA, passando-se por V_{in} , é possível de se obter a seguinte relação para a corrente i_x que corresponde à corrente de realimentação do circuito (considerando-se nulas as correntes das entradas inversora e não inversora do amplificador OTA)

$$V_o = i_x \frac{2r}{rC_2s + 1} + i_x 2sC_1 + V_{in}$$

$$\Rightarrow i_x = \frac{(V_o - V_i)sC_1(rC_2s + 1)}{2[r(C_1 + C_2)s + 1]}$$

Aplicando-se a Lei de Kirchhoff das Correntes (LKC) no nó de saída V_o , é possível de se estabelecer a seguinte relação

$$\Delta V g_m = i_x + \frac{V_o}{r_o} + V_o s C_o$$

em que ΔV , ou DV , corresponde à diferença entre as tensões de entrada não inversora e inversora do OTA ($DV = \Delta V = V_+ - V_-$).

Finalmente, pela aplicação da Lei de Kirchhoff das Tensões na malha contendo V_i , ΔV e os dois capacitores C_1 , é possível obter

$$\Delta V = -\frac{2i_x}{sC_1} - V_{in}$$

Com as três equações acima, pode-se obter uma expressão para a tensão de saída V_o , mostrada abaixo (extraído com o auxílio do programa *Derive* de manipulação simbólica)

$$V_o =$$

$$= V_{in} \frac{sC_1 r_o (C_2 r s - 2g_m r + 1)}{s^2 r r_o [C_1 (C_2 + 2C_o) + 2C_2 C_o] + s\{C_1 (2r + r_o) + 2[C_2 r (g_m r_o + 1) + C_o r_o]\} + 2(g_m r_o + 1)}$$

A expressão para o ganho de tensão do circuito no domínio da frequência fica determinada

$$\frac{V_o}{V_i}(s) =$$

$$= \frac{sC_1 r_o (C_2 r s - 2g_m r + 1)}{s^2 r r_o [C_1 (C_2 + 2C_o) + 2C_2 C_o] + s\{C_1 (2r + r_o) + 2[C_2 r (g_m r_o + 1) + C_o r_o]\} + 2(g_m r_o + 1)} \quad (1)$$

Trabalhando separadamente com o numerador da expressão de ganho de tensão do circuito,

$$N(s) = sC_1r_o(C_2rs - 2g_mr + 1)$$

é possível de se verificar a existência de um zero nulo

$$z_1 = 0$$

e de um zero positivo em

$$z_2 = \frac{2rg_m + 1}{rC_2}$$

É possível ainda simplificar a expressão para o polo z_2 , considerando-se que $rg_m \gg 1$,

$$z_2 \cong \frac{2rg_m}{rC_2} = \frac{2g_m}{C_2}$$

A expressão do denominador do ganho de tensão demanda uma análise mais cuidadosa para a determinação de suas raízes que correspondem aos *polos* do circuito. O denominador é

$$D(s) = s^2rr_o[C_1(C_2 + 2C_o) + 2C_2C_o] + s\{C_1(2r + r_o) + 2[C_2r(g_mr_o + 1) + C_or_o]\} + 2(g_mr_o + 1)$$

Assumindo-se uma forma genérica da expressão quadrática em s , o trabalho pode ser facilitado pela simplificação de cada um dos coeficientes. Assim, será considerado

$$D(s) = as^2 + bs + c$$

A expressão para o coeficiente quadrático

$$a = rr_o[C_1(C_2 + 2C_o) + 2C_2C_o]$$

pode ser simplificada, levando-se em conta que

$$C_o \sim 10C_2 \gg C_2$$

Dessa forma,

$$a \cong rr_o[2C_1C_o + 2C_2C_o] = 2rr_oC_o(C_1 + C_2)$$

Tomando-se ainda $C_1 \gg C_2$, o coeficiente quadrático fica simplificado para

$$a = 2rr_oC_oC_1$$

Partindo-se agora para a simplificação da expressão do coeficiente linear,

$$b = C_1(2r + r_o) + 2[C_2r(g_mr_o + 1) + C_or_o]$$

Considerando aqui que $r \gg r_o$ e lembrando que $g_m r_o \gg 1$, uma primeira simplificação pode ser feita

$$b \cong C_1 2r + 2[C_2 g_m r r_o + C_o r_o] = 2r(C_1 + C_2 g_m r_o) + 2C_o r_o$$

Considerando-se ainda que $g_m r_o \gg C_1/C_2$, o que equivale a dizer que o ganho do OTA deve ser maior que o ganho do circuito completo, mais uma simplificação pode ser realizada

$$b \cong 2C_2 g_m r r_o + 2C_o r_o = 2r_o(C_2 g_m r + C_o)$$

Finalmente, considerando $g_m/C_o \gg 1/(C_2 r)$, ou seja que a frequência de corte do OTA é muito maior que o zero formado por r e C_2 , uma expressão sintética pode ser estabelecida para aproximar o coeficiente linear do denominador $D(s)$

$$b \cong 2C_2 g_m r r_o$$

Por último, a expressão para o coeficiente constante da equação quadrática

$$c = 2(g_m r_o + 1)$$

pode ser também simplificada para

$$c \cong 2g_m r_o$$

A expressão para o denominador do ganho fica então

$$D(s) \cong 2r r_o C_o C_1 s^2 + 2C_2 g_m r r_o s + 2g_m r_o$$

Da mesma forma, a expressão simplificada para o ganho de tensão do circuito no domínio da frequência fica determinada

$$\frac{V_o}{V_i}(s) = \frac{s C_1 r_o (C_2 r s - 2g_m r)}{2r r_o C_o C_1 s^2 + 2C_2 g_m r r_o s + 2g_m r_o} = \frac{C_1 C_2 r s^2 - 2C_1 g_m r s}{2C_o r C_1 s^2 + 2C_2 g_m r s + 2g_m} \quad (2)$$

Os polos do circuito, determinados a partir das raízes do polinômio $D(s)$, são

$$p_1 = \frac{-\sqrt{g_m}(\sqrt{4C_1 C_o - C_2(C_2 g_m r - 4C_o)} \sqrt{-r} + C_2 r \sqrt{g_m})}{2r C_o (C_1 + C_2)}$$

$$p_2 = \frac{-\sqrt{g_m}(\sqrt{4C_1 C_o - C_2(C_2 g_m r - 4C_o)} \sqrt{-r} - C_2 r \sqrt{g_m})}{2r C_o (C_1 + C_2)}$$

As expressões obtidas para os *polos* são consideravelmente extensas o que motiva uma nova busca pela simplificação das mesmas. Primeiramente, para o *polo* p_1 . Levando-se em conta, uma vez mais, que $(g_m/C_o \gg 1/(C_2r))$, obtém-se

$$p_1 = \frac{-\sqrt{g_m} \left(\sqrt{4C_1C_o - g_m r C_2^2 \sqrt{-r}} + C_2 r \sqrt{g_m} \right)}{2rC_o(C_1 + C_2)}$$

Ainda pode-se admitir que $(C_2g_m/C_o \gg C_1/(C_2r))$, o que leva a

$$p_1 \cong \frac{-\sqrt{g_m} \left(\sqrt{-g_m r C_2^2 \sqrt{-r}} + C_2 r \sqrt{g_m} \right)}{2rC_o(C_1 + C_2)} = \frac{-\sqrt{g_m^2 r^2 C_2^2} - C_2 g_m r}{2rC_o(C_1 + C_2)} = -\frac{g_m}{C_o \left(\frac{C_1}{C_2} + 1 \right)}$$

Lembrando-se ainda que $C_1 \gg C_2$, conclui-se assim a simplificação do referido *polo*

$$p_1 \cong -\frac{g_m}{C_o \left(\frac{C_1}{C_2} \right)}$$

Atentando agora para o *polo* p_2

$$p_2 = \frac{-\sqrt{g_m} \left(\sqrt{4C_1C_o - C_2(C_2g_m r - 4C_o) \sqrt{-r}} - C_2 r \sqrt{g_m} \right)}{2rC_o(C_1 + C_2)}$$

De forma análoga, considerando-se $(g_m/C_o \gg 1/(C_2r))$ e $(C_2g_m/C_o \gg C_1/(C_2r))$, obtém-se

$$p_2 \cong \frac{-\sqrt{g_m} \left(\sqrt{-g_m r C_2^2 \sqrt{-r}} - C_2 r \sqrt{g_m} \right)}{2rC_o(C_1 + C_2)} = \frac{-\sqrt{g_m^2 r^2 C_2^2} + C_2 g_m r}{2rC_o(C_1 + C_2)}$$

Desenvolvendo, obtém-se

$$p_2 \cong \frac{g_m r C_2 - C_2 g_m r}{2rC_o(C_1 + C_2)} = 0$$

Sabe-se, portanto, que o *polo* p_2 é aproximadamente nulo. Pode-se obter uma aproximação mais precisa para esse *polo* a partir de uma análise por meio de sua expansão em série de Taylor. Para isso, é lançada mão novamente da forma genérica da expressão quadrática do *polo* do denominador da função ganho, utilizando-se a fórmula de Báskara,

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

A expansão em série de Taylor da função $f(x) = \sqrt{1-x}$, em torno da origem, dá-se da seguinte forma

$$\begin{aligned}\sqrt{1-x}|_{x \rightarrow 0} &= \sqrt{1-x}|_{x=0} + \left[\frac{d\sqrt{1-x}}{dx} \Big|_{x=0} \right] x + \left[\frac{1}{2!} \frac{d^2\sqrt{1-x}}{dx^2} \Big|_{x=0} \right] x^2 + \dots \\ &+ \left[\frac{1}{n!} \frac{d^n\sqrt{1-x}}{dx^n} \Big|_{x=0} \right] x^n + \dots\end{aligned}$$

Tomando-se então uma aproximação com os dois primeiros termos da série, obtém-se

$$\sqrt{1-x}|_{x \rightarrow 0} \cong \sqrt{1-0} + \left[\frac{-1}{2\sqrt{1-0}} \right] x = 1 - \frac{x}{2}$$

Na expressão para o *polo* p_2 , podemos observar que $\frac{4ac}{b^2} = 4 \frac{1}{g_m r} \frac{C_1}{C_2}$ é muito pequeno. Desta forma, a raiz quadrada pode então ser aproximada pelos dois primeiros termos da série de Taylor correspondente, ou seja,

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

Por fim, o *polo* fica mais precisamente determinado pela expressão

$$p_2 \cong \frac{-b + b \left(1 - \frac{2ac}{b^2} \right)}{2a} = \frac{-\frac{2ac}{b}}{2a} = \frac{-2ac}{2ab} = -\frac{c}{b} = -\frac{2g_m r_o}{2C_2 g_m r r_o}$$

ou

$$p_2 \cong -\frac{1}{rC_2}$$

Este polo p_2 será pequeno à medida que r for grande.

A expressão do ganho de tensão $\frac{V_o}{V_i}(s)$ é então reescrita explicitando os polos e zeros do circuito

$$\frac{V_o}{V_i}(s) = k \frac{s(s + z_1)}{(s - p_1)(s - p_2)}$$

em que k é uma constante.

Dessa forma, com os *zeros* e *polos* previamente determinados, resta então obter o valor de k . Esse valor é determinado igualando-se a expressão seguinte, onde foram substituídos os *polos* e *zeros*, com a expressão (2).

$$\frac{V_o}{V_i}(s) = k \frac{s \left(s - \frac{2g_m}{C_2} \right)}{\left(s + \frac{1}{rC_2} \right) \left(s + \frac{g_m}{C_o \left(\frac{C_1}{C_2} \right)} \right)}$$

O valor de k fica devidamente determinado e é expressado por

$$k = \frac{C_2}{2C_o}$$

A expressão do ganho de tensão do circuito amplificador é então finalmente reescrita no formato desejado

$$\frac{V_o}{V_i}(s) = \frac{C_2}{2C_o} \frac{s \left(s - \frac{2g_m}{C_2} \right)}{\left(s + \frac{1}{rC_2} \right) \left(s + \frac{g_m}{C_o \left(\frac{C_1}{C_2} \right)} \right)}$$

Partindo-se para uma análise assintótica da função de transferência obtida, considerando-se as frequências na banda de passagem e a relação entre *polos* e *zeros*, obedecendo às desigualdades seguintes

$$\frac{1}{rC_2} \ll \frac{g_m}{C_o \left(\frac{C_1}{C_2} \right)} < \frac{2g_m}{C_2}$$

Obtém-se uma aproximação para o valor do ganho na referida faixa de frequências

$$\frac{V_o}{V_i}(j\omega) \cong \frac{C_2}{2C_o} \frac{j\omega \left(-\frac{2g_m}{C_2} \right)}{(j\omega) \left(\frac{g_m}{C_o \left(\frac{C_1}{C_2} \right)} \right)} = -\left(\frac{C_1}{C_2} \right)$$

Portanto, o valor do ganho (A_M) para a banda de passagem é

$$A_M = \left| \frac{V_o}{V_i}(j\omega) \right|_{\frac{1}{rC_2} \ll j\omega \ll \frac{g_m}{C_o \left(\frac{C_1}{C_2} \right)}} \cong \left| -\left(\frac{C_1}{C_2} \right) \right| = \frac{C_1}{C_2}$$

3.4.2. Largura de banda

A largura de banda (BW) do sistema pode ser determinada a partir da diferença entre o *polo* maior e o *polo* menor do circuito. Resolvendo,

$$BW = p_2 - p_1 = \frac{g_m}{C_o \left(\frac{C_1}{C_2} \right)} - \frac{1}{rC_2} = \frac{g_m r C_2 - C_o \left(\frac{C_1}{C_2} \right)}{r C_2 C_o \left(\frac{C_1}{C_2} \right)}$$

E considerando uma vez mais que $(C_2 g_m / C_o \gg C_1 / (C_2 r))$, obtém-se

$$BW \cong \frac{g_m r C_2}{r C_2 C_o \left(\frac{C_1}{C_2} \right)} = \frac{g_m}{C_o \left(\frac{C_1}{C_2} \right)}$$

ou

$$BW \cong \frac{g_m}{C_o A_M}$$

3.4.3. Análise do Diagrama de Bode do Ganho Total

O seguinte diagrama de Bode refere-se à simulação do comportamento assintótico da saída em função da entrada para o amplificador completo.

