

FRANCO RENATO CAMPANA VALDERRAMA

**Projeto de um Pré-Amplificador para Aparelho de
Auxílio à Audição**

Florianópolis 2010

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM
ENGENHARIA ELÉTRICA**

**Projeto de um Pré-Amplificador para Aparelho de
Auxílio à Audição**

Dissertação submetida à
Universidade Federal de Santa Catarina
como parte dos requisitos para a
obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica

FRANCO RENATO CAMPANA VALDERRAMA

Florianópolis, Julho de 2010

Catálogo na fonte pela Biblioteca Universitária da
Universidade Federal de Santa Catarina

C186p Campana Valderrama, Franco Renato

Projeto de um pré-amplificador para aparelho de auxílio à audição [dissertação] / Franco Renato Campana Valderrama ; orientador, Márcio Cherm Schneider. - Florianópolis, 2010.

78 p.: il., grafs., tabs.

Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Santa Catarina, Centro Tecnológico. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica.

Inclui referências

1. Engenharia elétrica. 2. Circuitos integrados lineares - Projetos. 3. Transistores. 4. Aparelhos auditivos. I. Schneider, Márcio Cherm. II. Universidade Federal de Santa Catarina. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. III. Título.

CDU 621.3

PROJETO DE UM PRÉ-AMPLIFICADOR PARA APARELHO DE AUXÍLIO À AUDIÇÃO

Franco Renato Campana Valderrama

‘Esta Dissertação foi julgada adequada para a obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica, Área de Concentração de *Circuitos Integrados*, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina’

Márcio Cherem Schneider, Dr. Sc.
Orientador

Roberto de Souza Salgado, Ph.D.
Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

BANCA EXAMINADORA:

Márcio Cherem Schneider, Dr. Sc.
Presidente

Carlo Galup-Montoro, Dr.

Fernando Rangel de Sousa, Dr.

Jefferson Luiz Brum Marques, PhD.

*A mis amados padres, Hilda y Cristobal...
La vida que ustedes me dedicaron es la
vida que ustedes dejaron....*

AGRADECIMENTOS:

Em primeiro lugar gostaria de lhe agradecer a Deus, que sempre me anima continuar lutando em cada coisa que decido fazer.

A minha adorada família, por todo o amor, paciência e compreensão. A meus irmãos Greyla, Bruno, Manuel, Rocio e meus sobrinhos Maria, Mario e Maria José, pela parceria e os bons momentos.

A meu orientador Márcio Cherem Schneider por todos os conhecimentos transmitidos neste período. Sempre serei grato pela sua disposição a me ajudar, e aos professores Carlos Galup-Montoro, Fernando Rangel de Sousa e Jefferson Brum Marques, pelas excelentes observações e recomendações que ajudaram a enriquecer este trabalho.

A meus colegas do laboratório do LCI, começando por Luis Spiller e Cátia Machado, que nos primeiros dias em Floripa ofereceram excelente hospitalidade, que foi de ajuda imprescindível para instalar-me nesta ilha. A meus “mestres” Juliano de Quadro Moreira e Maicon Pereira, por toda a ajuda e os conselhos que deles obtive. A Daniel Silva pela sua disposição em me ajudar sempre. A Mauricio Camacho, pelo apoio neste trabalho. A Charles Santos, Luciana Valgas, Denize, Daniel Souza, Daniel Travessini, Daniel Lohman, Edroaldo e Fernando Volpatto, pela parceria que sempre demonstraram. A Adilson Jair Cardoso e a Osmar Franca, pelas boas observações que fizeram ao meu trabalho durante todo este tempo. A André Orlandi e sua namorada Angieli, por poder contar sempre com sua ajuda e compreensão. Aos membros do NIMETEC, Roddy Romero, Paulo Márcio, Mamouro Hayasaka (Japa), Thiago José e Guilherme Heck, por toda a ajuda e pela boa parceria, especialmente nas “tardes de comida Peruana”. A Gustavo Leão, pelas sugestões sobre o uso dos equipamentos.

Ao Alfredo Arnaud, Joel Gak, Matias Miguez e Fernando Silveira, por poder contar sempre com seu incondicional apoio e por ter me ajudado para que finalmente eu conseguisse vir fazer meu mestrado no Brasil. A Aldo Bravo Martinez, pelos conselhos e também por ter me ajudado a vir para o Brasil fazer meu mestrado, e ao prof. Carlos Yataco, pelo constante apoio até o dia de hoje.

E aos meus amigos Rodrigo Arizio, Roger Silva, Celso, Filipe, Vandrize, Nandinha, Beta, Eto, Jomerson, Karen, Joe e Daniel, que nunca duvidaram em me mostrar até onde chegou sua amizade nos momentos mais difíceis que eu vivenciei neste período da minha vida...E bem simples, sem vocês nunca poderia ter conseguido e nem estaria aqui...

Resumo de Dissertação apresentada à UFSC como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica

PROJETO DE UM PRÉ-AMPLIFICADOR PARA APARELHO DE AUXÍLIO À AUDIÇÃO

Franco Renato Campana Valderrama

Julho/2010

Orientador: Márcio Cherem Schneider

Área de Concentração: Circuitos e Sistemas Integrados

Palavras-chave: Projeto de circuitos integrados analógicos, transistor MOS, tecnologia CMOS, pré-amplificador, baixo ruído, baixa tensão, baixo consumo.

Número de Páginas: 78

O presente trabalho descreve o projeto de um pré-amplificador para auxílio à audição em tecnologia CMOS 0.35 μm . Para tal fim, foi projetado um circuito para processar o sinal em modo corrente, adequado para baixa tensão de alimentação. O pré-amplificador é formado por dois blocos. O primeiro é projetado com um MOS polarizado como resistência, que converte a tensão fornecida pelo microfone em corrente. O segundo bloco processa este sinal de corrente para obter um ganho de 40 dB. O ruído referido à entrada é de 33 μV_{rms} e o consumo menor que 12 μA . A área ocupada pelo pré-amplificador é 0.06 mm^2 .

Dissertation Abstract presented to UFSC as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Master in Electrical Engineering

DESIGN OF A PRE-AMPLIFIER FOR A HEARING AID

Franco Renato Campana Valderrama

July/2010

Advisor: Márcio Cherem Schneider, D. Sc.

Concentration Area: Integrated Circuits and Systems.

Keywords: Analog integrated circuit design, MOS transistor, CMOS technology, preamplifier, low noise, low voltage, low power.

Number of Pages: 78

This work describes the design of a preamplifier for a hearing aid in 0.35 μm CMOS technology. The preamplifier has two stages. The first one is a transistor biased to operate as a resistor, which converts the microphone output voltage into a current. The second stage processes the current signal to obtain a 40 dB gain. The input-referred noise voltage is 33 μVrms and the current consumption is below 12 μA . The core area of the preamplifier is 0.06 mm^2 .

SUMÁRIO

Lista de Figuras	x
Lista de Tabelas	xii
Introdução	1
1.-Generalidades e especificações do projeto	4
1.1.- Introdução	4
1.2.- O ouvido humano e suas partes	4
1.3.- O processo de audição	5
1.4.- Caso de estudo: deficiência auditiva	7
1.4.1.- Tipos de perda auditiva	8
1.5.- Aparelho de auxílio à audição	9
1.5.1.- Tipos de aparelhos à auxílio à audição	9
1.5.2.- Diagrama geral de blocos de um aparelho de auxílio à audição	10
1.6.- Características e especificações do projeto do pré-amplificador	12
1.7.- Tipos de pré-amplificadores	14
2.- Modelagem do MOSFET e do pré-amplificador	19
2.1.- Introdução	19
2.2.- Modelo de ruído no transistor MOSFET	19
Ruído térmico	20
Ruído flicker	21
Ruído total na entrada	21
2.3.- O transistor MOS operando como resistor	22
2.3.1.- Dimensionamento do transistor MOS	23
2.4.- Topologia do pré-amplificador	24
2.4.1.- Cálculo da resistência de entrada e da função de transferência do circuito	28
2.4.2.- Cálculo da tensão do ruído na entrada do pré-amplificador	30
Expressão para o ruído térmico	31
Expressão para o ruído flicker	32
3.- Projeto do pré-amplificador	33
3.1.- Introdução	33
3.2.- Projeto do pré-amplificador	33
3.2.1.- Projeto da resistência	35
3.2.2.- Projeto do amplificador de corrente	37
3.2.3.- Projeto do circuito das fontes de corrente	40
3.2.4.- Projeto da fonte integrada de corrente	42

3.3.- Leiaute do circuito	43
3.3.1.- Leiaute do circuito de espelhos de corrente	44
3.3.2.- Leiaute da fonte integrada de corrente	45
3.3.3.- Leiaute do circuito amplificador de corrente e da resistência	47
3.4.- Simulações pós-leiaute e resultados	51
3.4.1.- Simulação em DC	51
3.4.2.- Simulação do ganho	53
3.4.3.- Simulação da distorção harmônica	56
3.4.4.- Simulação do ruído	57
3.4.5.- Desempenho total	59
3.4.6.- Comparação com outras topologias	59
4.- Conclusões e trabalhos futuros	61
4.1.- Trabalhos futuros	61
Anexo A: Cálculo da tensão fornecida pelo microfone	63
A.1.- Introdução	63
A.2.- Cálculo das tensões de entrada	63
Anexo B: Modelo do MOSFET em pequeno sinal e baixa frequência	65
Anexo C: MOSFET como linha de transmissão	67
Anexo D: Cálculo do ruído referido à entrada	71
D.1.- Introdução	71
D.2.- Cálculo do ruído referido à entrada	71
Referências	76

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1- O ouvido humano	5
Figura 1.2- Escala de níveis de pressão sonora [4]	7
Figura 1.3- Tipos de aparelhos de auxílio à audição	10
Figura 1.4.- Diagrama de blocos de um aparelho de auxílio à audição [10]. Os blocos dentro das linhas tracejadas correspondem ao núcleo deste aparelho.	11
Figura 1.5: Diagrama geral de blocos do circuito pré-amplificador em modo corrente	17
Figura 2.1- Modelo de ruído para o transistor MOS	19
Figura 2.2- Fluxo de projeto da resistência MOS	24
Figura 2.3- Circuito pré-amplificador, (a) circuito geral, (b) esquemático do circuito espelho de corrente 1:1 e (c) diagrama de blocos do amplificador de corrente	25
Figura 2.4.- Visualização do esquema da polarização do circuito pré-amplificador	28
Figura 2.5- Circuito em pequeno sinal para o cálculo da resistência de entrada	28
Figura 3.1- Ruído V_{nt} referido à entrada versus a resistência de entrada	34
Figura 3.2- Fluxo de projeto da resistência	35
Figura 3.3- Circuito usado para simular a resposta da resistência implementada com MOSFET	36
Figura 3.4- (a) Simulação do circuito da figura 3.3 de acordo as relações de aspecto encontradas. (b) ampliação de ± 20 mV em torno de V_{CM}	37
Figura 3.5- (a) Espelho de corrente para baixa tensão de alimentação, (b) implementação com transistores da fonte de tensão V_{BIAS}	39
Figura 3.6- Circuito esquemático das fontes de corrente	41
Figura 3.7- (a) Esquemático da fonte integrada de corrente (b) circuito de start up	42
Figura 3.8- (a) Esquemático do circuito de fontes de corrente e (b) Leiaute correspondente	45
Figura 3.9- (a) (i) Esquemático dos transistores MN23, MN24, MN29 e MN30 da fonte de corrente integrada, e (b) Leiaute correspondente	46
Figura 3.10- Leiaute total da fonte integrada	47
Figura 3.11- (a) Circuito esquemático do espelho de corrente da	

figura 3.5 (b), e (b) (i) Leiaute do circuito da figura 3.5 (b), (ii) Leiaute do transistor MN9, e (iii) leiaute total do pré-amplificador	49
Figura 3.12- Leiaute do circuito total, que inclui o circuito de espelhos de corrente e a fonte integrada de corrente	50
Figura 3.13- Variação da corrente I_{ref} vs. variação da fonte V_{DD}	52
Figura 3.14- Histograma da simulação Monte Carlo do consumo para (a) $V_{DD}=1.4V$ e (b) $V_{DD}=1.1V$	53
Figura 3.15- Circuito usado para a simulação do ganho	54
Figura 3.16- Ganho do pré-amplificador com $V_{DD}=1.4V$ (curva contínua) e ganho do pré-amplificador com $V_{DD}=1.1V$ (curva tracejada)	54
Figura 3.17- Histograma da simulação Monte Carlo do ganho para (a) $V_{DD}=1.4 V$ e (b) $V_{DD}=1.1 V$	55
Figura 3.18- Densidade espectral de ruído na entrada do pré-amplificador com $V_{DD}=1.4 V$ (curva contínua) e com $V_{DD}=1.1 V$ (curva tracejada)	57
Figura 3.19- Histograma da simulação Monte Carlo do ruído na entrada para (a) $V_{DD}=1.4 V$ e (b) $V_{DD}=1.1 V$	58
Figura A.1- Sensibilidade do microfone EM-23046-000 [35]	63
Figura B.1- Modelo para pequenos sinais e baixas frequências do MOSFET	66
Figura C.1- Representação do transistor MOS como uma linha de transmissão [18]	67
Figura D.1- (a) Circuito empregado para o cálculo do ruído do circuito, (b) circuito com as fontes de corrente de ruído transferidas ao nó V_{g2} , (c) circuito em pequena sinal de (b)	73

LISTA DE TABELAS

Tabela 1.1- Especificações do projeto do pré-amplificador	13
Tabela 1.2- Comparação dos resultados dos circuitos tipo Choppers	15
Tabela 1.3- Comparação da performance entre os circuitos pesquisados para auxílio à audição	16
Tabela 3.1- Intervalo de tensões e correntes de entrada do pré-amplificador	35
Tabela 3.2- Dimensionamento e características dos transistores do amplificador de corrente e da resistência	38
Tabela 3.3- Dimensionamento e características dos transistores do espelho de elevada excursão	40
Tabela 3.4- Dimensionamento e características dos transistores do circuito de espelhos de corrente	41
Tabela 3.5- Dimensionamento e características dos transistores do circuito de fonte de corrente integrada	43
Tabela 3.6- Resumo das áreas ocupadas pelos circuitos	51
Tabela 3.7- Variações do consumo total de corrente por efeito do descasamento	53
Tabela 3.8- Variação do ganho do pré-amplificador por efeito do descasamento	56
Tabela 3.9- THD para diferentes amplitudes de entrada e frequências	56
Tabela 3.10- Variação do ruído por efeito do descasamento	58
Tabela 3.11- Desempenho total do pré-amplificador	59
Tabela 3.12- Comparação do desempenho deste trabalho contra os outros pré-amplificadores	59
Tabela A.1- Resumo do cálculo da tensão em volts a partir dos dB_{SPL}	64

INTRODUÇÃO:

Segundo o relatório *Evaluation of the Social and Economic Costs of Hearing Impairment* [1], no ano 2001 a *World Health Organization* (WHO) estimou que 250 milhões de pessoas em todo o mundo tinham algum tipo de deficiência auditiva, dos quais dois terços viviam em países em desenvolvimento. Só nos EUA existe uma população de 28 milhões de pessoas com este tipo de deficiência, o que significa que 1 em cada 10 pessoas sofre de algum tipo de perda da audição. Destas 28 milhões de pessoas, mais de 9 milhões com idade acima dos 65 anos sofrem desta deficiência.

O problema de deficiência auditiva está fortemente relacionado com a exposição ao ruído do meio ambiente. Estima-se que nos EUA 30 milhões de pessoas estão em risco de sofrer perda de audição induzida pelo ruído (noise induced hearing loss – NIHL). Na Grã-Bretanha esse número varia entre 1,1 a 1,3 milhões de pessoas em risco de NIHL, das quais 170 mil pessoas sofrem de algum tipo de perda na audição como resultado de excessiva exposição ao ruído no ambiente de trabalho. Porém, é de se esperar que esta tendência de NIHL diminua graças às medidas de segurança e de prevenção que estão sendo tomadas nos centros de trabalho.

Perdas da audição geram nas pessoas problemas tais como isolamento, exclusão, depressão, perda da memória, etc, e o mais importante: os custos sociais e econômicos que representam este problema, tais como desemprego, subemprego ou pouca produtividade, educação especial, reabilitação vocacional, dispositivos de ajuda auditiva e custos médicos. Estudos mostram que nos EUA, por exemplo, a economia depende cada vez mais do emprego baseado na comunicação, particularmente em áreas urbanas. Então, as perdas na economia geradas pelas deficiências de audição têm um impacto cada vez maior. O custo que gera esta deficiência na economia norte americana está avaliado entre 154 e 186 bilhões de dólares por ano, ou 2.5-3% do Produto Interno Bruto (PIB). Isto, levado a somente um indivíduo com perda de audição, tem um custo para a sociedade de 297 mil dólares durante toda a vida desta pessoa.

Um das maneiras de melhorar ou de tentar superar esta deficiência, dependendo do tipo de perda de audição, é o uso de aparelhos auditivos, os quais melhoram a qualidade de vida das pessoas e minimizam os impactos psicológicos causados por este tipo de perda.

Para projetar estes aparelhos auditivos, a microeletrônica, campo de contínuo e riquíssimo desenvolvimento, tem dado um aporte essencial, já que cada vez se tem uma maior demanda em projetar dispositivos onde um mínimo consumo de energia e a miniaturização são requisitos muito importantes para o desenvolvimento e implementação de dispositivos médicos implantáveis.

O motivo deste trabalho de dissertação de mestrado está situado na problemática anterior, onde *não vai ser desenvolvido um aparelho auditivo, mas sim projetada uma parte dele*, deixando para futuras pesquisas a integração total deste dispositivo. A parte a ser projetada vai ser o circuito pré-amplificador, que corresponde ao primeiro estágio de todo o aparelho de auxílio à audição.

A seguir, será dada uma breve explicação do conteúdo desta dissertação:

CAPÍTULO 1:

Este primeiro capítulo começa dando alguns conceitos básicos do ouvido e do processo de audição, assim como os problemas existentes neste processo, para depois estudar a deficiência auditiva e os tipos de perda.

Posteriormente, comenta-se de forma breve o uso e os tipos de aparelhos auditivos para superar as perdas da audição, para depois estudar o diagrama de blocos geral deste aparelho auditivo. Tudo isto se faz com o objetivo de situar o projeto do pré-amplificador, assim como as características e especificações que este circuito deve possuir.

Depois, faz-se uma pesquisa dos tipos de pré-amplificadores que podem cumprir com os requerimentos para projetar um pré-amplificador. Uma conclusão muito importante, a partir desta pesquisa, é que se toma a decisão de projetar este circuito em modo corrente ou processar a informação em modo corrente, a qual tem um melhor desempenho quando as tensões de alimentação são baixas.

CAPÍTULO 2:

No começo deste capítulo estuda-se de forma breve a modelagem do ruído do transistor MOS, mostrando as relações que serão usadas nesta dissertação. Depois, usaremos o transistor MOS como uma resistência para converter a tensão fornecida pelo microfone em corrente, a qual será processada pelo segundo bloco do pré-amplificador.