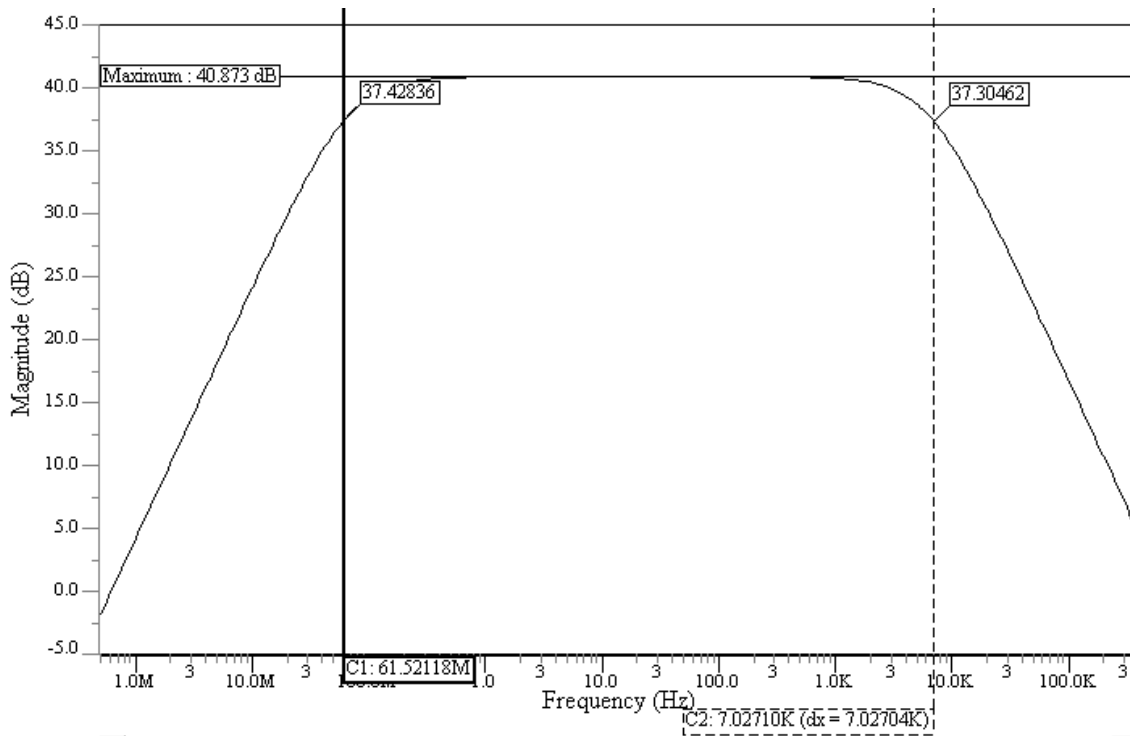


Figura 14 - Diagrama de bode do ganho de malha fechada do amplificador neurológico.

Observa-se que o diagrama em questão se enquadra no comportamento esperado para o circuito, dada a observância de um zero nulo e de uma banda de passagem de aproximadamente 60 mHz a 7 kHz, limitada pelos polos em $\frac{1}{rc_2}$ e em $\frac{g_m}{c_o(\frac{c_1}{c_2})}$. O zero maior $\frac{2g_m}{c_2}$ fica em uma frequência superior à faixa de trabalho do amplificador para aplicações neurológicas e, por isso, não ficou evidenciado.

3.4.4. Ganho de ruído na saída

Com o intuito de se observar o comportamento assintótico na saída devido a uma fonte de corrente de ruído que aí se faz presente, representando, eventualmente, as componentes de ruído do circuito de uma forma geral, prossegue-se com o desenvolvimento seguinte.

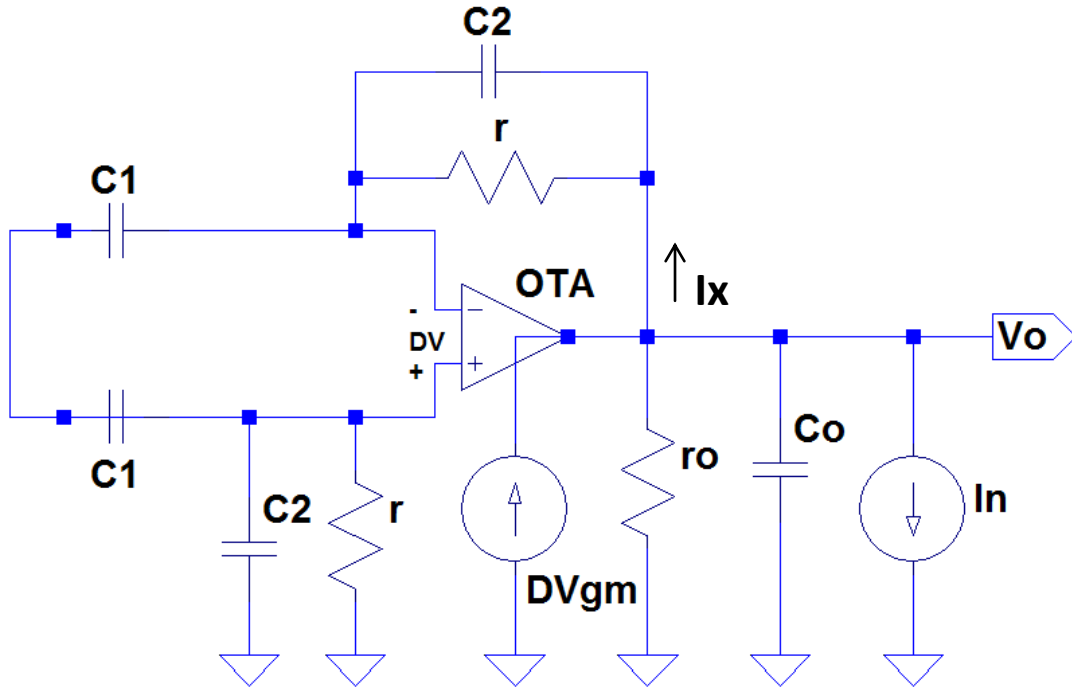


Figura 15 - Circuito completo do amplificador neurológico, omitindo-se a entrada e assumindo uma fonte de corrente de ruído na saída.

Com o circuito da Figura 15, pode-se estabelecer o efeito de um ruído I_n sobre a tensão de saída.

A partir da aplicação da Lei de Kirchhoff das Tensões (LKT) na malha formada a partir de V_o até a entrada não inversora do amplificador OTA, é possível se obter uma relação entre V_o e a corrente i_x (considerando-se as correntes de entrada do amplificador OTA nulas)

$$V_o = i_x \left(\frac{2r}{rC_2s + 1} + \frac{2}{sC_1} \right)$$

Aplicando-se LKT também sobre a malha contendo ΔV e os dois capacitores C_1 , é possível estabelecer que

$$\frac{2i_x}{sC_1} + \Delta V = 0$$

Aplicando-se a Lei de Kirchhoff das Correntes (LKC) no nó de saída V_o , é possível de se estabelecer a seguinte relação

$$g_m \Delta V = i_x + \frac{V_o}{r_o} + V_o C_o s + I_n$$

Com as três equações acima, pode-se obter uma expressão para a tensão de saída V_o , mostrada abaixo

$$V_o = \frac{2I_n r_o [sr(C_1 + C_2) + 1]}{s^2 r r_o [C_1(C_2 + 2C_o) + 2C_2 C_o] + s\{C_1(2r + r_o) + 2[C_2 r(g_m r_o + 1) + C_o r_o]\} + 2(g_m r_o + 1)}$$

A expressão para a função de transferência entre a tensão de saída V_o e a corrente de ruído I_n fica então estabelecida

$$\frac{V_o}{I_n}(s) = \frac{2r_o [sr(C_1 + C_2) + 1]}{s^2 r r_o [C_1(C_2 + 2C_o) + 2C_2 C_o] + s\{C_1(2r + r_o) + 2[C_2 r(g_m r_o + 1) + C_o r_o]\} + 2(g_m r_o + 1)}$$

Em favor de uma maior facilidade na análise da expressão no domínio da frequência e na determinação dos polos e zeros do circuito, novamente opta-se por trabalhar separadamente com o numerador e o denominador da função de transferência.

O numerador da função de transferência é

$$N(s) = 2r_o [sr(C_1 + C_2) + 1]$$

E o único zero do sistema é obtido a partir de sua raiz,

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

Assumindo $C_1 \sim 100C_2 \gg C_2$, de forma se obter um ganho total elevado, o zero da função de transferência é simplificado para

$$z_1 \cong -\frac{1}{rC_1}$$

O denominador da função de transferência é dado por

$$D(s) = s^2 r r_o [C_1(C_2 + 2C_o) + 2C_2 C_o] + s\{C_1(2r + r_o) + 2[C_2 r(g_m r_o + 1) + C_o r_o]\} + 2(g_m r_o + 1)$$

Observa-se que é o mesmo denominador encontrado anteriormente na função de transferência do ganho de tensão. Dessa forma, procede-se com as mesmas etapas de simplificação e obtenção dos respectivos *polos* do circuito

$$p_1 \cong -\frac{g_m}{C_o \left(\frac{C_1}{C_2} \right)}$$

$$p_2 \cong -\frac{1}{rC_2}$$

Assim, uma expressão simplificada para a função de transferência em análise pode ser estabelecida com numerador e denominador fatorados e simplificados

$$\frac{V_o}{I_n}(s) = \frac{N(s)}{D(s)} = \frac{2rr_oC_1s + 2r_o}{2C_o rr_o C_1 s^2 + 2C_2 g_m rr_o s + 2g_m r_o} = \frac{rC_1s + 1}{C_o C_1 r s^2 + C_2 g_m r s + g_m} \quad (3)$$

Parte-se então para um rearranjo da função de transferência, evidenciando-se os *polos* e *zeros* do circuito, permitindo uma concepção imediata do comportamento assintótico da resposta em frequência do mesmo

$$\frac{V_o}{I_n}(s) = k \frac{s(s - z_1)}{(s - p_2)(s - p_2)} = k \frac{\left(s + \frac{1}{rC_1}\right)}{\left(s + \frac{1}{rC_2}\right) \left(s + \frac{g_m}{C_o \left(\frac{C_1}{C_2}\right)}\right)}$$

Igualando-se a expressão acima a (3), encontra-se a expressão correspondente a k

$$k = \frac{1}{C_o}$$

Portanto, a expressão para a função de transferência no formato desejado fica completamente determinada

$$\frac{V_o}{I_n}(s) = \frac{1}{C_o} \frac{\left(s + \frac{1}{rC_1}\right)}{\left(s + \frac{1}{rC_2}\right) \left(s + \frac{g_m}{C_o \left(\frac{C_1}{C_2}\right)}\right)}$$

Partindo-se na sequência para uma análise assintótica da função de transferência obtida, considerando-se uma faixa de frequências na banda de passagem e a relação entre *polos* e *zeros* obedecendo às desigualdades seguintes

$$\frac{1}{rC_1} < \frac{1}{rC_2} \ll j\omega \ll \frac{g_m}{C_o \left(\frac{C_1}{C_2}\right)}$$

Obtém-se então um valor absoluto de ganho para a faixa de frequências em questão,

$$\frac{V_o}{I_n}(j\omega) = \frac{1}{C_o} \frac{(j\omega)}{(j\omega) \left(\frac{g_m}{C_o \left(\frac{C_1}{C_2} \right)} \right)} = \frac{1}{\frac{C_o g_m}{C_o \left(\frac{C_1}{C_2} \right)}}$$

Finalmente,

$$\left. \frac{V_o}{I_n}(j\omega) \right|_{\frac{1}{rC_2} \ll j\omega \ll \frac{g_m}{C_o \left(\frac{C_1}{C_2} \right)}} = \frac{1}{g_m} \frac{C_1}{C_2}$$

3.4.5. Análise espectral do ruído

O seguinte gráfico para o ruído na saída do amplificador completo foi obtido a partir da simulação eletrônica no domínio da frequência do circuito.

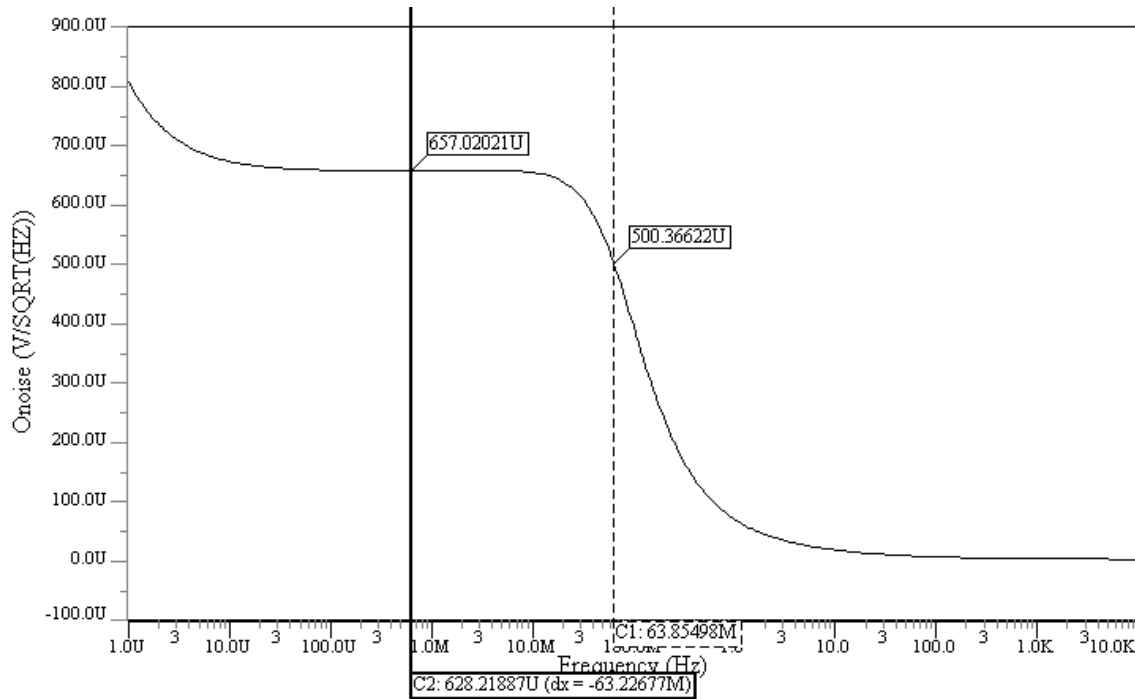


Figura 16 - Análise espectral do ruído na saída do amplificador neurológico.