Este bloco será posteriormente apresentado e está baseado em processamento de sinal em modo corrente. Para este segundo bloco serão desenvolvidas as relações de transferência de corrente, resistência de entrada, e ruído na entrada do pré-amplificador.

CAPÍTULO 3:

Este capítulo começa com a descrição do projeto da resistência necessária para manter o nível de ruído e o consumo em valores aceitáveis, para então dimensionar os transistores do bloco de amplificação de corrente. Posteriormente, são mostradas as simulações pós-leiaute do circuito, para validar o projeto do circuito.

Finalmente, mostra-se uma série de comparações do pré-amplificador com outros circuitos que têm sido projetados para o mesmo objetivo. Desta forma, poderá ser apreciado um bom desempenho e compromisso entre as variáveis do projeto.

CAPÍTULO 4:

Neste capítulo será apresentado um breve resumo das conclusões e contribuições desta dissertação, assim como uma proposta de futuras pesquisas que se pretende desenvolver.

1.- GENERALIDADES E ESPECIFICAÇÕES DO PROJETO:

1.1.- INTRODUÇÃO:

Neste primeiro capítulo vamos começar dando alguns conceitos gerais sobre o *ouvido humano* e suas partes, a fim de poder entender o *processo de audição* e as partes que estão envolvidas neste processo, assim como os problemas que o ouvido pode ter ao ficar exposto a sons fortes que podem desencadear uma *deficiência auditiva ou surdez*, e que tipos de surdez que existem, assim como os aparelhos que temos à disposição para melhorar nossa capacidade auditiva, conhecidos como aparelhos auditivos.

Depois vamos ver brevemente como é formado este aparelho auditivo e que parte deste vamos projetar.

Após ter identificado o circuito a projetar, vamos apresentar uma lista de especificações que deverá ser atingida. Na seqüência, vamos ver as topologias que normalmente são usadas para o desenvolvimento deste tipo de projeto, para finalmente escolher qual topologia vamos adotar. Um grupo de conclusões e comentários finais, são dadas no final deste capítulo.

1.2.- O OUVIDO HUMANO E SUAS PARTES:

A audição é um dos cinco sentidos que possui o ser humano e sua função é detectar e analisar os ruídos mediante o processo de transdução, ou seja, recolhe os sons do meio externo, processa-os e os manda como sinais elétricos ao cérebro. O ouvido também ajuda a manter o equilíbrio [2].

O ouvido está dividido em três partes:

1.- *O ouvido externo*, que é a parte exterior do ouvido, a qual recolhe as ondas sonoras e as manda para o interior do ouvido. É constituído por:

- Pavilhão auditivo
- Canal auditivo
- Tímpano

2.- *O ouvido médio*, que se encontra entre o tímpano e a membrana oval, a qual transmite os sons do ouvido externo ao ouvido interno. É composto por:

- Martelo
- Bigorna
- Estribo

3.- *O ouvido interno*, que é a parte mais interna do ouvido. É composto por:

- Cóclea
- Órgão do equilíbrio ou lenticular

Esta divisão é mostrada na Figura 1.1:

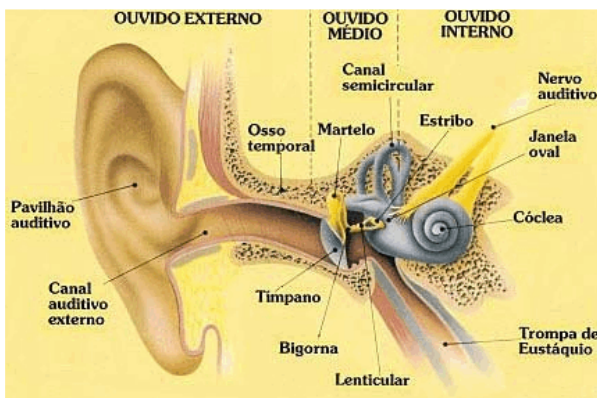


Figura 1.1: O ouvido humano [2].

1.3.- O PROCESSO DE AUDIÇÃO:

A audição conjuga os processos psico-fisiológicos que proporcionam ao ser humano a capacidade de ouvir o *som* do meio externo [3].

Imaginemos agora que o ouvido foi excitado por algum som do meio externo. Mediante este estímulo, as ondas sonoras viajarão desde o ouvido externo e passarão através do canal auditivo, fazendo com que o tímpano vibre. Isto fará com que o martelo, bigorna e o estribo, situados no ouvido médio, mexam-se. Estes movimentos chegam à cóclea, que está cheia de líquido e recoberta em seu interior por milhares de

pequenas células pilosas ou cílios. As vibrações sonoras fazem que estes pelos se mexam e transformem estas vibrações em sinais nervosos, a fim de que o cérebro possa interpretar os sons. *O intervalo de audição do ouvido humano está compreendido entre 16Hz e 20kHz* [4].

Já que estamos falando de sons, podemos defini-los *objetivamente* em termos de variáveis físicas, como as variações de pressão em um meio como o ar. *Subjetivamente*, podemos defini-lo como as sensações geradas pelo nosso mecanismo de audição. A amplitude do som é uma medida da variação (média) na pressão, medido em Pascais (Pa) [5].

Agora, o volume é uma propriedade intrínseca do som que está relacionada com a sua amplitude. Podemos dizer que a amplitude mais baixa que proporciona ao ouvido humano uma sensação de audição é conhecida como *limiar de audição*, que é aproximadamente ± 20 uPa. No outro extremo, uma amplitude de ± 200 pa causará problemas ao processo de audição, o qual é conhecido como *limiar da dor*. De acordo este dado, podemos concluir que o som mais forte é 10^7 vezes maior em amplitude do que o menor som audível; entre estes extremos há aproximadamente 100 níveis distinguíveis de volume. Porém, estes níveis não estão espaçados linearmente em termos de pressão, então as medidas da amplitude do som nem sempre são expressas em pascais, devido à ampla margem entre seus dois limites de audição. Por tal motivo, usa-se uma escala logarítmica da amplitude do som, conhecida como escala decibéis SPL [5].

A escala dB SPL (Sound Pressure Level-nível de pressão sonora) é uma escala logarítmica usada para medir a amplitude das variações de pressão do som.

De acordo com a escala dB SPL, 20 uPa, que é o limiar de audição, corresponde a 0 dB SPL, enquanto 200 Pa, o limiar de dor, correspondem a 140 dB SPL. A escala de pressão sonora em pascais e dB SPL é mostrada na Figura 1.2 [5].

Como foi comentado, vemos que o intervalo de audição normalmente é de $<40 \text{ dB}_{\text{SPL}}-90 \text{ dB}_{\text{SPL}}>$, sendo $60 \text{ dB}_{\text{SPL}}$ o nível de conversação coloquial.

No entanto, em nossa vida diária, nosso ouvido pode estar exposto a níveis elevados de ruído, como escutar música em alto volume, ruídos provenientes de máquinas, etc. Além disso, o indivíduo poder ter nascido com partes do ouvido não formadas corretamente, caracterizando uma *deficiência auditiva*, a qual estudaremos a seguir.

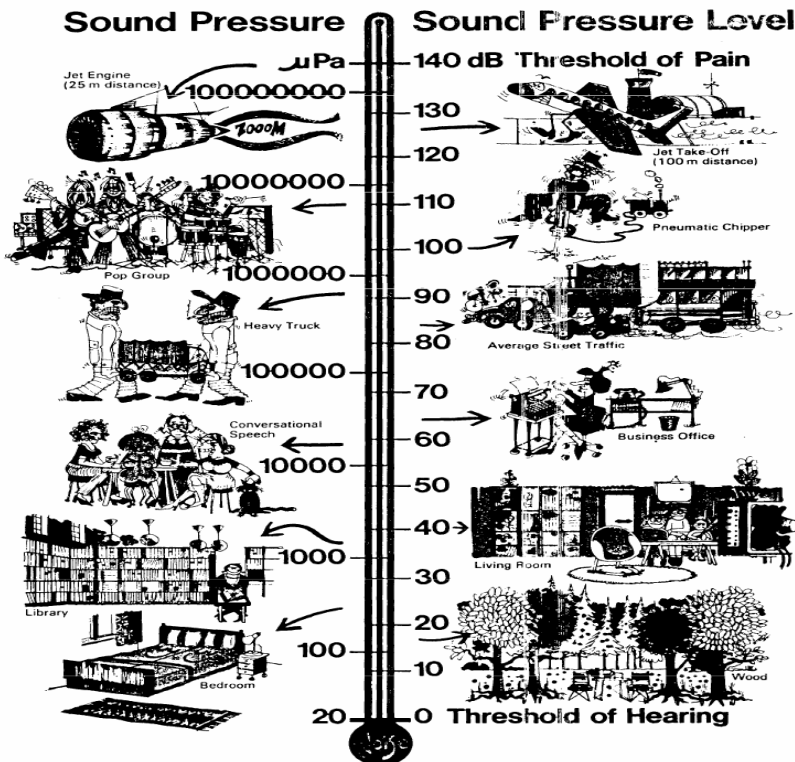


Figura 1.2: Escala de níveis de pressão sonora [5].

1.4.- CASO DE ESTUDO: DEFICIÊNCIA AUDITIVA:

As perdas, deficiências auditivas ou surdez ocorrem quando há um problema em uma ou mais partes do ouvido necessárias para a audição. Uma pessoa com deficiência auditiva só será capaz de ouvir alguns sons ou, então, pode não ouvir nada.

Esta perda de audição é um dos problemas de saúde mais comuns, afetando pessoas de todas as idades, em todos os segmentos da população e de todos os níveis socioeconômicos. A perda de audição afeta aproximadamente 17 de cada 1.000 pessoas menores de 18 anos. A incidência aumenta com a idade: aproximadamente 314 de cada 1.000 pessoas maiores de 65 anos sofre perda de audição. Esta pode ser hereditária ou –tal como temos mencionado- pode ser o resultado de uma doença, exposição a longo prazo ao ruído [6].

1.4.1.- TIPOS DE PERDA AUDITIVA:

Existe uma grande variedade de causas que podem conduzir a uma perda auditiva. Dependendo da parte do ouvido que está afetada, podemos definir os tipos de perda auditiva como [7]:

1.- *Perda Auditiva Condutiva*: Refere-se a qualquer problema que aparece no ouvido externo ou no ouvido médio e que dificulta a condução do som no ouvido. Estas podem ser leves ou moderadas e até temporárias. Muitas vezes, a medicação e a cirurgia podem ajudar a resolver este tipo de perda. Também, o uso de *aparelhos auditivos* pode ajudar a resolver o problema.

2.- *Perda Auditiva Neurossensorial*: Esta perda pode ser causada por problemas no ouvido interno, mais precisamente, na cóclea. Esta perda pode ser o resultado da deterioração das células sensoriais (ciliadas) na cóclea, e é, na maioria das vezes, permanente. Este tipo de surdez pode ser leve, moderada ou severa. O tratamento da perda auditiva neurossensorial moderada-severa consiste no uso de próteses auditivas ou aparelhos auditivos. Se for surdez severa, pode-se usar implantes cocleares.

3.- *Perda Auditiva Retrococlear*: Qualquer problema onde ocorra a ausência ou a danificação do nervo auditivo pode levar a uma perda auditiva retrococlear. Este tipo de perda é um problema profundo e permanente. *Os aparelhos auditivos e os implantes cocleares não são indicados porque o nervo auditivo não é capaz de transmitir informação suficiente ao cérebro.*

4.- *Perda Auditiva Mista*: Este tipo de perda é muito comum e representa a combinação da perda auditiva condutiva e da neurossensorial. Por este fato, é difícil achar uma modalidade de tratamento apropriado.

Baseado nestes tipos de perda, podemos concluir que a solução, na maioria das vezes, recai sobre o uso de aparelhos de auxílio à audição, o qual se remonta desde o século XVI: o aparelho daquele século tinha a forma parecida com uma trompeta, um corno ou um êmbolo [8]. Os avanços na medicina e na ciência moderna têm permitido a aparição de

diversos tipos destes aparelhos, cada um projetado para necessidades específicas [8].

O trabalho de dissertação que vamos apresentar refere-se ao projeto de uma parte de um aparelho de auxílio à audição. Em seguida, vamos dar alguns conceitos básicos destes aparelhos e mencionaremos os tipos de aparelho disponíveis no mercado.

1.5.- APARELHO DE AUXÍLIO À AUDIÇÃO:

De um jeito mais simples, um aparelho de auxílio à audição é um aparelho eletrônico que tem como objetivo amplificar o som para superar parcialmente as deficiências associadas à perda auditiva. O aparelho é utilizado dentro ou atrás da orelha [9].

Em seguida, vamos dar uma breve descrição destes tipos de aparelhos.

1.5.1.- TIPOS DE APARELHOS DE AUXÍLIO À AUDIÇÃO:

Aparelhos de auxílio à audição podem ser categorizados de varias formas. Vamos ver dois tipos de classificação, um referente ao lugar em que é utilizado e o outro referente ao tipo de tecnologia usada [9].

De acordo com o lugar de utilização:

- 1.- *Retroauricular*: Estes aparelhos são usados atrás da orelha e são necessários quando há perdas auditivas de leves a severas (Figura 1.3a).
- 2.- *Receptor no Ouvido*: é usado no fundo do conduto auditivo, sendo que uma parte do aparelho é colocada na parte detrás do ouvido (Figura 1.3a).
- 3.- *Intrauricular*: Este aparelho está posicionado na orelha e no conduto auditivo externo. Também é utilizado em perdas auditivas de leves a severas (Figura 1.3b).
- 4.- *Intracanal*: É colocado no conduto auditivo. É utilizado em perdas auditivas leves até moderadas (Figura 1.3c).
- 5.- *Intracanal de Inserção Profunda*: Este aparelho está colocado completamente dentro do conduto auditivo e é imperceptível de fora. É usado em perdas auditivas leves até moderadas (Figura 1.3d).

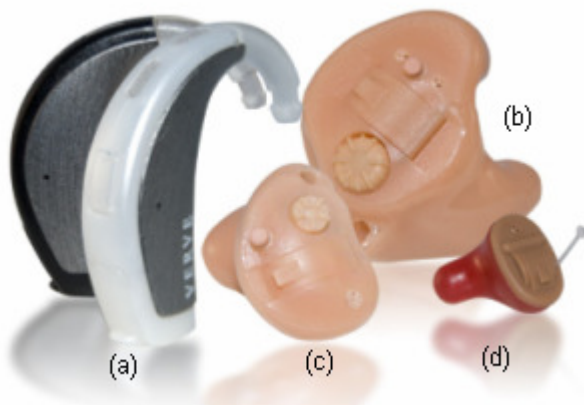


Figura 1.3: Tipos de aparelhos de auxílio à audição.

De acordo a tecnologia [9]:

1.- *Analógico*: É o aparelho de uso convencional, que dominou a indústria por muitos anos.

2.- *Analógico Programado Digitalmente (Modo Misto)*: Neste aparelho, os ajustes dos parâmetros, tais como o volume, são feitos de forma digital.

3.- *Digital*: Aparelhos disponibilizados recentemente. São caracterizados pela boa qualidade de som, distorção menor, e os ajustes da resposta são realizados em forma digital, ligando o aparelho auditivo a um computador.

1.5.2.- DIAGRAMA GERAL DE BLOCOS DE UM APARELHO DE AUXÍLIO À AUDIÇÃO:

Um aparelho auditivo torna-se bem compreendido se o representarmos como um diagrama de blocos. A partir deste diagrama podemos visualizar as funções que caracterizam cada bloco.

Independentemente da tecnologia empregada, estes aparelhos estão compostos basicamente pela estrutura mostrada na Figura 1.4 [10].

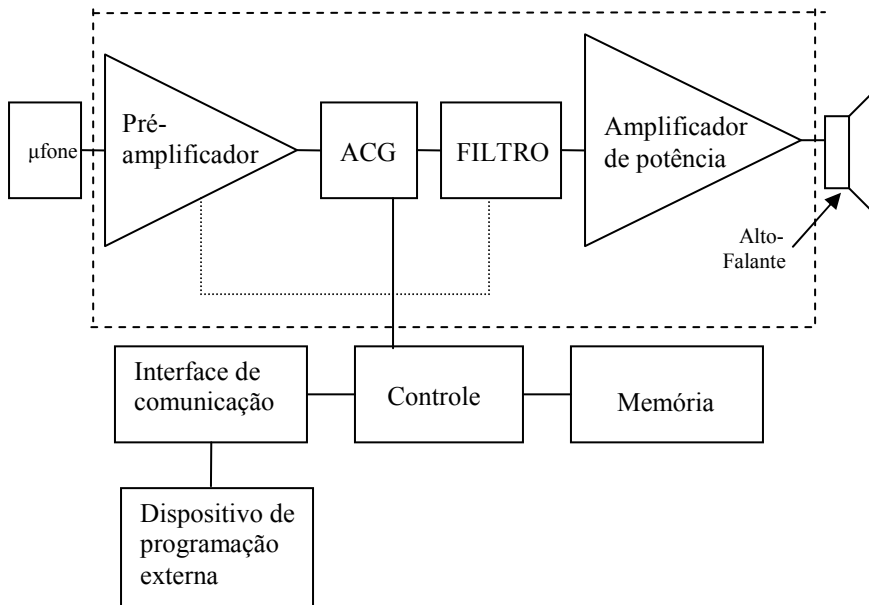


Figura 1.4.- Diagrama de blocos de um aparelho de auxílio à audição [10]. Os blocos dentro das linhas tracejadas correspondem ao núcleo deste aparelho.

A partir desta figura, podemos dizer que a estrutura básica do aparelho auditivo é formada por:

- 1.- *O Microfone*: a função deste dispositivo é converter o som em eletricidade, motivo pelo qual também é conhecido como transdutor. Este aparelho pode ser omnidirecional ou então projetado para ter uma resposta direcionada que favorece os sons que chegam de frente e atenua os sons que chegam por trás.
- 2.- *O Pré-amplificador*: providencia o ganho (em tensão ou corrente) para os baixos sinais elétricos que chegam do microfone.
- 3.- *Circuito de Controle Automático de Ganho (ACG)*: mantém o controle do nível de amplificação de acordo a amplitude da sinal de entrada.
- 4.- *O Filtro*: é usado para assegurar uma resposta em frequência apropriada, de acordo as necessidades do paciente.
- 5.- *O Amplificador de Potência*: usado para providenciar uma amplificação de potência que será aplicada aos alto-falantes.
- 6.- *O Alto-falante*: fornece som ao ouvido.

O objetivo desta dissertação é projetar o Pré-amplificador, que sempre estará presente na etapa de entrada do aparelho auditivo independente se este for analógico, programado digitalmente ou totalmente digital.

Tendo situado nosso projeto, na seguinte seção vamos estudar quais são as especificações do pré-amplificador.