Observa-se a composição do sinal pelos ruídos *flicker* e térmico. Este apresenta valor constante para todo o espectro de frequência, enquanto aquele é inversamente proporcional à frequência. Portanto, para frequências abaixo de 60 mHz praticamente apenas o ruído *flicker* é significativo, enquanto que, para frequências acima de 10 Hz, pode-se considerar apenas o ruído térmico. O comportamento assintótico expressado em (3), da saída em função do ruído aí presente, revela a existência de um polo em $\frac{1}{rc_2}$ e de um zero 100 vezes inferior a esse, em $\frac{1}{rc_1}$.

Em consequência disso, observa-se no gráfico que o ruído *flicker* aumenta quando decresce a frequência até $\frac{1}{rc_2}$. Seu valor então fica estável, pois agora o aumento inversamente proporcional à frequência é compensado pelo efeito decrescente da função ganho devido ao zero em $\frac{1}{rc_1}$. Passado esse efeito, para frequências ainda mais inferiores que o referido zero, o ruído *flicker* volta então a crescer inversamente proporcional à frequência.

3.4.6. Ruído térmico no OTA

Segue uma análise das componentes de ruído inerentes à operação dos transistores MOS empregados na topologia OTA

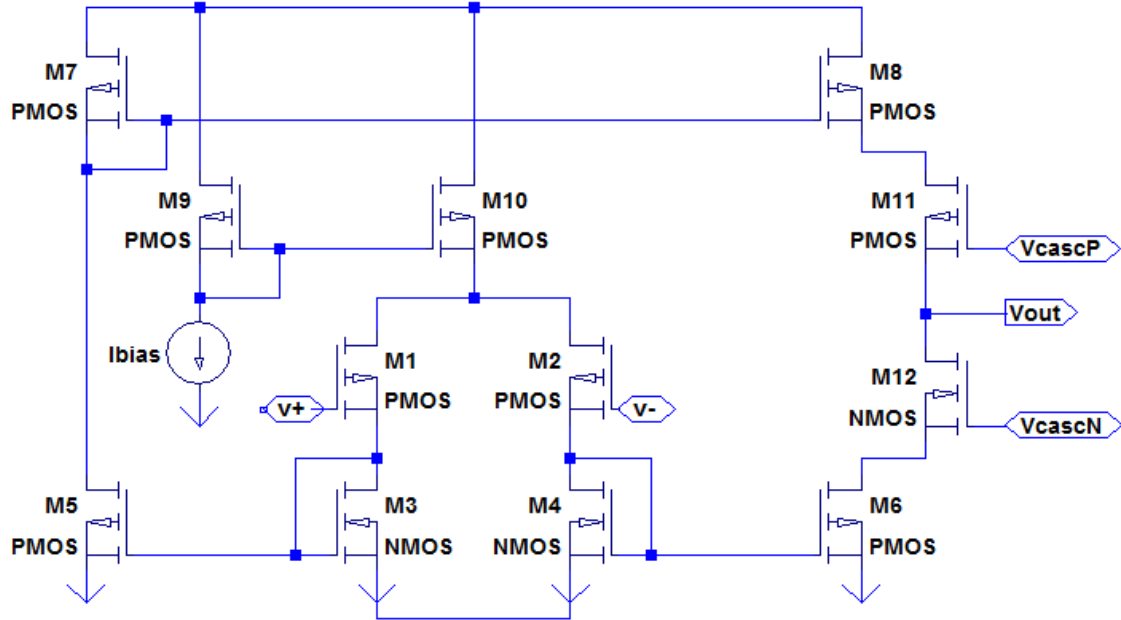


Figura 17 - Topologia OTA em detalhe para análise de ruído.

De acordo com (GREGORIAN, 1986) e (TSIVIDIS, 2012), o ruído térmico em um MOSFET pode ser modelado por uma fonte de corrente entre dreno e fonte com densidade espectral de potencial constante e igual a

$$i_{DS_{noise}}^2 \cong \frac{8}{3} kT g_m$$

em que k é a constante de Boltzmann, T é a temperatura absoluta em Kelvin e g_m é a transcondutância do MOSFET.

O valor quadrático médio da corrente de ruído na faixa de frequência Δf pode ser escrito como

$$\overline{i_{DS_{noise}}^2} \cong \frac{8}{3} kT g_m \Delta f$$

Adicionalmente está presente em transistores MOSFET o ruído *flicker*. Este ruído também pode ser modelado por uma fonte de corrente entre dreno e fonte com densidade espectral de potência constante e igual a

$$i_{DSf}^2 \cong \frac{K_{proc}}{C_{ox}WL} \frac{1}{f}$$

em que K_{proc} é uma constante que depende do processo de fabricação e da temperatura, C_{ox} é a capacitância por área da porta, W e L são a largura e comprimento do canal do transistor e f é a frequência.

O valor quadrático médio da corrente de ruído *flicker* na faixa de frequência Δf pode ser escrito como

$$\overline{i_{DSf}^2} \cong \frac{K_{proc}}{C_{ox}WL} \frac{\Delta f}{f}$$

A transcondutância g_m do transistor é definida da forma seguinte

$$g_m \triangleq \frac{\partial I_{DS}}{\partial V_{GS}}, V_{DS} \text{ constante}$$

onde I_{DS} é a corrente de dreno-source e V_{GS} , a tensão gate-source.

A transcondutância pode ser aproximada ainda por

$$g_m \cong \frac{\Delta I_{DS}}{\Delta V_{GS}}, V_{DS} \text{ constante}$$

Para o transistor MOS, g_m tem os seguintes valores:

$$g_m = \frac{2I_{DS}}{V_{GS} - V_T}, \text{ para forte inversão}$$

$$g_m = \frac{I_{DS}}{nkT/q}, \text{ para fraca inversão}$$

onde V_T é a tensão de *threshold*, n é o fator de inclinação para fraca inversão e q a carga do elétron.

Dado que a relação entre ΔI_{DS} e ΔV_{GS} é g_m , os ruídos em um MOSFET podem também ser modelados por fontes de tensão aplicada entre *gate* e *source* e com densidade espectral de potencial correspondente a

$$v_{GSnoise}^2 \cong \frac{8kT}{3g_m} \text{ para o ruído térmico}$$

$$v_{GSf}^2 \cong \frac{K_{proc}}{g_m^2 C_{ox}WL} \frac{\Delta f}{f} \text{ para o ruído flicker}$$

Analisando-se agora o ruído térmico. Considerando todos os transistores do amplificador OTA da figura, teremos as seguintes contribuições de ruído térmico:

$$i_{DS_{noiseM1}}^2 \cong \frac{8}{3}kTg_{m1} = \frac{8}{3}kTg_{m2} \cong i_{DS_{noiseM2}}^2 \text{ dos transistores } M_1 \text{ e } M_2 \text{ (} M_1 \text{ e } M_2 \text{ são iguais)}$$

$$i_{DS_{noiseM3}}^2 \cong \frac{8}{3}kTg_{m3} = \frac{8}{3}kTg_{m4} \cong i_{DS_{noiseM4}}^2 \text{ dos transistores } M_3 \text{ e } M_4 \text{ (} M_3 \text{ e } M_4 \text{ são iguais)}$$

$$i_{DS_{noiseM5}}^2 \cong \frac{8}{3}kTg_{m5} = \frac{8}{3}kTg_{m6} \cong i_{DS_{noiseM6}}^2 \text{ dos transistores } M_5 \text{ e } M_6 \text{ (} M_5 \text{ e } M_6 \text{ são iguais) e}$$

$$i_{DS_{noiseM7}}^2 \cong \frac{8}{3}kTg_{m7} = \frac{8}{3}kTg_{m8} \cong i_{DS_{noiseM8}}^2 \text{ dos transistores } M_7 \text{ e } M_8 \text{ ((} M_7 \text{ e } M_8 \text{ são iguais).}$$

em que g_{mi} corresponde ao g_m do transistor M_i .

Os ruídos dos transistores M_{10} e M_{11} , no caso de simetria do circuito, são cancelados. Os ruídos dos transistores *cascode* M_{12} e M_{13} , pode-se demonstrar, não vão para a saída.

Pode-se agora somar todos os ruídos e avaliá-los, por exemplo, na saída. Para isso, consideram-se os ruídos independentes. Ainda, tomando como modelo do amplificador o circuito da figura seguinte, onde g_m é a transcondutância equivalente do OTA (dada por $g_{m1} \frac{(W_5/L_5)}{(W_3/L_3)}$), c_0 e r_0 são, respectivamente, a capacitância e a impedância do nó de saída.

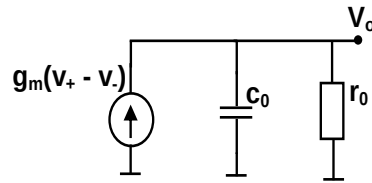


Figura 18 - Esquema referente ao nó de saída.

Dessa forma, os ruídos de

$$M_1 \text{ e } M_2 \text{ aparecem na saída como correntes } \frac{8}{3}kTg_{m1} \left[\frac{(W_5/L_5)}{(W_3/L_3)} \right]^2 e \frac{8}{3}kTg_{m2} \left[\frac{(W_5/L_5)}{(W_3/L_3)} \right]^2 ;$$

$$M_3 \text{ e } M_4 \text{ aparecem na saída como correntes } \frac{8}{3}kTg_{m3} \left[\frac{(W_5/L_5)}{(W_3/L_3)} \right]^2 e \frac{8}{3}kTg_{m4} \left[\frac{(W_5/L_5)}{(W_3/L_3)} \right]^2 ;$$

$$M_5 \text{ e } M_6 \text{ aparecem na saída como correntes } \frac{8}{3}kTg_{m5} e \frac{8}{3}kTg_{m6};$$

$$M_7 \text{ e } M_8 \text{ aparecem na saída como correntes } \frac{8}{3}kTg_{m7} e \frac{8}{3}kTg_{m8}.$$

A densidade espectral de potencial das correntes de ruído na saída é dada por:

$$I_n^2 = \frac{16}{3}kT \left(g_{m1} \left[\frac{(W_5/L_5)}{(W_3/L_3)} \right]^2 + g_{m3} \left[\frac{(W_5/L_5)}{(W_3/L_3)} \right]^2 + g_{m5} + g_{m7} \right)$$

A partir do valor de I_n , é possível encontrar qual o ruído total na saída de um amplificador neuronal. Já foi determinado que

$$\frac{V_o}{I_n}(s) = \frac{1}{C_o} \frac{\left(s + \frac{1}{rC_1}\right)}{\left(s + \frac{1}{rC_2}\right) \left(s + \frac{g_m}{C_o \left(\frac{C_1}{C_2}\right)}\right)}$$

em que, para as frequências de operação ω tais que

$$\frac{1}{rC_1} < \frac{1}{rC_2} \ll \omega \ll \frac{g_m}{C_o \left(\frac{C_1}{C_2}\right)}$$

A densidade espectral de potencial da tensão de ruído na saída será

$$V_{no}^2 = \left| \frac{1}{C_o} \frac{\left(j\omega + \frac{1}{rC_1}\right)}{\left(j\omega + \frac{1}{rC_2}\right) \left(j\omega + \frac{g_m}{C_o \left(\frac{C_1}{C_2}\right)}\right)} \right|^2 I_n^2 \cong \left| \frac{1}{C_o} \frac{1}{\left(j\omega + \frac{g_m}{C_o \left(\frac{C_1}{C_2}\right)}\right)} \right|^2 I_n^2$$

O ruído quadrático médio na saída é dado pela integral do espectro de 0 até infinito

$$\overline{V_{no}^2} \cong \frac{1}{2\pi} \int_0^\infty \left| \frac{1}{C_o} \frac{1}{\left(j\omega + \frac{g_m}{C_o \left(\frac{C_1}{C_2}\right)}\right)} \right|^2 I_n^2 d\omega = \frac{1}{4} BW \frac{\left(\frac{C_1}{C_2}\right)^2}{(g_m)^2} I_n^2$$

em que, lembrando, $BW = \frac{g_m}{C_o \left(\frac{C_1}{C_2}\right)}$ é dado em rad./seg.

O ruído quadrático médio referido na entrada pode ser obtido dividindo $\overline{V_{no}^2}$ pelo ganho do amplificador na faixa de operação $\left(\frac{C_1}{C_2}\right)$

$$\overline{V_{ni}^2} \cong \frac{1}{4} BW \frac{\frac{16}{3} kT \left(g_{m1} \left[\frac{\left(W_5/L_5\right)}{\left(W_3/L_3\right)} \right]^2 + g_{m3} \left[\frac{\left(W_5/L_5\right)}{\left(W_3/L_3\right)} \right]^2 + g_{m5} + g_{m7} \right)}{\left[g_{m1} \frac{\left(W_5/L_5\right)}{\left(W_3/L_3\right)} \right]^2}$$

$$\overline{V_{ni}^2} \cong \frac{1}{4} BW \frac{16}{3g_{m1}} kT \left(1 + \frac{g_{m3}}{g_{m1}} + \frac{g_{m5}}{g_{m1} \left[\frac{(W_5/L_5)}{(W_3/L_3)} \right]^2} + \frac{g_{m7}}{g_{m1} \left[\frac{(W_5/L_5)}{(W_3/L_3)} \right]^2} \right)$$

Contas semelhantes realizadas com o ruído térmico podem ser aplicadas ao ruído *flicker*. No projeto de amplificadores de baixo ruído para sinais neuronais alguns cuidados são tomados para reduzir ao máximo o ruído. São eles:

- transistores M_1 e M_2 operam em fraca inversão de forma a obter g_{m1} e g_{m2} grandes;
- transistores M_3 , M_4 , M_5 , M_6 , M_7 e M_8 operam em forte inversão para que g_{m3} , g_{m4} , g_{m5} , g_{m6} , g_{m7} e g_{m8} sejam pequenos;
- todos os transistores são grandes, W/L grande, para minimizar o ruído *flicker*.