1.6.- CARACTERÍSTICAS E ESPECIFICAÇÕES DO PROJETO DO PRÉ-AMPLIFICADOR:

O desenvolvimento de dispositivos médicos que serão usados para o tratamento de diferentes doenças – neste caso um aparelho auditivo – têm várias características e especificações. Seja qual for o tipo de dispositivo médico a ser desenvolvido, a maioria deles compartilham um grupo de características que são comentadas a seguir [11]:

1.- *Baixo Consumo de Potência*: todos os dispositivos médicos precisam consumir a menor energia possível, ainda mais se for um dispositivo implantável, o qual precisa ter uma bateria com maior tempo de vida.

2.- *Alta Confiabilidade*: a falha de um dispositivo médico pode ser inconveniente para o paciente, ocasionando dor.

3.- *Sinais de baixa tensão*: a maioria dos sinais dentro do corpo humano, assim como os sinais de saída dos transdutores dos dispositivos médicos, estão no intervalo dos microvolts (μV) a milivolts (mV), os quais requerem um especial cuidado na detecção e na amplificação.

4.- *Baixas Frequências*: o intervalo natural das frequências dos sinais biomédicos variam de uma fração de hertz até vários kilohertz.

5.- *Menor tamanho*: os dispositivos médicos implantáveis precisam ter o menor tamanho possível para ser o minimamente invasivos ao corpo humano.

Vamos a comentar um pouco mais detalhadamente a característica 3, que trata sobre a baixa amplitude dos sinais do corpo humano. O problema que existe em trabalhar com este tipo de sinais é que eles estão embebidos em ruído, então o maior desafio ao desenvolver estes dispositivos médicos é projetar circuitos eficientes de *baixo ruído*. Entenda-se por circuito eficiente de baixo ruído um circuito capaz de amplificar os sinais de interesse com o menor ruído possível medido na sua entrada para um consumo de potência dada [11]. O pré-amplificador que vamos projetar situa-se dentro desta característica, quer dizer, será

um circuito projetado para ter baixo ruído na sua entrada e com o menor consumo de potência possível.

Dada as características gerais do projeto que vamos desenvolver, é conveniente agora dar as especificações para nosso projeto de pré-amplificador. Estas especificações foram fornecidas principalmente pela companhia AMPLIVOX [12], que se dedica ao desenvolvimento de aparelhos de auxílio à audição. O grupo destas especificações e requerimentos é mostrado na Tabela 1.1:

Tabela 1.1: Especificações do projeto do pré-amplificador.

ESPECIFICAÇÃO	REQUISITO
Tensão de Alimentação	1.1V-1.4V
Consumo de Potência	<12 μ A
Tensão típica na entrada (saída do microfone)	\approx 500 μ V _p (60 dB _{SPL})
Intervalo de audição	40 dB
Ganho	100 (40 dB)
Resposta em frequência	<300Hz-6kHz>
Ruído na entrada	< 40 μ V _{rms} na banda <300Hz-6kHz>
Tecnologia	CMOS 0.35 μ m
Área	Não especificada
Componentes externos	Sim (capacitor na entrada do pré-amplificador)

A metodologia usada para fazer a conversão de dB_{SPL} para volts está desenvolvida no Anexo A. O valor de 60 dB_{SPL} corresponde ao nível de pressão sonora que é exercida no microfone em uma conversação coloquial.

O valor da tensão de ruído referido à entrada corresponde ao limiar de audição presente na saída do microfone. Então, uma tensão de ruído referido à entrada do amplificador superior à especificada irá deslocar para cima o limiar de audição. Por sua vez, menor ruído

referido à entrada do amplificador poderá aumentar excessivamente o consumo de energia ou tornar o projeto difícil de ser implementado [13].

Havendo concluído as especificações do projeto, na próxima seção vamos estudar às topologias existentes para os projetos de pré-amplificadores.

1.7.- TIPOS DE PRÉ-AMPLIFICADORES:

Vamos estudar nesta seção, de maneira geral, os pré-amplificadores e compará-los de acordo com o tipo de processamento que eles realizam com o sinal que o microfone lhes fornece. Este estudo vai nos servir para depois poder escolher qual será o tipo de pré-amplificador que vamos projetar de acordo com os requisitos mencionados na Tabela 1.1.

Um dos pré-amplificadores utilizados em aplicações biomédicas é do tipo chopper. A amplificação por este tipo de circuitos é bem conhecida há muito tempo, principalmente como uma técnica de cancelamento de offset. Com o desenvolvimento da tecnologia CMOS, estes circuitos têm sido usados não somente para reduzir o offset, mas também para reduzir o ruído (principalmente o ruído flicker) e o consumo de potência. Porém, a maioria dos circuitos publicados que usa esta técnica está centrada em reduzir o offset, mas a amplificação de sinais biológicos nos dispositivos médicos implantáveis não requerem um offset extremamente baixo [11].

Na Tabela 1.2 fazemos uma comparação dos resultados obtidos mediante esta técnica. Estes circuitos têm sido usados para aplicações biomédicas, com ênfase em amplificação de sinais nervosos (eletroencefalograma ENG). Esta aplicação pode parecer distante de nosso trabalho, mas é importante ver o desempenho destes circuitos, caso sejam eleitos para nossa aplicação.

Tabela 1.2: Comparação dos resultados dos circuitos tipo Choppers.

REQUISITO	Ref. [14]	Ref. [15]	Ref. [11]
Tecnologia Usada	0.7 μm	0.18 μm	1.5 μm
Tensão de alimentação	5 V	1.8 V	5 V
Ruído na entrada	387 nVrms <DC-3kHz>	3 μVrms <100Hz-5kHz>	118 nVrms <DC-5kHz>
Consumo	1.3 mW	25 μW	28 mW
Área	2.7 mm ²	---	1 mm ²

O circuito com melhor desempenho poderia ser aquele da referência [11], situando-se assim como um forte candidato para ser usado no nosso projeto. Porém, dois problemas podem ser apontados a partir deste circuito de acordo com os requisitos dados na tabela 1.1:

- *Elevado consumo de área*: o alto consumo de área deste circuito ocorre devido ao uso de capacitores integrados, que representam mais do 90% da área total. Esta área pode ser reduzida se forem utilizadas técnicas de escalamento de capacitâncias [16], mas o problema destes escalamentos é o aumento de offset e do ruído, dependendo da topologia de escalamento usada [17].

- *Alto consumo de potência*: de acordo com nossos requerimentos, o consumo deste circuito ultrapassa o consumo estipulado na tabela 1.1. Porém, este consumo pode reduzir se aumentarmos o tamanho dos transistores, polarizando-os na inversão fraca. Mas se aumentarmos o tamanho dos transistores, vamos aumentar o consumo de área, ultrapassando novamente o requisito estipulado na Tabela 1.1.

Pode-se concluir então que a técnica de amplificação por choppers, mesmo sendo uma solução elegante para o cancelamento de offset e do ruído flicker, não atende nossos requisitos de consumo de área e potência.

Outras formas de pré-amplificação em tecnologia CMOS envolvem o uso do transistor ou de combinação de transistores para implementar conversores tensão-corrente e/ou corrente-tensão necessários à amplificação do sinal. Os problemas na implementação

dos conversores são usualmente os de linearidade e ruído aceitáveis para uma dada restrição de área e consumo.

Na Tabela 1.3 mostramos e comparamos os desempenhos de alguns pré-amplificadores CMOS para aparelhos auditivos.

A referência [19] usa a corrente de saída de um microfone JFET em vez de uma tensão. Esta corrente é recebida na entrada de um amplificador de transimpedância, e é processada por um resistor de realimentação R_f em DC.

A referência [20] usa três OTAs para construir o pré-amplificador, onde o OTA de entrada é polarizado como resistor que mantém o ponto de operação do pré-amplificador. Os outros OTAs são totalmente diferenciais e estão linearizados.

Tabela 1.3: Comparação da performance entre os circuitos pesquisados para auxílio à audição.

REQUISITO	Ref. [19]	Ref. [20]	Ref. [21]
Tecnologia usada	1.5 μm	1.2 μm	0.35 μm
Tensão de Alimentação	2.8V	$\pm 1.5\text{V}$	1.4V
Ganho	20 dB	20 dB	22 dB
Ruído referido à entrada	10 μVrms <10Hz-10kHz>	30 μVrms <10Hz-10kHz>	5.7 μVrms <10Hz-10kHz>
Consumo	36 μW	24 μW	5.2 μW

A referência [21] usa um amplificador de transimpedância, onde o ganho está determinado por um resistor de realimentação. Este circuito usa um microfone JFET.

De acordo com nossos requisitos, as referências [19] e [20] não são adequadas às especificações da alimentação nem de ganho. No entanto, a referência [21] parece estar mais perto de nossas especificações. O requisito mais restritivo dentre as especificações é a tensão de alimentação que terá de estar na faixa de <1.4 V-1.1 V>, segundo a Tabela 1.1. Devido a este requisito, nós fizemos opção pelo

processamento em corrente para manter as variações de tensão em baixos valores. Trabalhos em processamento de sinal em modo corrente têm sido reportados em [22], onde se trabalha para baixa tensão de alimentação (abaixo de 1V).

O diagrama de blocos para o processamento do sinal em corrente, é mostrado na figura a seguir:

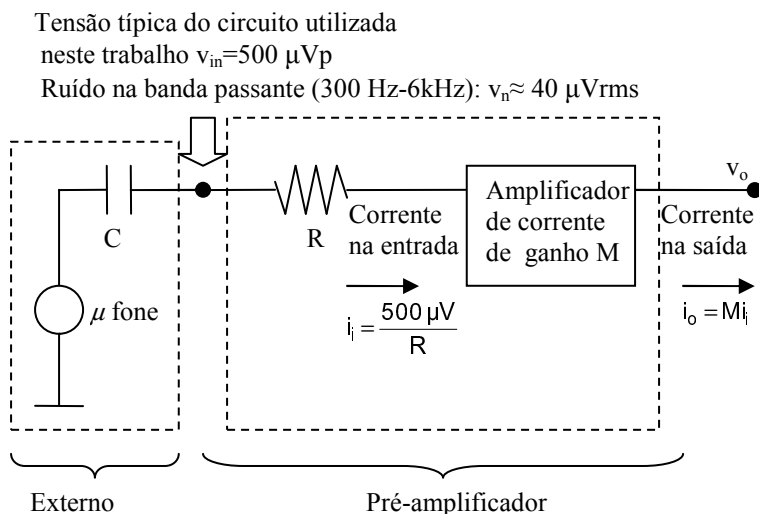


Figura 1.5: Diagrama geral de blocos do circuito pré-amplificador em modo corrente.

Vamos mencionar as principais características deste diagrama de blocos:

- 1.- Possui elementos externos ao circuito integrado (microfone e capacitor). No terminal do capacitor vamos ter uma tensão típica de $500 \mu V_p$, que corresponde aos 60 dB_{SPL} (conversa o coloquial) e um ruído de $40 \mu V_{rms}$, que corresponde ao limiar audível do aparelho (40 dB_{SPL}).
- 2.- Na entrada do pré-amplificador temos um resistor que converter  o sinal da tensão fornecida pelo microfone em um sinal de corrente. Esta resistência poderá ser projetada com o transistor MOS polarizado na região triodo, porque para tensão pequena o MOSFET opera como um resistor sem comprometer a linearidade. A vantagem de utilizar o

MOSFET como elemento resistivo é a simplicidade de ajuste no valor da resistência através da mudança na polarização.

3.- O sinal de corrente será depois processado por um amplificador de corrente. Um ganho de até 100 (40 dB) deverá ser obtido por este circuito.

2.- MODELAGEM DO MOSFET E DO PRÉ-AMPLIFICADOR:

2.1.- INTRODUÇÃO:

Neste capítulo vamos introduzir brevemente a modelagem do ruído do transistor MOS que será usado para o projeto do pré-amplificador. Para este objetivo, usaremos o modelo ACM (Advanced Compact Mosfet), descrito nas referências [23], [24], [25] e [26].

Depois iremos projetar a resistência de entrada com o transistor MOS. A seguir, vamos apresentar e analisar o estágio do circuito pré-amplificador; depois iremos obter relações de ruído, tanto térmico como flicker, referidos à entrada do circuito.

2.2.- MODELO DE RUÍDO NO TRANSISTOR MOS:

O ruído no transistor MOSFET é usualmente modelado por um transistor ideal sem ruído, com uma fonte de corrente de ruído em paralelo entre os terminais da fonte e do dreno, tal como mostrado na Figura 2.1:

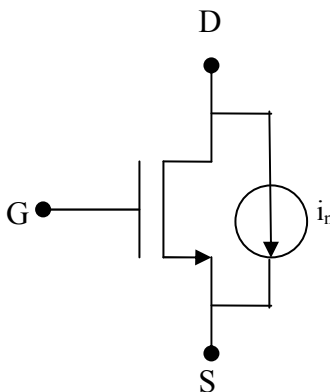


Figura 2.1: Modelo de ruído para o transistor MOS.

Temos duas fontes principais de ruído nos transistores MOS, as quais têm diferentes origens [11], [17]:

1.- RUIDO TÉRMICO:

O ruído térmico também é conhecido como ruído branco e está presente em equilíbrio térmico (em ausência de corrente) em qualquer resistor. Isto se deve ao fato de que os elétrons colidem aleatoriamente com os átomos do resistor, termicamente agitados [25].

Para um transistor MOS, o ruído térmico é gerado pelo movimento térmico aleatório de portadores no canal [11]. Assim, para um transistor MOS, o modelo da densidade espectral de potência de corrente de ruído é [25], [26]:

Na região de triodo, para baixos valores de V_{DS} desde a inversão fraca até a inversão forte, é:

$$S_{it}(f) = \frac{\overline{i_n^2(t)}}{\Delta f} = 4k_B T g_{ms} \quad (2.1)$$

Note-se que esta expressão é equivalente ao ruído de um resistor.

Na região de saturação:

$$S_{it}(f) = \frac{\overline{i_n^2(t)}}{\Delta f} = 4\gamma k_B T g_m \quad (2.2)$$

onde:

k_B : constante de Boltzman.

T: Temperatura.

Δf : largura de banda onde o ruído é medido

n: fator de rampa (usualmente 1.3-1.5)

g_m : transcondutância de porta do MOSFET

g_{ms} : transcondutância de fonte do MOSFET

γ : constante de proporcionalidade ($\gamma=1/2$ para inversão fraca e $\gamma=2/3$ para inversão forte [11], [13], [25]).

2.- RUÍDO FLICKER:

É comumente aceito que a origem deste tipo de ruído se deve principalmente às flutuações do número de portadores e à flutuação da mobilidade, que ocorre devido à captura e soltura dos portadores nos estados de energia, conhecidos também como defeitos, que estão perto da interface óxido-semicondutor [11], [17], [23].

No momento de projetar nosso pré-amplificador, usaremos o seguinte modelo de ruído flicker [13], [17], [25], [26]:

$$S_{i(1/f)}(f) = \frac{\overline{i_n^2(1/f)}}{\Delta f} = \frac{K_{F(\text{MOS})} g_m^2}{C'_{\text{ox}}(WL)} \left(\frac{1}{f} \right) \quad (2.3)$$

onde

$$K_{F(\text{MOS})} = \frac{q^2 N_{\text{ot}}}{C'_{\text{ox}}} \quad (2.4)$$

q: carga do elétron

C'_{ox} : capacitância do óxido por unidade de área.

N_{ot} : número efetivo de armadilhas de interface/unidade de área [17].

W: Largura do canal.

L: Comprimento do canal.

É importante enfatizar que os transistores MOS polarizados na região do triodo não possuem ruído flicker.

3.- RUÍDO TOTAL NA ENTRADA:

A tensão de ruído referida à entrada (em V_{rms}) é obtida dividindo as contribuições do ruído térmico e do flicker pela transcondutância do transistor elevada ao quadrado (g_m^2), isto é:

$$\text{Para ruído térmico: } S_{v(\text{th})}(f) = \frac{\overline{v_n^2(\text{th})}}{\Delta f} = \frac{4n\gamma k_B T}{g_m} \quad (2.5)$$

$$\text{Para ruído flicker: } S_{v(1/f)}(f) = \frac{\overline{v_n^2(1/f)}}{\Delta f} = \frac{K_{F(\text{MOS})}}{C'_{\text{ox}}(WL)} \left(\frac{1}{f} \right) \quad (2.6)$$

onde $g_m = g_{ms}/n$. O ruído total (rms) é obtido por integração na banda passante $\langle f_1 - f_2 \rangle$:

$$\overline{v_{n(rms)}^2} = \frac{A}{g_m} + \frac{B}{WL} = \underbrace{\frac{A}{(g_m/I_D)I_D}}_{\text{Ruído térmico}} + \underbrace{\frac{B}{WL}}_{\text{Ruído flicker}} \quad (2.7)$$

onde:

$$A = \gamma n k_B T (f_2 - f_1)$$

$$B = \frac{K_{F(MOS)}}{C_{ox}} \ln\left(\frac{f_2}{f_1}\right)$$

De acordo com a relação (2.7), podemos obter as seguintes conclusões:

- Para minimizar o ruído térmico com um consumo de corrente I_D fixo, o transistor deve estar polarizado na inversão fraca ou fraca-moderada, onde se dispõe do máximo g_m/I_D [27]. Uma redução adicional de ruído requer um incremento de corrente de polarização e, com isto, o circuito vai consumir mais potência.
- Para reduzir o ruído flicker, os transistores devem ser grandes (L e W devem ser grandes).

2.3.- O TRANSISTOR MOS OPERANDO COMO RESISTOR:

O valor da resistência do MOSFET está dado pela seguinte relação (ver anexo C):

$$R = \frac{1}{g_{ms}} = \frac{\phi_t}{2I_{SQ}(\sqrt{1+i_f}-1)} \left(\frac{L}{W}\right) \quad (2.8)$$

Onde i_f corresponde à corrente normalizada que fixa o nível de inversão. Esta corrente será [25], [26]:

- $i_f < 1$, para inversão fraca
- $1 \leq i_f \leq 100$, para inversão moderada
- $i_f > 100$, para inversão forte

I_{SQ} é a corrente de normalização para um transistor quadrado (I_S para $W=L$) [24], e ϕ_t é a tensão termodinâmica. Seguindo os precedimentos de extração da referência [28], obtivemos por simulação que $I_{SQ}=20nA$ para PMOS e $I_{SQ}=76nA$ para NMOS.

É importante mencionar que os transistores são dispositivos não lineares. Muitas técnicas de linearização têm sido propostas para filtros integrados, mas todas elas estão baseadas na operação quase estática do transistor [29] e *não trabalham em frequências onde a natureza distribuída do transistor se torna dominante*. Porém, com respeito à linearidade, nossa aplicação terá uns poucos milivolts como sinal de entrada, o qual não vai comprometer a linearidade do MOSFET operando como resistor.

Note-se que a resistência depende do nível de inversão i_f , da largura W e do comprimento do canal L .

2.3.1.- DIMENSIONAMENTO DO TRANSISTOR MOS:

Tendo a relação que governa o comportamento do transistor MOS como resistência, pode-se agora projetar este dispositivo para uma resistência R desejada.