Dessa forma, pode-se dizer que o ruído total na entrada reduz-se a

$$\overline{V_{ni}^2} \cong \frac{1}{4} BW \frac{16}{3g_{m1}} kT$$

ou

$$\overline{V_{ni}^2} \cong \frac{\pi}{2} BW \frac{16}{3g_{m1}} kT \quad (4)$$

caso esteja sendo considerado BW em Hz.

Refazendo-se as análises com mais cuidado e adicionando C_{in} , capacitâncias de entrada do OTA (capacitância de porta dos transistores M_1 e M_2), o ruído considerado na entrada será reescrito.

$$\overline{V_{in}^2} \cong \frac{1}{4} BW \frac{16}{3g_{m1}} kT \left(1 + \frac{g_{m3}}{g_{m1}} + \frac{g_{m5}}{g_{m1} \left[\frac{(W_5/L_5)}{(W_3/L_3)} \right]^2} + \frac{g_{m7}}{g_{m1} \left[\frac{(W_5/L_5)}{(W_3/L_3)} \right]^2} \right) \left(\frac{C_1 + C_2 + C_{in}}{C_1} \right)^2$$

Por fim, obtém-se

$$\overline{V_{in}^2} \cong \frac{\pi}{2} BW \frac{16}{3g_{m1}} kT \left(\frac{C_1 + C_2 + C_{in}}{C_1} \right)^2$$

3.5. Fator de mérito de ruído (Noise Efficiency Factor)

Um resultado quantitativo na análise do compromisso entre níveis controlados de ruído e baixo consumo de potência refere-se à expressão para o fator de mérito de ruído (do inglês, *Noise Efficiency Factor*, ou *NEF*). Um fator unitário representa uma eficiência de ruído ótima, sendo que os circuitos práticos apresentam *NEF* superiores à unidade.

Uma expressão para esse fator foi introduzida por (STEYAERT, 1987) e é dada por

$$NEF = V_{ni,RMS} \sqrt{\frac{2I_T}{\pi U_T 4kTBW}} \quad (5)$$

em que $V_{ni,RMS}$ corresponde à tensão eficaz de ruído referenciada na entrada, I_T é a corrente total do amplificador, U_T é a tensão térmica equivalente a kT/q e BW corresponde à sua largura de banda de operação em Hertz.

Integrando a expressão (4) simplificada na faixa de frequências pertencentes à largura de banda do amplificador, de forma a se obter a tensão eficaz de ruído referenciada na entrada, e substituindo-a em (5), é possível de se obter uma primeira expressão para o fator de mérito de ruído

$$NEF = \sqrt{\frac{\pi}{2} BW \frac{16kT}{3g_{m1}}} \sqrt{\frac{2I_T}{\pi U_T 4kTBW}} = \sqrt{\frac{4I_T}{3U_T g_{m1}}}$$

Considerando-se ainda que $I_T = 4I_{D1}$, finalmente uma expressão para *NEF* pode ser estabelecida em função de parâmetros do transistor de entrada M_1

$$NEF = \sqrt{\frac{16}{3U_T} \left(\frac{I_{D1}}{g_{m1}} \right)}$$

A expressão revela que o fator de eficiência de ruído, cuja minimização para um valor o mais possível próximo da unidade constitui o intuito do projeto do amplificador, é inversamente proporcional às transcondutâncias relativas g_m/I_D dos transistores de entrada M_1 e M_2 . Deve-se, portanto, maximizar as transcondutâncias relativas ao se trabalhar com esses transistores em fraca inversão, fazendo-se $(W/L)_{1,2}$ os maiores possíveis.

4. Metaheurística

Até aqui foram desenvolvidas equações que descrevem o comportamento na frequência da configuração do amplificador para aplicações neurológicas completo, incluindo as malhas de realimentação, além das análises de ruído. Um caminho natural a ser seguido a partir de então deveria ser a obtenção de parâmetros de projeto para o circuito, tornando-o adequado às restrições impostas e, na medida do possível, atingindo os melhores resultados referentes às medidas de mérito, especialmente o fator de eficiência de ruído ou *Noise Efficiency Factor*. Para isso, modelos matemáticos descrevendo a topologia OTA de amplificador empregada seriam levantados e analisados a fundo, mediante inúmeras simulações e várias tentativas, a fim de se obter parâmetros como larguras e comprimentos de canal dos transistores que otimizassem os resultados obtidos.

Visando contornar esse contexto desafiador de projetos de circuitos integrados analógicos, as técnicas de metaheurística podem ser empregadas de forma prática e satisfatória. De uma maneira geral, um processo de otimização envolvendo metaheurística considera que há um espaço n -dimensional de soluções para o problema, sendo n a quantidade de variáveis a serem determinadas. Esse espaço pode conter todas as possíveis soluções ou ser restrito por algumas condições de contorno estabelecidas, como limitação das faixas de valores para quaisquer das variáveis. Espera-se, no entanto, que todos os pontos do espaço considerado possam ser avaliados conforme alguma **função de avaliação** ou **mérito**. O objetivo do algoritmo consiste então em “caminhar” da forma mais eficiente possível pelo espaço de soluções, a fim de que a solução com a melhor função de mérito seja encontrada. A busca pode ser de maximização, quando se deseja encontrar o máximo global do espaço, ou de minimização, quando o intuito for o de encontrar um mínimo global, que é o caso do presente trabalho.

No presente trabalho, foi utilizada uma ferramenta computacional, cuja tela de abertura está apresentada no *Anexo A*, já explorada em trabalhos anteriores (TORRES, 2014) para a realização, de forma organizada e intuitiva, de simulações de otimização de projeto circuitos integrados analógicos a partir de metaheurísticas. A topologia OTA de amplificador operacional empregada foi inserida conforme as convenções adotadas pelo programa, ficando a cargo dos algoritmos de otimização a obtenção de parâmetros otimizados para os transistores e componentes passivos que fazem parte do circuito. Os parâmetros empregados neste trabalho podem ser verificados na *Tabela 2*, sendo L_i e W_i o comprimento e a largura, respectivamente, do canal de cada transistor M_i , de acordo com a topologia que será apresentada na sequência (*Figura 19*).

Tabela 2 – Variáveis para otimização e elementos do circuito correspondentes.

Variável	Elemento (s) do circuito
X_1	L_1 e L_2
X_2	L_3 e L_4
X_3	L_{ni} , L_{ni1} e L_{ni2}
X_4	L_6 , L_7 , L_8 e L_9
X_5	W_1 e W_2
X_6	W_3 , W_4 e W_5
X_7	W_{ni}/W_{ni1}
X_8	W_6 , W_7 , W_8 , W_9 , W_{10} e W_{11}
X_9	$\log_{10} I_{bb}$
X_{10}	M_8/M_6
X_{11}	L_{pi1} e L_{pi2}
X_{12}	W_{pi3}
X_{13}	C_L
X_{14}	L_5 e L_{ni3}
X_{15}	L_{10} , L_{11} e L_{pi3}
X_{16}	W_{ni3}

Os critérios estabelecidos para a avaliação das possíveis soluções podem ser vistos na *Tabela 3* e ainda estão sujeitos aos pesos atribuídos a cada critério durante a execução dos algoritmos.

Tabela 3 – Critérios para cálculo da função objetivo do algoritmo de otimização, os valores desejados e pesos adotados inicialmente para cada critério.

Critério	Significado	Desejado	Pesos
Ganho (dB)	Ganho de malha aberta do AmpOp	> 70	40
GFo (dB)	Ganho na frequência de corte do circuito completo.	37	50
CMRR (dB)	Taxa de rejeição ao modo comum do AmpOp	> 60	10
PSRR (dB)	Taxa de rejeição a perturbações da alimentação do AmpOp	> 60	10
MF (°)	Margem de fase do AmpOp	Entre 40 e 60	100
SR (V/ μ s)	<i>Slew rate</i> do AmpOp	> 0,005	10
Potência (μ W)	Potência total sem polarização	Menor possível	1
Área (μ m ²)	Área total estimada	Menor possível	1
Offset (mV)	Offset de tensão na entrada do AmpOp	< 0,5	0,2
Vnoise (μ V)	Tensão de ruído referenciada na entrada do circuito completo	< 5,0	4

4.2. Funções de avaliação ou *fitness*

Para a avaliação de um circuito consideraram-se diversos parâmetros de desempenho, associando uma nota a cada um deles e, por fim, faz-se média ponderada de todas as notas (função de *fitness* agregada). Assim o valor retornado (F_T) pela função de *fitness* é calculado por meio da expressão

$$F_T = \left(\sum_{i=1}^n F_i p_i \right)^2$$

em que as funções F_i são associadas a cada um dos “ n ” parâmetros de desempenho, com pesos de ponderação (p_i) fornecidos pelo projetista.

Um dos desafios na aplicação de metaheurísticas é a escolha dos parâmetros de desempenho, a elaboração das funções de avaliação e a escolha dos pesos de ponderação. Os parâmetros de desempenho escolhidos devem ser capazes de avaliar plenamente o funcionamento do circuito em diversas situações.

Para calcular o desempenho global de um amplificador de baixo ruído foram realizadas as seguintes medidas:

- *Offset* de entrada (AmpOp);
- Medida da potência (circuito completo);
- Ganho diferencial (AmpOp);
- Ganho de modo comum (AmpOp);
- Ganho entre as alimentações e saída (AmpOp);
- Fase em ganho unitário (AmpOp);
- *Slew rate* (AmpOp).
- Excursão da saída para subida e descida (AmpOp)
- Ganho do circuito completo;
- Ganho na frequência de corte (circuito completo);
- Ruído de saída (circuito completo);
- Estimativa de área.

4.2.1. Função de Avaliação para o offset AmpOp (F_1)

Para o *offset*, são feitas simulações DC em três tensões de entrada especificadas pelo usuário. A partir dos resultados determina-se o pior *offset* do AmpOp (o máximo valor encontrado) entre os três encontrados. A função de avaliação F_1 referente ao *offset* é apresentada a seguir:

$$F_1 = \begin{cases} 0 & \text{para } offset_{circuito} \leq offset \\ \frac{offset_{circuito} - offset}{offset_{circuito}} & \text{para } offset_{circuito} > offset \end{cases}$$

em que $offset_{circuito}$ é a pior tensão de *offset* encontrada nas simulações e $offset$ é a tensão de *offset* proposta pelo usuário.

4.2.2. Função de Avaliação para a Potência (F_2)

Para a Potência do circuito, é feita a medida da corrente DC consumida. A função de avaliação referente à potência, F_2 , é dada por:

$$F_2 = \frac{Pot_{circuito}}{Pot}$$

em que $Pot_{circuito}$ é a potência calculada para o amplificador e Pot é a potência para referência proposta pelo usuário.

4.2.3. Função de Avaliação para o Ganho (F_3)

Para o Ganho Diferencial, são realizadas simulações AC do AmpOp. A função de avaliação referente ao ganho, F_3 , é dada por:

$$F_3 = \begin{cases} 0 & \text{para } G_{circuito} \geq G \\ \frac{G - G_{circuito}}{G} & \text{para } G_{circuito} < G \end{cases}$$

em que $G_{circuito}$ é o ganho de malha aberta para baixas frequências simulado e G é o ganho de malha aberta proposto pelo usuário.

4.2.4. Função de Avaliação para o CMRR (F_4)

Para o CMRR, é feita a medida do ganho de modo comum do AmpOp. A função de avaliação referente ao CMRR, F_4 , é dada por:

$$F_4 = \begin{cases} 0 & \text{para } CMRR_{circuito} \geq CMRR \\ \frac{CMRR - CMRR_{circuito}}{CMRR} & \text{para } CMRR_{circuito} < CMRR \end{cases}$$

em que $CMRR_{circuito}$ é a taxa de rejeição de modo comum medida e $CMRR$ é a taxa de rejeição de modo comum proposta pelo usuário.

O $CMRR_{circuito}$ é calculado da seguinte forma:

$$CMRR_{circuito} = G_{circuito} - A_{ccircuito}$$

em que $G_{circuito}$ é o ganho diferencial de malha aberta do AmpOp e $A_{ccircuito}$ é o ganho de modo comum simulado, ambos em dB.

4.2.5. Função de Avaliação para o PSRR (F_5)

Para o PSRR, são realizadas simulações AC do AmpOp. A função de avaliação referente ao ganho, F_5 , é dada por:

$$F_5 = \begin{cases} 0 & \text{para } PSRR \leq PSRR_{circuito} \\ \frac{PSRR - PSRR_{circuito}}{PSRR} & \text{para } PSRR > PSRR_{circuito} \end{cases}$$

em que $PSRR_{circuito}$ é o mínimo entre os valores de $PSRR^+$ e $PSRR^-$ e $PSRR$ é a taxa de rejeição de alimentação proposta pelo usuário.

$PSRR^+$ e $PSRR^-$ são calculados da seguinte forma:

$$PSRR^+ = G_{circuito} - A_{pcircuito}^+$$

$$PSRR^- = G_{circuito} - A_{pcircuito}^-$$

em que $A_{pcircuito}^+$ é o ganho no AmpOp para entrada na fonte de alimentação positiva e $A_{pcircuito}^-$ é o ganho no AmpOp para entrada na fonte de alimentação negativa.

4.2.6. Função de Avaliação para a margem de fase (F_6)

Para a Margem de Fase, são realizadas simulações AC do AmpOp. A função de avaliação referente à margem de fase, F_6 , é dada por:

$$F_6 = \begin{cases} 0 & \text{para } MF_{inferior} \leq MF_{circuito} \leq MF_{superior} \\ \frac{MF_{circuito} - MF_{superior}}{MF_{circuito}} & \text{para } MF_{circuito} > MF_{superior} \\ \frac{MF_{inferior} - MF_{circuito}}{MF_{inferior}} & \text{para } MF_{circuito} < MF_{inferior} \end{cases}$$

em que $MF_{circuito}$ é a margem de fase medida e $MF_{inferior}$ e $MF_{superior}$ são as margens de fase inferior e superior, respectivamente, desejadas pelo usuário.