O fluxo de projeto da resistência R é indicado na Figura 2.2, consistindo das seguintes etapas:

- 1.- Fixar o valor da resistência.
- 2.- Fixar o nível de inversão i_f .
- 3.- Arbitrar o comprimento do canal L de acordo os requisitos de área, para depois encontrar o largura do canal W .
- 4.- Encontrar a corrente de polarização de acordo com a expressão $I_{BIAS}=I_{SQ}i_f(W/L)$ [24], [25], [26]. A utilização da fonte de corrente I_{BIAS} para polarizar o MOSFET que opera como conversor tensão-corrente será explicada a seguir.

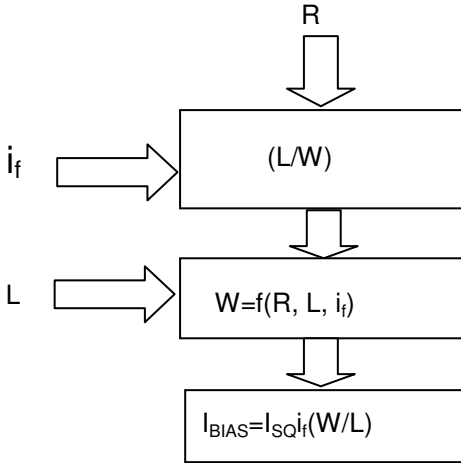


Figura 2.2: Fluxo de projeto da resistência MOS.

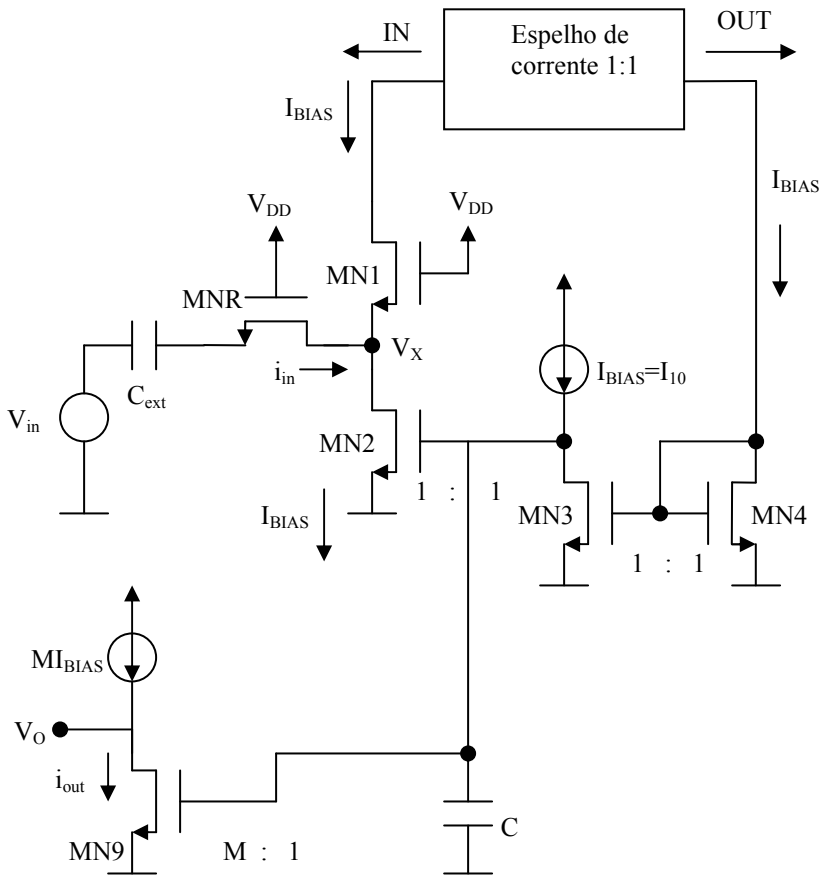
Nas seções seguintes vamos determinar o valor de resistência necessário às especificações de consumo e ruído térmico.

2.4.- TOPOLOGIA DO PRÉ-AMPLIFICADOR:

O esquema do pré-amplificador é mostrado na Figura 2.3. Este circuito está baseado na referência [22]. A corrente de operação dos transistores do circuito, à exceção do transistor de saída MN9, é igual a I_{BIAS} .

A corrente de entrada i_{in} é fornecida pela transformação de tensão-corrente que se fez com a resistência MNR, que é o transistor MOS polarizado na região de triodo. Este é projetado com a metodologia proposta na seção anterior.

O valor de I_{BIAS} impõe um valor de V_X à tensão dc no transistor de entrada MNR de modo a estabelecer o valor da resistência de entrada do pré-amplificador. Os transistores MN1 e MNR são casados; portanto, como estão polarizados com as mesmas tensões de porta e de fonte, o valor da resistência de MNR é igual a $1/g_{ms1}$. Os detalhes sobre o cálculo do valor de I_{BIAS} para estabelecer o valor da resistência de entrada serão vistos na seção 3.2.1.



(a)

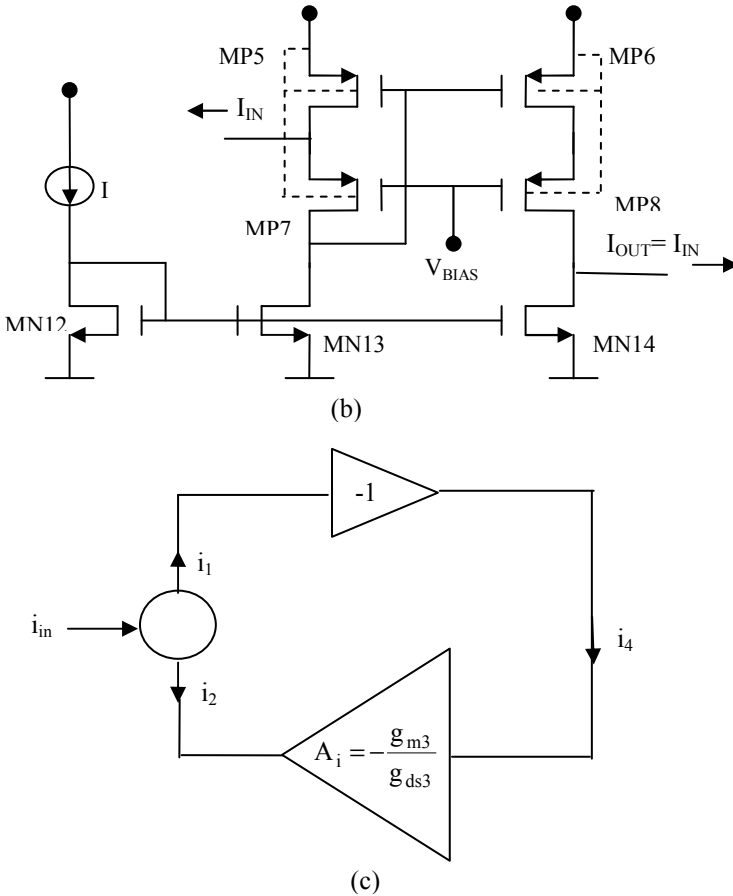


Figura 2.3: Circuito pré-amplificador, (a) circuito geral, (b) esquemático do circuito espelho de corrente 1:1 e (c) diagrama de blocos do amplificador de corrente.

O amplificador de corrente pode ser analisado através do diagrama de blocos da figura 2.3(c). Os blocos representados por triângulos são amplificadores de corrente de ganho -1 , correspondente ao bloco designado espelho de corrente enquanto o segundo amplificador de corrente, constituído por MN3, MN3 e MN4, tem ganho inversor $A_1 = -g_{m3}/g_{ds3}$ pois uma corrente crescente em MN4 produz uma tensão crescente de v_{g3} que, por sua vez, produz uma redução de tensão

$v_{d3} = -(g_{m3}/g_{ds3})v_{g3}$ que, aplicada à porta de MN2 produz redução na corrente $i_2 = -(g_{m3}/g_{ds3})i_4$.

Assim, em malha fechada temos que $i_{in} = i_1 + i_2 = i_1 + A_i i_1 = (1 + A_i) i_1$, e $i_2 = A_i i_{in} / (1 + A_i) \approx i_{in}$. Desta forma, praticamente toda a variação da corrente de entrada é transferida para MN2 e a tensão v_x fica praticamente constante uma vez que a corrente $i_1 = (i_{in} / (1 + A_i)) \ll i_{in}$.

Como resultado, a capacitância C vai carregando até que praticamente toda variação da corrente da entrada seja transferida para MN2. Desta forma, após um certo tempo, a corrente no transistor de saída MN9 passa a ser igual a M vezes a corrente de entrada. O cálculo da resistência de entrada do circuito e da função de transferência do ganho de corrente do circuito são vistos na seção a seguir.

Esta capacitância C determina o polo dominante deste circuito. Com um ganho de 40 dB em corrente, precisamos dividir o transistor MN9 em 100 transistores em paralelo na saída, o qual já tem sido projetado com um valor de corrente de $I_{D9} = M I_D$, onde $M = 100$. Por tanto $C = C_{gs9} + C_{gs2} + C_{gd2} + C_{gd9} + C_{gb2} + C_{gb9} + C_{gd3} + C_{db3} \approx C_{gs9} + C_{gb9}$. Agora, quanto mais perto se esteja trabalhando da inversão fraca, mais importante será a contribuição de C_{gb} , ou $C \approx M C_{gb9}$.

A fonte de corrente do pré-amplificador pode, em nosso caso, ser gerada de duas formas distintas:

- 1.- Através de uma fonte de corrente externa ao circuito integrado.
- 2.- Através de um circuito gerador de corrente totalmente integrado [30], [31].

A decisão de também incluir a fonte externa de polarização foi adotada para permitir alguma forma de ajuste simples no momento do teste do chip.