A $MF_{circuito}$ é calculada da seguinte forma:

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

em que θ_{0dB} é a fase de ganho unitário simulado.

4.2.7. Função de Avaliação para o Slew Rate (F_7)

Para o Slew Rate, utilizam-se os dados obtidos em simulação transitório do AmpOp. A função de avaliação F_7 do slew rate é dada por:

$$F_7 = \begin{cases} 0 & \text{para } SlewRate \leq SlewRate_{circuito} \\ \frac{SlewRate - SlewRate_{circuito}}{SlewRate} & \text{para } SlewRate > SlewRate_{circuito} \end{cases}$$

em que $SlewRate_{circuito}$ é a taxa de variação de tensão mínima entre os slew rate de subida e descida simulado e $SlewRate$ é a taxa de variação de tensão proposta pelo usuário.

4.2.8. Função de Avaliação para a Excursão de Saída (F_8)

Para a Excursão, utilizam-se os dados obtidos em simulação transitório do AmpOp. A função de avaliação F_8 da excursão é dada por:

$$F_8 = \begin{cases} 0 & \text{para } (Max_{saida} > 0.9(V_{DD} - V_{SS}) + V_{SS}) \text{ AND } (Min_{saida} < 0.1(V_{DD} - V_{SS}) + V_{SS}) \\ E_{ex} & \text{para } (Max_{saida} < 0.9(V_{DD} - V_{SS}) + V_{SS}) \text{ OR } (Min_{saida} > 0.1(V_{DD} - V_{SS}) + V_{SS}) \end{cases}$$

em que E_{ex} é o máximo entre os valores de E_{ex}^+ e E_{ex}^- , V_{DD} e V_{SS} são as tensões da fonte de alimentação positiva e negativa respectivamente.

E_{ex}^+ e E_{ex}^- são calculados da seguinte forma:

$$E_{ex}^+ = 0.9(V_{DD} - V_{SS}) + V_{SS} - Max_{saida}$$

$$E_{ex}^- = Min_{saida} - 0.1(V_{DD} - V_{SS}) + V_{SS}$$

em que Max_{saida} e Min_{saida} são a tensão máxima e mínima na saída do AmpOp, respectivamente.

4.2.9. Função de Avaliação para a Frequência de corte (F_9)

Para a Frequência de corte, determina-se o ganho em f_o , a frequência de corte proposta pelo usuário, através de simulação AC do amplificador completo (com malha fechada). A função de avaliação referente à frequência, F_9 , é dada por:

$$F_9 = \begin{cases} 0 & \text{para } G_{fb} - 3 \text{ dB} \leq G_{fo} \leq G_{fb} - 2,8 \text{ dB} \\ (G_{fb} - 3 \text{ dB} - G_{fo}) & \text{para } G_{fo} < G_{fb} - 3 \text{ dB} \\ (G_{fo} - G_{fb} + 2,8 \text{ dB}) & \text{para } G_{fo} > G_{fb} - 2,8 \text{ dB} \end{cases}$$

em que G_{fb} é o ganho máximo do amplificador com malha fechada em dB e G_{fo} é o ganho do amplificador em malha fechada na frequência f_o .

4.2.10. Função de Avaliação para o ruído (F_{10})

Para o ruído, utilizam-se dos dados obtidos em simulações de ruído do amplificador em malha fechada. A função de avaliação referente ao ruído, F_{10} , é dada por:

$$F_{10} = \begin{cases} 0 & \text{para } r_{\text{circuito}} \leq r \\ \frac{r_{\text{circuito}} - r}{r_{\text{circuito}}} & \text{para } r_{\text{circuito}} > r \end{cases}$$

em que r é o valor rms da tensão do ruído proposta pelo usuário e r_{circuito} é o ruído total referenciado na entrada e calculado da seguinte forma:

$$r_{\text{circuito}} = \frac{r_{\text{saída}}}{G_{fb}}$$

em que $r_{\text{saída}}$ é tensão rms do ruído mensurado na saída do circuito.

4.2.11. Função de Avaliação para a Área (F_{11})

Para a Área do circuito, utilizam-se uma estimativa feita com base nos Ws e Ls dos transistores. A função de avaliação referente ao ganho, F_{11} , é dada por:

$$F_{11} = \frac{Area_{\text{circuito}}}{Area}$$

em que $Area_{\text{circuito}}$ é o valor da área do circuito a ser testado e $Area$ é a área para referência proposta pelo usuário.

Observa-se que, tanto para a função de avaliação da área como para a função de avaliação da potência, os valores nunca zeram. Dessa forma, caso as outras funções de avaliação atinjam zero e as especificações do usuário sejam alcançadas, a plataforma continuará otimizando a potência e a área do circuito.

As medidas elétricas para aplicação nas funções de avaliação são obtidas a partir da simulação eletrônica do circuito, com os respectivos parâmetros dos transistores definidos pela etapa de otimização, no (HSPICE, 2015).

4.3.Simulações

Os algoritmos metaheurísticos de otimização utilizados foram o Enxame de Partículas (do inglês, *Particle Swarm Optimization* ou *PSO*) e o Recozimento Simulado (do inglês, *Simulated Annealing*), cujos princípios básicos serão elucidados na sequência.

4.3.1. *Particle Swarm Optimization* ou *PSO*

Desenvolvido inicialmente por (Kennedy & Eberheart, 1995), a técnica do Enxame de Partículas (do inglês, *Particle Swarm Optimization* ou *PSO*), segue a linha de Computação Bioinspirada e faz alusão ao movimento de pássaros ou seres vivos de bando na busca por alimento. Observa-se nesse tipo de situação que as ações de cada indivíduo do bando são influenciadas por suas experiências pregressas conjuntamente com as tendências assumidas pelo grupo como um todo.

Em metaheurística, cada elemento do conjunto constitui uma partícula com posição e velocidade próprias que são reiteradamente atualizadas em conformidade com o valor da função objetivo aplicada. O estado atual determina os estados futuro de cada indivíduo e, a cada iteração, todos os vetores posição e velocidade são atualizados, de forma que o sistema convirja como um todo para a melhor solução possível, dado um critério satisfatório de parada.

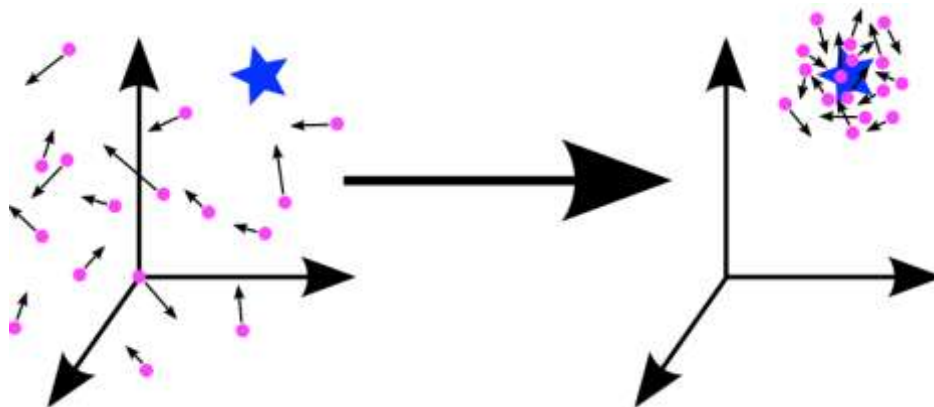


Figura 20 - Representação do algoritmo PSO.

4.3.2. Resultados PSO

Os resultados a seguir evidenciam a convergência do algoritmo PSO para uma solução de *score* 140. Os valores determinados para os critérios que compõem o *score*, assim como os respectivos pesos, também podem ser verificados nas tabelas que seguem. Por fim, os valores dos parâmetros ótimos de projeto, intuito inicial da simulação, também são apresentados.

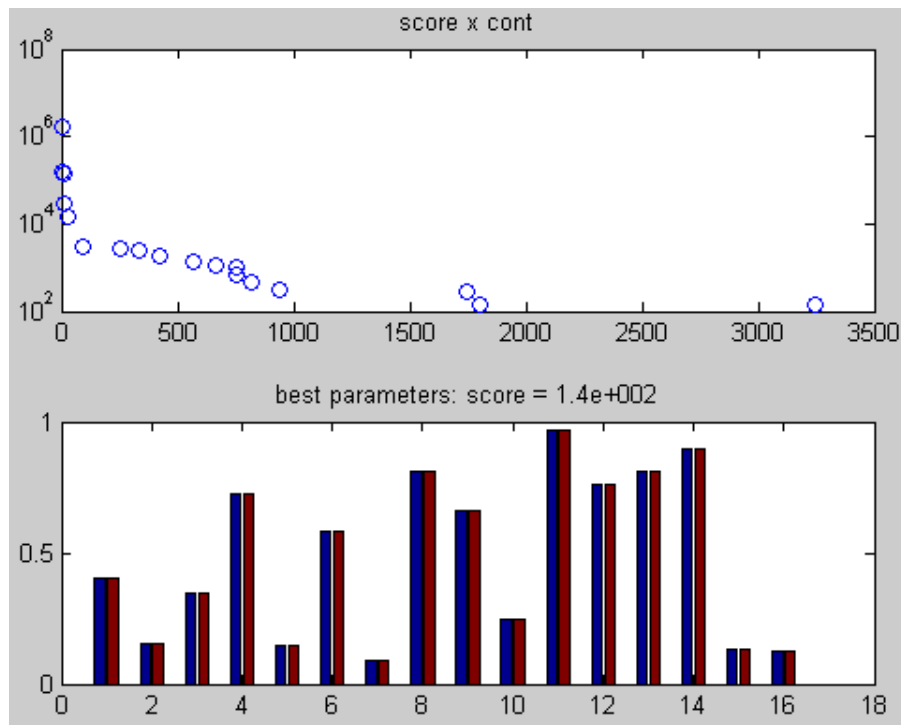


Figura 21 - Convergência da simulação de otimização com o algoritmo PSO.

A cada valor melhorado de *score*, um círculo é evidenciado no primeiro gráfico, cujos eixos correspondem ao *score* (vertical) e número de simulações (horizontal). No segundo gráfico, o eixo horizontal corresponde ao índice de cada variável, e o vertical ao seu valor normalizado. As barras azuis correspondem aos melhores parâmetros de todas as execuções de otimização, enquanto que as barras vermelhas correspondem aos melhores parâmetros da otimização atual.

Tabela 4 – Valores obtidos para os critérios e para as respectivas funções de avaliação após a otimização.

<i>Score</i>	Ganho (dB)	GFo (dB)	CMRR (dB)	PSRR (dB)	MF (°)
140	80	38	49	85	51
Função de avaliação	0	0,034	0,18	0	0

	SR (V/μs)	Pot (μW)	Área (μm²)	Offset (mV)	V_{noise} (μV)
	0,43	34,3	35500	0,63	5,56
Função de avaliação	0	0,69	0,71	0,26	0,59

Tabela 5 – Parâmetros analisados na otimização, seus valores mínimo e máximo (range) e resultado final obtido.

Variável	Parâmetro	Mínimo	Máximo	Resultado final
X ₁	L ₁ e L ₂ (μm)	0,5	20,0	8,43
X ₂	L ₃ e L ₄ (μm)	0,5	20,0	3,45
X ₃	L _{ni} , L _{ni1} e L _{ni2} (μm)	0,8	10,0	3,97
X ₄	L ₆ , L ₇ , L ₈ e L ₉ (μm)	0,5	20,0	14,68
X ₅	W ₁ e W ₂ (μm)	1,0	800,0	116,47
X ₆	W ₃ , W ₄ e W ₅ (μm)	1,0	400,0	232,41
X ₇	W_{ni}/W_{ni1}	1,0	20,0	2,74
X ₈	W ₆ , W ₇ , W ₈ , W ₉ , W ₁₀ e W ₁₁ (μm)	1,0	200,0	162,404
X ₉	$\log_{10} I_{bb}$	-2,0	1,0	-0,02
X ₁₀	M_8/M_6	1,0	10,0	3,22
X ₁₁	L _{pi1} e L _{pi2} (μm)	1,0	20,0	19,38
X ₁₂	W _{pi3} (μm)	0,5	30,0	22,98
X ₁₃	C _L (pF)	0,0	15,0	12,12
X ₁₄	L ₅ e L _{ni3} (μm)	0,5	20,0	18,02
X ₁₅	L ₁₀ , L ₁₁ e L _{pi3} (μm)	0,5	20,0	3,04
X ₁₆	W _{ni3} (μm)	1,0	20,0	3,44

A partir dos valores de potência e tensão de ruído encontrados na simulação, o fator de eficiência de ruído ou NEF pode ser determinado, considerando-se uma alimentação de 3,3V, a partir da expressão (5). Assim,

$$NEF = V_{ni,RMS} \sqrt{\frac{2Pot}{3,12 * 10^{-17}}} = 5,56 * 10^{-6} * \sqrt{\frac{2 * 34,3 * 10^{-6}}{3,12 * 10^{-17}}} = 8,23$$

4.3.3. *Simulated Annealing* Modificado ou SAM

A técnica de Recozimento Induzido ou *Simulated Annealing* (SA) é inspirada no processo de aquecimento e posterior resfriamento controlado de metais, a fim de se atingir um estado de menor energia dos átomos presentes. No contexto desse trabalho, a temperatura mínima a ser obtida corresponde ao menor valor de *score* alcançado. O cálculo dessa função de avaliação das soluções envolve a determinação de pesos para cada critério a ser considerado, de acordo com a tabela 3.

As etapas básicas de execução desse algoritmo podem ser sintetizadas da seguinte forma:

- São determinadas condições iniciais das variáveis e da temperatura, forçadas ou aleatórias.
- Uma nova solução qualquer da vizinhança é avaliada e caso a função objetivo, no caso o *score*, for menor para esse ponto, ele passa a ser a solução corrente. Se não for encontrada uma melhor solução, um critério de parada determina se a solução final foi obtida.
- A cada nova solução corrente a temperatura global é atualizada e o passo anterior é executado novamente.

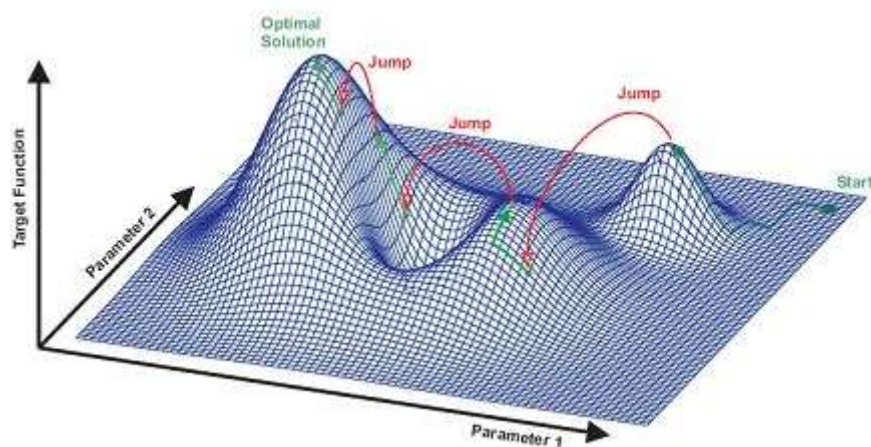


Figura 22 - Representação do algoritmo SA.

Os detalhes da técnica empregada nas simulações apresentadas na sequência, correspondentes à implementação de um algoritmo de *Simulated Annealing* modificado ou SAM, vão de encontro aos verificados em (WEBER, 2015).

4.3.4. Resultados SAM

Os resultados a seguir evidenciam a convergência do algoritmo SAM para uma solução de *score* 16,1. Os valores determinados para os critérios que compõem o *score*, assim como os respectivos pesos, também podem ser verificados nas tabelas que seguem. Por fim, os valores dos parâmetros ótimos de projeto, intuito inicial da simulação, também são apresentados.

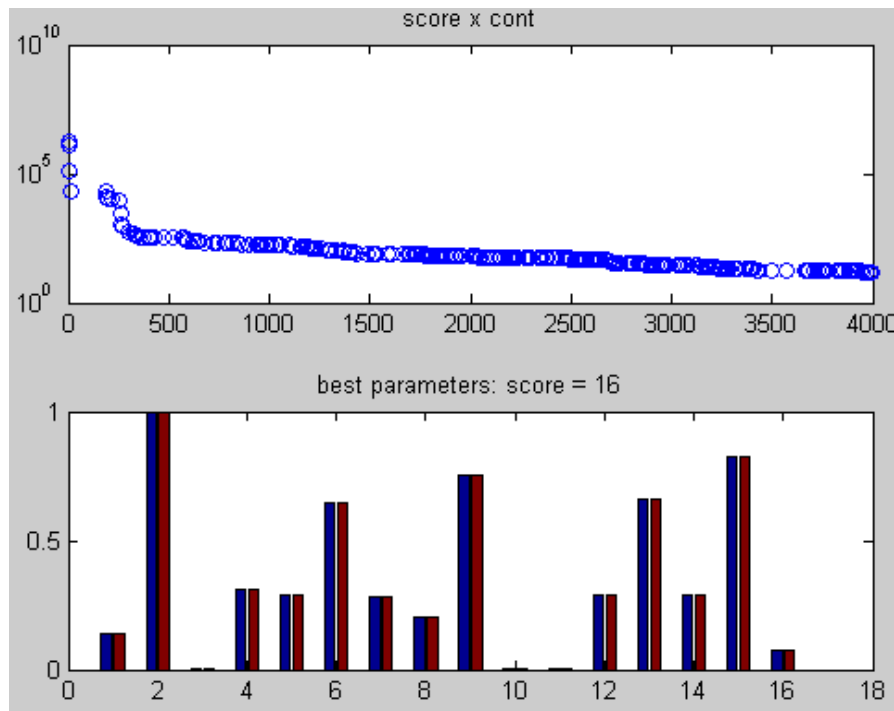


Figura 23 - Convergência da simulação de otimização com o algoritmo SAM.

A cada valor melhorado de *score*, um círculo é evidenciado no primeiro gráfico, cujos eixos correspondem ao *score* (vertical) e número de simulações (horizontal). No segundo gráfico, o eixo horizontal corresponde ao índice de cada variável, e o vertical ao seu valor normalizado. As barras azuis correspondem aos melhores parâmetros de todas as execuções de otimização, enquanto que as barras vermelhas correspondem aos melhores parâmetros da otimização atual.

Tabela 6 – Valores obtidos para os critérios e para as respectivas funções de avaliação após a otimização.

<i>Score</i>	Ganho (dB)	GFo (dB)	CMRR (dB)	PSRR (dB)	MF (°)
16,1	82	38	72	86	45
Função de avaliação	0	0	0	0	0

	SR (V/μs)	Pot (μW)	Área (μm²)	Offset (mV)	V_{noise} (μV)
	0,53	65,3	18500	0,46	4,32
Função de avaliação	0	1,3	0,37	0	0,23

Tabela 7 – Parâmetros analisados na otimização, seus valores mínimo e máximo (range) e resultado final obtido.

Variável	Parâmetro (s)	Mínimo	Máximo	Resultado final
X ₁	L ₁ e L ₂ (μm)	0,5	20,0	3,28
X ₂	L ₃ e L ₄ (μm)	0,5	20,0	20,00
X ₃	L _{ni} , L _{ni1} e L _{ni2} (μm)	0,8	10,0	0,81
X ₄	L ₆ , L ₇ , L ₈ e L ₉ (μm)	0,5	20,0	6,58
X ₅	W ₁ e W ₂ (μm)	1,0	800,0	229,44
X ₆	W ₃ , W ₄ e W ₅ (μm)	1,0	400,0	257,50
X ₇	W_{ni}/W_{ni1}	1,0	20,0	6,40
X ₈	W ₆ , W ₇ , W ₈ , W ₉ , W ₁₀ e W ₁₁ (μm)	1,0	200,0	40,80
X ₉	$\log_{10} I_{bb}$	-2,0	1,0	0,26
X ₁₀	M ₈ /M ₆	1,0	10,0	1,00
X ₁₁	L _{pi1} e L _{pi2} (μm)	1,0	20,0	1,04
X ₁₂	W _{pi3} (μm)	0,5	30,0	8,95
X ₁₃	C _L (pF)	0,0	15,0	9,93
X ₁₄	L ₅ e L _{ni3} (μm)	0,5	20,0	6,16
X ₁₅	L ₁₀ , L ₁₁ e L _{pi3} (μm)	0,5	20,0	16,62
X ₁₆	W _{ni3} (μm)	1,0	20,0	2,41

A partir dos valores de potência e tensão de ruído encontrados na simulação, o fator de eficiência de ruído ou NEF pode ser determinado, considerando-se uma alimentação de 3,3V, a partir da expressão (5). Assim,

$$NEF = V_{ni,RMS} \sqrt{\frac{2Pot}{3,12 * 10^{-17}}} = 4,32 * 10^{-6} * \sqrt{\frac{2 * 65,3 * 10^{-6}}{3,12 * 10^{-17}}} = 8,84$$

4.3.5. Resultados SAM a partir de Condições Iniciais Favoráveis

Os resultados seguintes referentes a um *score* ainda mais reduzido (0,7) foram obtidos a partir do estabelecimento de uma condição inicial mais favorável, que foi a própria solução anterior.

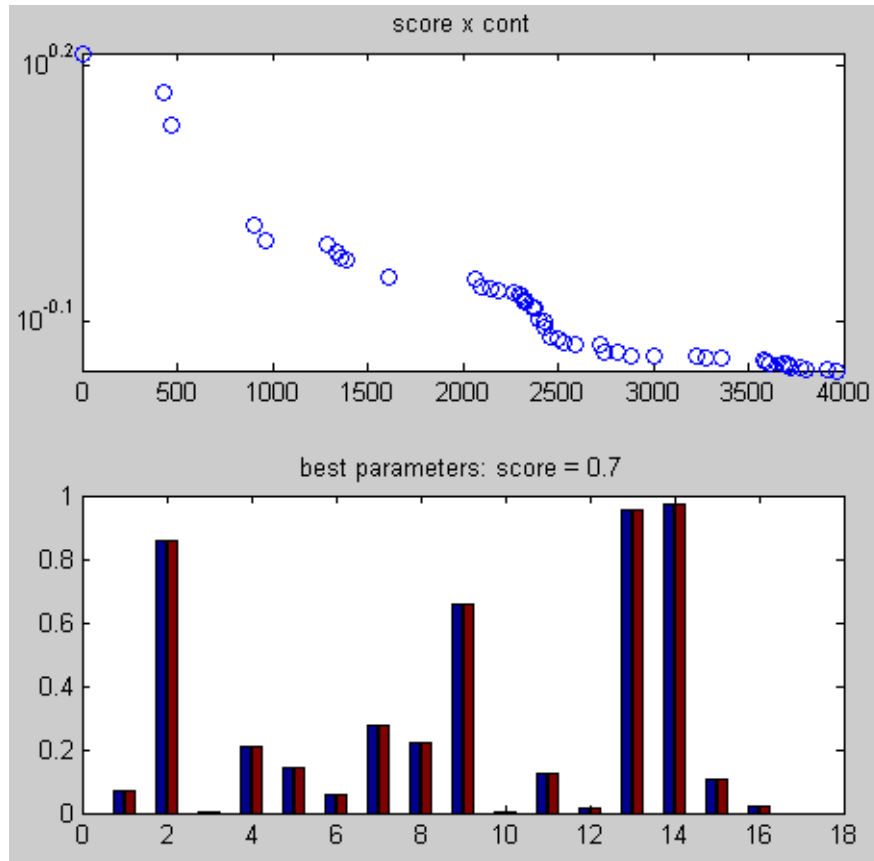


Figura 24 - Convergência da simulação de otimização com o algoritmo SAM com condições iniciais favoráveis.

A cada valor melhorado de *score*, um círculo é evidenciado no primeiro gráfico, cujos eixos correspondem ao *score* (vertical) e número de simulações (horizontal). No segundo gráfico, o eixo horizontal corresponde ao índice de cada variável, e o vertical ao seu valor normalizado. As barras azuis correspondem aos melhores parâmetros de todas as execuções de otimização, enquanto que as barras vermelhas correspondem aos melhores parâmetros da otimização atual.

Tabela 8 – Valores obtidos para os critérios e para as respectivas funções de avaliação após a otimização.

Score	Ganho (dB)	GFo (dB)	CMRR (dB)	PSRR (dB)	MF (°)
0,69	87	38	86	110	45
Função de avaliação	0	0	0	0	0

	SR (V/μs)	Pot (μW)	Área (μm ²)	Offset (mV)	V _{noise} (μV)
	0,44	59	6100	0,44	3,5
Função de avaliação	0	1,2	0,12	0	0

Tabela 9 – Parâmetros analisados na otimização, seus valores mínimo e máximo (range) e resultado final obtido.

Variável	Parâmetro (s)	Mínimo	Máximo	Resultado Final
X ₁	L ₁ e L ₂ (μm)	0,5	20,0	3,38
X ₂	L ₃ e L ₄ (μm)	0,5	20,0	18,51
X ₃	L _{ni} , L _{ni1} e L _{ni2} (μm)	0,8	10,0	0,80
X ₄	L ₆ , L ₇ , L ₈ e L ₉ (μm)	0,5	20,0	6,55
X ₅	W ₁ e W ₂ (μm)	1,0	800,0	182,06
X ₆	W ₃ , W ₄ e W ₅ (μm)	1,0	400,0	15,45
X ₇	W_{ni}/W_{ni1}	1,0	20,0	5,51
X ₈	W ₆ , W ₇ , W ₈ , W ₉ , W ₁₀ e W ₁₁ (μm)	1,0	200,0	46,20
X ₉	$\log_{10} I_{bb}$	-2,0	1,0	0,19
X ₁₀	M ₈ /M ₆	1,0	10,0	1,00
X ₁₁	L _{pi1} e L _{pi2} (μm)	1,0	20,0	2,78
X ₁₂	W _{pi3} (μm)	0,5	30,0	7,94
X ₁₃	C _L (pF)	0,0	15,0	12,79
X ₁₄	L ₅ e L _{ni3} (μm)	0,5	20,0	15,92
X ₁₅	L ₁₀ , L ₁₁ e L _{pi3} (μm)	0,5	20,0	15,95
X ₁₆	W _{ni3} (μm)	1,0	20,0	1,00

A partir dos valores de potência e tensão de ruído encontrados na simulação, o fator de mérito de ruído ou NEF pode ser determinado, considerando-se uma alimentação de 3,3V, a partir da expressão (5). Assim,

$$NEF = V_{ni,RMS} \sqrt{\frac{2Pot}{3,12 * 10^{-17}}} = 3,5 * 10^{-6} * \sqrt{\frac{2 * 59 * 10^{-6}}{3,12 * 10^{-17}}} = 6,81$$

4.3.6. Resultados PSO após consecutivas simulações

Após a realização de consecutivas simulações de otimização, utilizando-se o melhor resultado de uma como condição inicial para a próxima, partindo-se dos melhores resultados obtidos anteriormente e assumindo uma restrição de tensão eficaz de ruído de 5 μV , o algoritmo PSO convergiu para uma solução de *score* 0,0738, aproximadamente 10 vezes inferior ao melhor *score* até então obtido.

Tabela 10 – Valores obtidos para os critérios e para as respectivas funções de avaliação após a otimização.

<i>Score</i>	Ganho (dB)	GFo (dB)	CMRR (dB)	PSRR (dB)	MF (°)
0,0738	110	38	90	88	45
Função de avaliação	0	0	0	0	0

	SR (V/ μs)	Pot (μW)	Área (μm^2)	Offset (mV)	V _{noise} (μV)
	0,28	12	1210	0,0005	5
Função de avaliação	0	0,25	0,024	0	0

Tabela 11 – Parâmetros analisados na otimização, seus valores mínimo e máximo (*range*) e resultado final obtido.

Variável	Parâmetro (s)	Mínimo	Máximo	Resultado Final
X ₁	L ₁ e L ₂ (μm)	0,5	20,0	4,12
X ₂	L ₃ e L ₄ (μm)	0,5	20,0	10,71
X ₃	L _{ni} , L _{ni1} e L _{ni2} (μm)	0,8	10,0	0,91
X ₄	L ₆ , L ₇ , L ₈ e L ₉ (μm)	0,5	20,0	15,80
X ₅	W ₁ e W ₂ (μm)	1,0	800,0	43,21
X ₆	W ₃ , W ₄ e W ₅ (μm)	1,0	400,0	6,83
X ₇	W_{ni}/W_{ni1}	1,0	20,0	3,30
X ₈	W ₆ , W ₇ , W ₈ , W ₉ , W ₁₀ e W ₁₁ (μm)	1,0	200,0	2,52
X ₉	$\log_{10} I_{bb}$	-2,0	1,0	-0,21
X ₁₀	M ₈ /M ₆	1,0	10,0	1,00
X ₁₁	L _{pi1} e L _{pi2} (μm)	1,0	20,0	1,00
X ₁₂	W _{pi3} (μm)	0,5	30,0	0,50
X ₁₃	C _L (pF)	0,0	15,0	4,38
X ₁₄	L ₅ e L _{ni3} (μm)	0,5	20,0	19,94
X ₁₅	L ₁₀ , L ₁₁ e L _{pi3} (μm)	0,5	20,0	15,45
X ₁₆	W _{ni3} (μm)	1,0	20,0	1,00

A partir dos valores de potência e tensão de ruído encontrados na simulação, o fator de mérito de ruído ou NEF pode ser determinado, considerando-se uma alimentação de 3,3V, a partir da expressão (5). Assim,

$$NEF = V_{ni,RMS} \sqrt{\frac{2Pot}{3,12 * 10^{-17}}} = 5 * 10^{-6} * \sqrt{\frac{2 * 12 * 10^{-6}}{3,12 * 10^{-17}}} = 4,39$$

No diagrama de bode da *Figura 21*, verifica-se que o circuito com os parâmetros resultantes da otimização, continua atendendo aos requisitos de largura de banda, frequências de corte e ganho de malha fechada na banda de passagem.

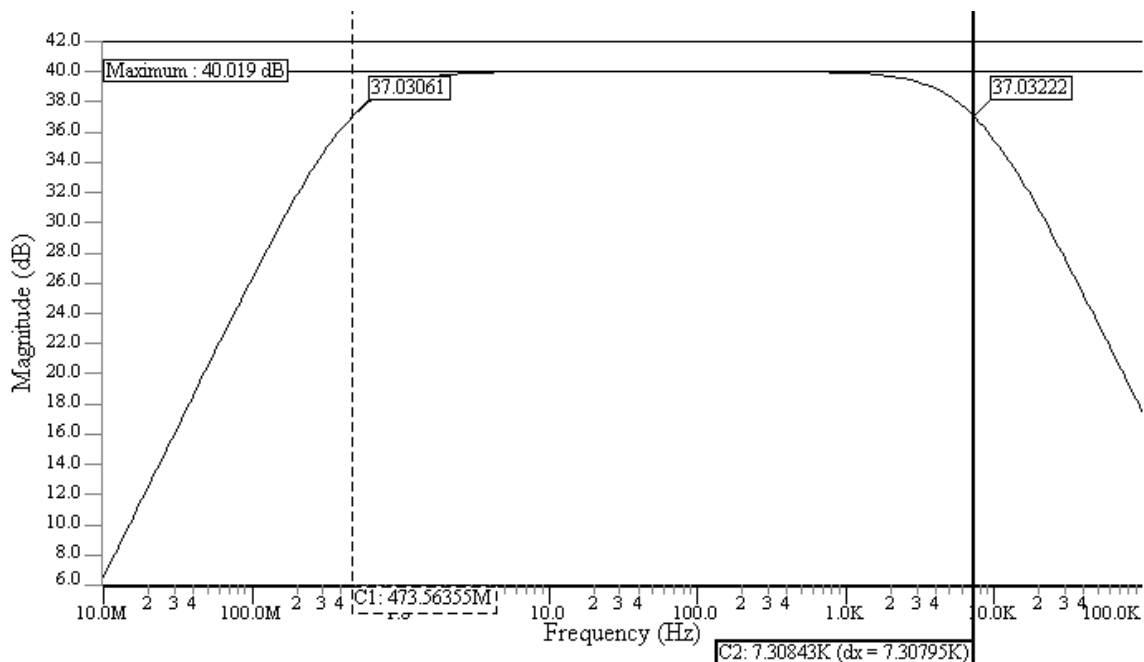


Figura 25 - Diagrama de bode do amplificador completo com os parâmetros resultantes da otimização.

5. Conclusão

Foi desenvolvido neste trabalho um amplificador de baixo ruído e baixo consumo de potência para aplicações neurológicas na tecnologia CMOS 0,35 μ m da AMS. Para tal, foi feita a análise detalhada de uma topologia de circuito e estabeleceram-se funções de mérito para avaliação de resultados. O projeto foi realizado com a aplicação de algoritmos metaheurísticos de otimização (*Particle Swarm Optimization* e *Simulated Annealing*).

Com relação ao amplificador de baixo ruído projetado, seus requisitos, como faixa de frequência de operação entre dezenas de mHz até 7,0 kHz, baixo consumo potência, próximo de 12 μ W, e baixo nível de ruído, inferior a 5 μ V_{RMS}, foram atendidos. O melhor resultado de fator de mérito de ruído, ou *NEF*, obtido no trabalho, de 4,39, não se iguala ao melhor resultado da literatura para a topologia analisada e que é de 4,0 (HARRISSON, 2013), mas verificou-se que os algoritmos de otimização podem atingir resultados bastante satisfatórios. Dadas as vantagens inerentes ao uso desses algoritmos, que permitem que projetistas com menor experiência possam chegar a projetos completos, é importante prosseguir nas investigações sobre a otimização de amplificadores.

A partir do presente trabalho foi possível verificar a pertinência dos conhecimentos adquiridos ao longo da graduação em Engenharia Elétrica na concepção e projeto de sistemas tangentes a diversas áreas do conhecimento, nesse caso, as áreas de neurociência e neuropróteses. Muitos são os desafios desse tipo de aplicação o que desperta o interesse dos envolvidos para o desenvolvimento de aplicações inovadoras que tragam benefícios para as pessoas. Alguns bons resultados foram alcançados, mas os níveis de miniaturização com baixo consumo de potência em aplicações neurológicas ainda podem ser aprimorados.

O trabalho também ofereceu a oportunidade de consolidar e aprimorar conhecimentos adquiridos ao longo do curso, referentes à obtenção de funções de transferência de circuitos eletrônicos, trabalhando-se no domínio da frequência, e à análise do seu comportamento assintótico através dos diagramas de bode. Assuntos menos usuais como a análise de ruído, especialmente sua distribuição espectral, técnicas de metaheurística e uso de ferramentas computacionais de projeto foram também importantes. Por fim, o contato intensivo com literatura sobre temas da fronteira do conhecimento, a partir da leitura e exploração de artigos publicados nos principais veículos de divulgação científica da área, lança luz sobre a necessidade do contínuo aprimoramento da formação profissional.

Espera-se para trabalhos futuros que os valores dos parâmetros para o amplificador continuem sendo aprimorados a partir de novas otimizações, utilizando-se eventualmente outros algoritmos. De posse desses valores, pode-se partir então para o desenho de *layout* e fabricação do circuito integrado propriamente dito, de forma a possibilitar a realização de testes em ambientes biológicos, a fim de se verificar o funcionamento do circuito.

6. Referências bibliográficas

- AUSTRIAMICROSYSTEMS. (2013). *0.35 μ m CMOS C35 Design Rules* (ENG 183, rev. 3 ed.). AustriaMicroSystems.
- CHANG, Z. Y. and W. M. C. Sansen. *Low-Noise Wide-Band Amplifiers in Bipolar and CMOS Technologies*. Springer Science & Business Media, Nov 30, 1990.
- DERIVE. (2015). Acessado em 20 de Outubro de 2015, em MATH: <http://math.hawaii.edu/wordpress/derive>.
- EZWAVE. (2015). Acessado em 02 de Novembro de 2015, em MENTOR: https://www.mentor.com/products/ic_nanometer_design/analog-mixed-signal-verification/ezwave.
- GREGORIAN, R. and Temes G.C. *Analog MOS Circuits for Signal Processing*. John Wiley & Sons, New York, 1986.
- HARRISON, R. and Charles Cameron. *A Low-Power Low-Noise CMOS Amplifier for Neural Recording Applications*. IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 38, N° 6, June 2013.
- HOLLEMAN, J., Fan Z. and Brian Otis. *Ultra Low-Power Integrated Circuit Design for Wireless Neural Interfaces*. Springer, New York, 2011.
- HSPICE. (2015). Acessado em 07 de Outubro de 2015, disponível em SYNOPSIS: <http://www.hspice.com>
- HUNG, K., P Kuo, C. Hu and Y. Chieng. *A Physics-Based MOSFET Noise Model for Circuit Simulators*. IEEE Transactions on Electronic Devices, Vol. 37, N° 5, May 1990.
- KENNEDY, J. & Eberheart, R. (1995). *Particle Swarm Optimization*. IEEE International Conference (pp. 1942 - 1948). Perth: IEEE.
- MATLAB. (2015). Acessado em 12 de Novembro de 2015. Disponível em MATHWORKS: <http://www.mathworks.com>.
- SASSI, M. Projeto de Fontes de Tensão de referência através de Metaheurísticas. Universidade de São Paulo, Escola de Engenharia de São Carlos, Departamento de Engenharia Elétrica e de Computação, 2013.
- SEDRA, A. S., & Smith, K. C. (2004). *Microelectronic Circuits* (5ª ed.). Oxford University Press.

STEYART, M., W. Sansen and C. Zhogyauan. *A micropower low-noise monolithic instrumentation amplifier for medical purposes*. IEEE J. Solid-State Circuits, Vol. SC-22, pp. 1163-1168, Dec. 1987.

TORRES, O. H. Otimização de Amplificadores Operacionais CMOS por Metaheurísticas. Universidade de São Paulo. Departamento de Engenharia Elétrica e de Computação, São Carlos, 2014.

TSIVIDIS, Y. and McAndrew C. *The MOS Transistor*. 3th Ed. Oxford University Press, New York, 2012.

WATTANAPANITCH, W., M. Fee and R. Sarpeshkar. *An Energy-Efficient Micropower Neural Recording Amplifier*. IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems, Vol. 1, N° 2, June 2007.

WEBER, T. Síntese de CIs analógicos em nível de circuito e sistema utilizando métodos modernos de otimização. Universidade de São Paulo, Escola Politécnica, 2015.

Anexo A

Tela do Otimizador

menuCir

↔ - □ ×

Low Noise Neural Amplfier

Topologies

DoisEstagios_10

FoldedCascode

FoldedCascodeMod

OTA

OTA1

Models

Model35_eldo

< >

○ of Figure

circuit file

paramop paramopT

Save Condi...

Parameters

Vdd (V)	3.3
Gain (dB)	70
Bandwidth (KHz)	7
Slew Rate (uV/s)	0.005
CMRR (dB)	∞

	Variable Description	sta
x1	L1 e L2 (um)	0.5
x2	L3 e L4 (um)	0.5
x3	Lni , Lni1 e Lni2 (um)	0.8
x4	L6, L7, L8 e L9 (um)	0.5
x5	W1 e W2 (um)	1.0
x6	W3, W4 e W5 (um)	1.0
x7	Wni/Wni1	1
x8	W6, W7, W8, W9, W10 e W11 (um)	1.0

X 1.0 0.2597 score

P... RUN S... EXIT

Anexo B

Modelo de descrição eletrônica do amplificador OTA empregado

*****AMPLIFICADOR OTA1 *****

**M1 = M2, M3 = M4 = Mbp, Mbn = M5, M6 = M7, M8 = M9, M10 = M11
 .option measDGT=8
 **Genes como Xi; Constantes como Mi; nó de Vdd como vd; nó Vss como vs; entrada negativa do amp op como in;
 **entrada positiva como ip; saída do amp op como out e nao coloca o Vdd no circuito (ele é colocado pelo MatLab)
 .options statfl=1 NXX Noelck=1 MEASFILE=1 NOTOP RUNLVL=1 dcon=1 ingold=1
 * Noelck bypass element checking *NOTOP supress element check *dcon desability auto conver
 * ingold notacao cientifica *Measfile todos os dados num unico arquivo
 *NXX stop echoing *statfl supress .st0 *RUNLVL runs acurracy
 *.options list

M1 7 ip 8 vs MODN 'X5*1u + Wpadrao'	L = 'X1*1u' AS = 'X5*1u*Wpadrao/2'	W = 'X5*1u' AD = 'X5*1u*Wpadrao/2' PS = 'X5*1u + Wpadrao'
M2 2 in 8 vs MODN 'X5*1u + Wpadrao'	L = 'X1*1u' AS = 'X5*1u*Wpadrao/2'	W = 'X5*1u' AD = 'X5*1u*Wpadrao/2' PS = 'X5*1u + Wpadrao'
M3 3 3 vs vs MODN 'X6*1u + Wpadrao'	L = 'X2*1u' AS = 'X6*1u*Wpadrao/2'	W = 'X6*1u' AD = 'X6*1u*Wpadrao/2' PS = 'X6*1u + Wpadrao'
M4 4 3 vs vs MODN 'X6*1u + Wpadrao'	L = 'X2*1u' AS = 'X6*1u*Wpadrao/2'	W = 'X6*1u' AD = 'X6*1u*Wpadrao/2' PS = 'X6*1u + Wpadrao'
M5 out 10 4 vs MODN 'X6*1u + Wpadrao'	L = 'X14*1u' AS = 'X6*1u*Wpadrao/2'	W = 'X6*1u' AD = 'X6*1u*Wpadrao/2' PS = 'X6*1u + Wpadrao'
M6 vd 7 7 vd MODP 'X8*1u + Wpadrao'	L = 'X4*1u' AS = 'X8*1u*Wpadrao/2'	W = 'X8*1u' AD = 'X8*1u*Wpadrao/2' PS = 'X8*1u + Wpadrao'
M7 vd 2 2 vd MODP 'X8*1u + Wpadrao'	L = 'X4*1u' AS = 'X8*1u*Wpadrao/2'	W = 'X8*1u' AD = 'X8*1u*Wpadrao/2' PS = 'X8*1u + Wpadrao'
M8 vd 7 6 vd MODP 'X8*1u + Wpadrao'	L = 'X4*1u' AS = 'X8*1u*Wpadrao/2'	W = 'X8*1u' AD = 'X8*1u*Wpadrao/2' PS = 'X8*1u + Wpadrao'
M = Mx		
M9 vd 2 1 vd MODP 'X8*1u + Wpadrao'	L = 'X4*1u' AS = 'X8*1u*Wpadrao/2'	W = 'X8*1u' AD = 'X8*1u*Wpadrao/2' PS = 'X8*1u + Wpadrao'
M = Mx		
M10 6 9 out vd MODP 'X8*1u + Wpadrao'	L = 'X15*1u' AS = 'X8*1u*Wpadrao/2'	W = 'X8*1u' AD = 'X8*1u*Wpadrao/2' PS = 'X8*1u + Wpadrao'
M = Mx		
M11 1 9 3 vd MODP 'X8*1u + Wpadrao'	L = 'X15*1u' AS = 'X8*1u*Wpadrao/2'	W = 'X8*1u' AD = 'X8*1u*Wpadrao/2' PS = 'X8*1u + Wpadrao'
M = Mx		
MNi 8 Vgn vs vs MODN Wpadrao' M = 'nint(X7)'	L = 'X3*1u'	W = '30u' AD = '30u*Wpadrao/2' PD = '30u + Wpadrao'

```

MNi1 Vgn Vgn vs vs MODN      L = 'X3*1u'      W = '30u'      AD = '30u*Wpadrao/2'      PD =
'30u + Wpadrao'
MNi2 9 Vgn vs vs MODN L = 'X3*1u'      W = '30u'      AD = '30u*Wpadrao/2'      PD = '30u +
Wpadrao'
MNi3 10 10 vs vs MODN      L = 'X14*1u'      W = 'X16*1u'      AD = 'X16*1u*Wpadrao/2'
PD = 'X16*1u + Wpadrao'
Mpi1 vgp vgp vdb vdb MODP      L = 'X11*1u'      W = '10u'      AD = '10u*Wpadrao/2' PD = '10u +
Wpadrao'
AS = '10u*Wpadrao/2'      PS = '10u + Wpadrao'
Mpi2 10 vgp vdb vdb MODP      L = 'X11*1u'      W = '10u'      AD = '10u*Wpadrao/2' PD = '10u +
Wpadrao'
AS = '10u*Wpadrao/2'      PS = '10u + Wpadrao'
Mpi3 9 9 vdb vdb MODP      L = 'X15*1u'      W = 'X12*1u'      AD =
'X12*1u*Wpadrao/2' PD = 'X12*1u + Wpadrao'
AS = 'X12*1u*Wpadrao/2'
PS = 'X12*1u + Wpadrao'

```

```

Cla out 0 'x13*1p'
lbb vgp vgn DC '(10^X9)*1u'

```

```

Evdb vdb 0 vd 0 1
.param Mx = 'nint(X10)'
.include param

.end

```

Anexo C

Descrição eletrônica da malha de realimentação do circuito para simulação

*Capacitores de acoplamento

Cin in en 20pF

Cip ip ep 20pF

*Realimentacao

Cf in out 0.18pF

Rf in out 13000Gohm *noise=0

*Mf1 in in out out Modp w=10u l=0.6u

*Mf2 int int out out Modp w=10u l=1u

* entrada positiva

Cfp ip vp 0.18pF

Rfp ip vp 13000Gohm *noise=0

*Mr1fp ip ip vp vp Modp w= 10u l=0.6u

*Mr2fp intp intp vp vp Modp w=10u l=1u

*Filtro na saida

*Eout out1 0 out 0 1

*Rout out1 out2 100K

*Cout out2 0 150pF

Anexo D

Modelo Hspice da topologia OTA para tecnologia CMOS 0,35µm AMS

```
.PARAM Wpadrao = 1.7um
.MODEL MODN NMOS LEVEL=49
* -----
***** SIMULATION PARAMETERS *****
* -----
* format : HSPICE
* model : MOS BSIM3v3
* process : CS[ADFI]
* extracted : CSA C61417; 1998-10; ese(487)
* doc# : 9933016 REV_N/C
* created : 1999-01-12
* -----
* TYPICAL MEAN CONDITION
* -----
* *** Flags ***
+MOBMOD =1.000e+00 CAPMOD =2.000e+00
* *** Threshold voltage related model parameters ***
+K1 =6.044e-01
+K2 =2.945e-03 K3 =-1.72e+00 K3B =6.325e-01
+NCH =2.310e+17 VTH0 =4.655e-01
+VOFF =-5.72e-02 DVT0 =2.227e+01 DVT1 =1.051e+00
+DVT2 =3.393e-03 KETA =-6.21e-04
+PSCBE1 =2.756e+08 PSCBE2 =9.645e-06
+DVTOW =0.000e+00 DVT1W =0.000e+00 DVT2W =0.000e+00
* *** Mobility related model parameters ***
+UA =1.000e-12 UB =1.723e-18 UC =5.756e-11
+U0 =4.035e+02
* *** Subthreshold related parameters ***
+DSUB =5.000e-01 ETA0 =3.085e-02 ETAB =-3.95e-02
+NFACTOR=1.119e-01
* *** Saturation related parameters ***
+EM =4.100e+07 PCLM =6.831e-01
+PDIBLC1=1.076e-01 PDIBLC2=1.453e-03 DROUT =5.000e-01
+A0 =2.208e+00 A1 =0.000e+00 A2 =1.000e+00
+PVAG =0.000e+00 VSAT =1.178e+05 AGS =2.490e-01
+B0 =-1.76e-08 B1 =0.000e+00 DELTA =1.000e-02
+PDIBLCB=2.583e-01
* *** Geometry modulation related parameters ***
+W0 =1.184e-07 DLC =8.285e-09
+DWC =2.676e-08 DWB =0.000e+00 DWG =0.000e+00
+LL =0.000e+00 LW =0.000e+00 LWL =0.000e+00
+LLN =1.000e+00 LWN =1.000e+00 WL =0.000e+00
+WW =0.000e+00 WWL =0.000e+00 WLN =1.000e+00
+WWN =1.000e+00
* *** Temperature effect parameters ***
```

```

+AT =3.300e+04 UTE =-1.80e+00
+KT1 =-3.30e-01 KT2 =2.200e-02 KT1L =0.000e+00
+UA1 =0.000e+00 UB1 =0.000e+00 UC1 =0.000e+00
+PRT =0.000e+00
* *** Overlap capacitance related and dynamic model parameters ***
+CGDO =2.100e-10 CGSO =2.100e-10 CGBO =1.100e-10
+CGDL =0.000e+00 CGSL =0.000e+00 CKAPPA =6.000e-01
+CF =0.000e+00 ELM =5.000e+00
+XPART =1.000e+00 CLC =1.000e-15 CLE =6.000e-01
* *** Parasitic resistance and capacitance related model parameters ***
+RDSW =6.043e+02
+CDSC =0.000e+00 CDSCB =0.000e+00 CDSCD =8.448e-05
+PRWB =0.000e+00 PRWG =0.000e+00 CIT =1.000e-03
* *** Process and parameters extraction related model parameters ***
+TOX =7.700e-09 NGATE =0.000e+00
+NLX =1.918e-07
+XL =5.000e-08 XW =0.000e+00
* *** Substrate current related model parameters ***
+ALPHA0 =0.000e+00 BETA0 =3.000e+01
* *** Noise effect related model parameters ***
+AF =1.400e+00 KF =2.810e-27 EF =1.000e+00
+NOIA =1.000e+20 NOIB =5.000e+04 NOIC =-1.40e-12
+NLEV =0
* *** Common extrinsic model parameters ***
+ACM =2
+RD =0.000e+00 RS =0.000e+00 RSH =8.200e+01
+RDC =0.000e+00 RSC =0.000e+00
+LINT =8.285e-09 WINT =2.676e-08
+LDIF =0.000e+00 HDIF =6.000e-07 WMLT =1.000e+00
+LMLT =1.000e+00 XJ =3.000e-07
+JS =2.000e-05 JSW =0.000e+00 IS =0.000e+00
+N =1.000e+00 NDS =1000. VNDS =-1.000e+00
+CBD =0.000e+00 CBS =0.000e+00 CJ =9.300e-04
+CJSW =2.800e-10 FC =0.000e+00
+MJ =3.100e-01 MJSW =1.900e-01 TT =0.000e+00
+PB =6.900e-01 PHP =9.400e-01
* -----
.MODEL MODP PMOS LEVEL=49
* -----
***** SIMULATION PARAMETERS *****
* -----
* format : HSPICE
* model : MOS BSIM3v3
* process : CS[ADFI]
* extracted : CSA C61417; 1998-10; ese(487)
* doc# : 9933016 REV_N/C
* created : 1999-01-12
* -----
* TYPICAL MEAN CONDITION
* -----
*
* *** Flags ***

```



```

+MOBMOD =1.000e+00 CAPMOD =2.000e+00
*   *** Threshold voltage related model parameters ***
+K1   =5.675e-01
+K2   =-4.39e-02 K3   =4.540e+00 K3B   =-8.52e-01
+NCH   =1.032e+17 VTH0 =-6.17e-01
+VOFF  =-1.13e-01 DVT0 =1.482e+00 DVT1 =3.884e-01
+DVT2  =-1.15e-02 KETA =-2.56e-02
+PSCBE1 =1.000e+09 PSCBE2 =1.000e-08
+DVTOW =0.000e+00 DVT1W =0.000e+00 DVT2W =0.000e+00
*   *** Mobility related model parameters ***
+UA   =2.120e-10 UB   =8.290e-19 UC   =-5.28e-11
+U0   =1.296e+02
*   *** Subthreshold related parameters ***
+DSUB  =5.000e-01 ETA0 =2.293e-01 ETAB =-3.92e-03
+NFACTOR=8.237e-01
*   *** Saturation related parameters ***
+EM    =4.100e+07 PCLM =2.979e+00
+PDIBLC1=3.310e-02 PDIBLC2=1.000e-09 DROUT =5.000e-01
+A0    =1.423e+00 A1    =0.000e+00 A2    =1.000e+00
+PVAG  =0.000e+00 VSAT =2.000e+05 AGS   =3.482e-01
+B0    =2.719e-07 B1    =0.000e+00 DELTA =1.000e-02
+PDIBLCB=-1.78e-02
*   *** Geometry modulation related parameters ***
+W0    =4.894e-08 DLC   =-5.64e-08
+DWC   =3.845e-08 DWB   =0.000e+00 DWG   =0.000e+00
+LL    =0.000e+00 LW    =0.000e+00 LWL   =0.000e+00
+LLN   =1.000e+00 LWN   =1.000e+00 WL    =0.000e+00
+WW    =0.000e+00 WWL   =0.000e+00 WLN   =1.000e+00
+WWN   =1.000e+00
*   *** Temperature effect parameters ***
+AT    =3.300e+04 UTE   =-1.35e+00
+KT1   =-5.70e-01 KT2   =2.200e-02 KT1L  =0.000e+00
+UA1   =0.000e+00 UB1   =0.000e+00 UC1   =0.000e+00
+PRT   =0.000e+00
*   *** Overlap capacitance related and dynamic model parameters ***
+CGDO  =2.100e-10 CGSO  =2.100e-10 CGBO  =1.100e-10
+CGDL  =0.000e+00 CGSL  =0.000e+00 CKAPPA =6.000e-01
+CF    =0.000e+00 ELM   =5.000e+00
+XPART =1.000e+00 CLC   =1.000e-15 CLE   =6.000e-01
*   *** Parasitic resistance and capacitance related model parameters ***
+RDSW  =1.853e+03
+CDSC  =6.994e-04 CDSCB =2.943e-04 CDSCD =1.970e-04
+PRWB  =0.000e+00 PRWG  =0.000e+00 CIT   =1.173e-04
*   *** Process and parameters extraction related model parameters ***
+TOX   =7.700e-09 NGATE =0.000e+00
+NLX   =1.770e-07
+XL    =5.000e-08 XW    =0.000e+00
*   *** Substrate current related model parameters ***
+ALPHA0 =0.000e+00 BETA0 =3.000e+01
*   *** Noise effect related model parameters ***
+AF    =1.290e+00 KF    =1.090e-27 EF    =1.000e+00
+NOIA  =1.000e+20 NOIB  =5.000e+04 NOIC  =-1.40e-12

```

```

+NLEV =0
*   *** Common extrinsic model parameters ***
+ACM =2
+RD  =0.000e+00 RS  =0.000e+00 RSH  =1.560e+02
+RDC  =0.000e+00 RSC  =0.000e+00
+LINT  =-5.64e-08 WINT  =3.845e-08
+LDIF  =0.000e+00 HDIF  =6.000e-07 WMLT  =1.000e+00
+LMLT  =1.000e+00 XJ  =3.000e-07
+JS  =2.000e-05 JSW  =0.000e+00 IS  =0.000e+00
+N  =1.000e+00 NDS  =1000. VNDS  =-1.000e+00
+CBD  =0.000e+00 CBS  =0.000e+00 CJ  =1.420e-03
+CJSW  =3.800e-10 FC  =0.000e+00
+MJ  =5.500e-01 MJSW  =3.900e-01 TT  =0.000e+00
+PB  =1.020e+00 PHP  =9.400e-01
* -----

```