Estas duas formas de gerar corrente são mostradas a seguir:

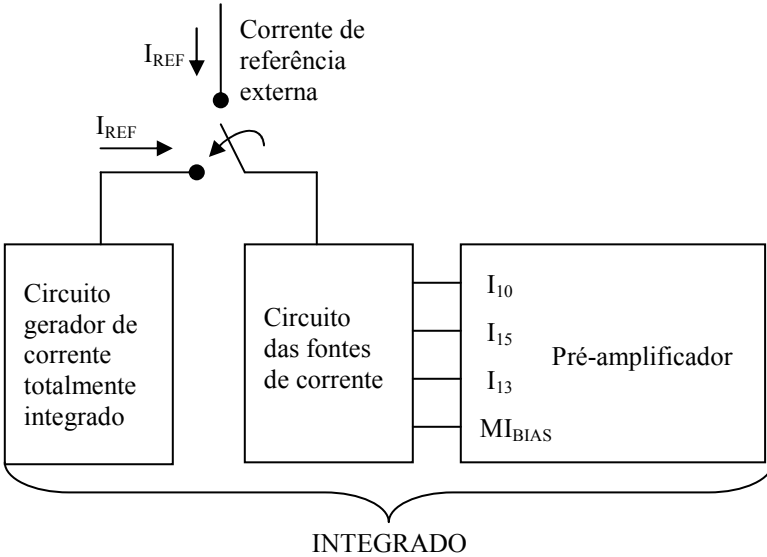


Figura 2.4: Visualização do esquema de polarização do circuito pré-amplificador.

2.4.1.- CÁLCULO DA RESISTÊNCIA DE ENTRADA E DA FUNÇÃO DE TRANSFÊRENCIA DO CIRCUITO:

Para o cálculo da resistência de entrada e da função de transferência utilizamos o modelo de pequenas sinais representado na Figura 2.5. Este modelo é apresentado no Anexo B.

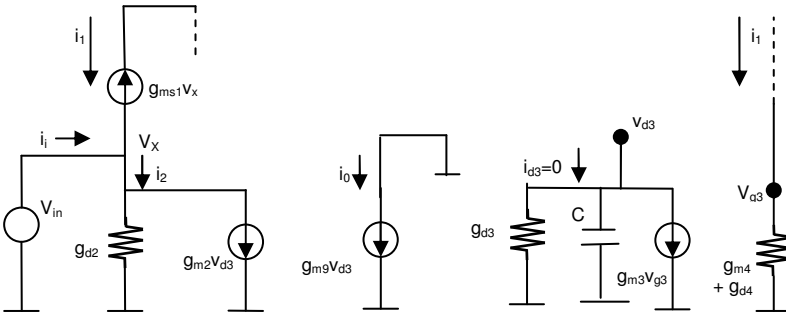


Figura 2.5: Circuito de pequeno sinal para o cálculo da resistência de entrada.

O espelho de corrente é um espelho com cópia 1:1 e introduz singularidade muito acima da singularidade dominante do primeiro bloco. O polo dominante é determinado pela capacitância C do nó v_{d3} de alta impedância.

De acordo com o circuito da Figura 2.5, chegamos à seguinte impedância de entrada do amplificador de corrente:

$$Z_{in} = \frac{v_{in}}{i_{in}} = \frac{1}{g_{ms1} \left\{ 1 + \left[\left(\frac{g_{d2}}{g_{ms1}} \right) + \left(\frac{g_{m3}}{g_{d3} + sC} \right) \left(\frac{g_{m2}}{g_{m4} + g_{d4}} \right) \right] \right\}} \quad (2.9)$$

Se trabalhamos em baixa frequência e já que estamos em saturação, podemos assumir que $g_{m4} \gg g_{d4}$, $g_{d2}/g_{ms1} \ll 1$ e $g_{m3} = g_{m4}$ (espelho M_3 e M_4 possuem cópia 1:1) esta relação pode ser expressa da seguinte forma:

$$Z_{in} = \frac{1}{g_{ms1} \left[1 + \left(\frac{g_{m2}}{g_{d3}} \right) \right]} \approx \left(\frac{1}{g_{ms1}} \right) \left(\frac{1}{g_{m3}/g_{d3}} \right) \quad (2.10)$$

pois $(g_{m2}/g_{d3}) \gg 1$ e $g_{m3} = g_{m2}$.

A partir do mesmo circuito da Figura 2.5, obtemos a função de transferência do circuito pré-amplificador:

$$\frac{i_o}{i_i} = \frac{\left(\frac{g_{m9}}{g_{m2}} \right)}{\left[1 + \frac{(g_{m4} + g_{d4})(g_{d3} + sC)}{g_{m2}g_{m3}} \left(1 + \left(\frac{g_{d2}}{g_{ms1}} \right) \right) \right]} \quad (2.11)$$

Para um ganho de corrente M temos:

$$\begin{aligned} g_{m9} &= Mg_{m2} \\ C &= MC_u \end{aligned} \quad (2.12)$$

Onde C_u é a capacitância unitária $C_{gsu} + C_{gbu}$ de um único transistor dentre os M transistores de saída.

Substituindo as duas últimas expressões na relação (2.11) vamos obter:

$$\frac{i_o}{i_i} = \frac{M}{\left[1 + \frac{(g_{m4} + g_{d4})(g_{d3} + sMC_u)}{g_{m2}g_{m3}} \left(1 + \left(\frac{g_{d2}}{g_{ms1}} \right) \right) \right]} \quad (2.13)$$

Com as mesmas simplificações utilizadas para o cálculo de Z_{in} , chegamos a:

$$\frac{i_o}{i_i} \approx \frac{M}{\left[1 + M \left(\frac{SC_u}{g_{m2}} \right) \right]} \quad (2.14)$$

A frequência de corte de 3dB deste pré-amplificador será:

$$f_{-3dB} = \frac{1}{2\pi} \left(\frac{g_{m2}}{MC_u} \right) \quad (2.15)$$

Esta frequência de corte deve estar acima da frequência de corte superior (6 kHz) especificada na Tabela 1.1.

2.4.2.- CÁLCULO DA TENSÃO DE RUÍDO REFERIDA À ENTRADA DO PRÉ-AMPLIFICADOR:

Nesta seção vamos obter a expressão da tensão de ruído referida à entrada do circuito. O desenvolvimento para o cálculo da corrente de ruído na saída é apresentado no anexo C.

Uma observação a ser feita é que a contribuição de ruído dos transistores MP7 e MP8 da configuração do espelho cascode é desprezível [26].

A corrente de ruído referida à entrada (Anexo D) é dada por:

$$\overline{i_{iT}^2} \approx \left[\overline{i_{nR}^2} + \overline{i_{n1}^2} + \overline{i_{n2}^2} + 4 \sum_J \overline{i_{nJ}^2} \right] \quad (2.16)$$

Onde i_{IT} é a corrente de ruído na entrada do pré-amplificador completo.

O subscrito J refere-se aos transistores MN3, MN4, MP5, MP6, MP10, MN13, MN14. A partir desta relação, podemos achar as relações de ruído térmico e flicker do pré-amplificador projetado.

1.- EXPRESSÃO PARA O RUÍDO TÉRMICO:

Para obter a relação de ruído térmico, vamos substituir as equações (2.1) e (2.2), e considerar o ruído de cada transistor, na relação (2.16). Assim, vamos obter a seguinte expressão:

$$\overline{i_{IT}^2} = 4 \phi_Q \left[g_{msR} + Y \left(g_{m1} + g_{m2} + 4 \sum_J g_{mJ} \right) \right] = 4 \phi_Q \left[g_{ms1} + Y \left(g_{m1} + g_{m2} + 4 \sum_J g_{mJ} \right) \right] \quad (2.17)$$

Como MMR e MN1 são idênticos e polarizados com o mesmo nível de inversão na fonte, então $g_{msR} = g_{ms1} = g = 1/R$.

Então, podemos escrever:

$$\overline{i_{IT}^2} = g_{msR}^2 \overline{v_n^2} = g_{ms1}^2 \overline{v_n^2} = \left(\frac{1}{R^2} \right) \overline{v_n^2} \quad (2.18)$$

Se substituirmos esta última relação na equação (2.17) e se fazemos que $g_m = g_{ms}/n$ [25], [26], nos transistores saturados da relação (2.17), vamos obter finalmente a densidade espectral da tensão de ruído térmico na entrada do circuito:

$$S_{Vt} = \frac{\overline{v_{nt}^2}}{\Delta f} = 4 \phi_t q R^2 \left[g_{msR} + \frac{Y}{n} \left(g_{ms1} + g_{ms2} + 4 \sum_J g_{msJ} \right) \right] \quad (2.19)$$

A partir desta relação podemos ver que, uma das medidas que podemos tomar para reduzir o ruído térmico é projetar para uma resistência R de baixo valor. Entretanto, isto implica um aumento de I_{BIAS} e, portanto, um aumento de consumo, o qual poderia comprometer o compromisso deste requisito segundo a Tabela 1.1.

2.- EXPRESSÃO PARA O RUÍDO FLICKER (1/f):

Se substituirmos na relação (2.16) na equação (2.3) para cada transistor, vamos obter a seguinte expressão da corrente ruído flicker na entrada do circuito:

$$S_{V(1/f)} = \frac{\overline{v_n^2(1/f)}}{\Delta f} = R^2 \left[\frac{K_{F(MOS)}}{C_{ox}'} \left[\frac{g_{m1}^2}{(WL)_1} + \frac{g_{m2}^2}{(WL)_2} + 4 \sum_j \frac{g_{mJ}^2}{(WL)_J} \right] \right] \left(\frac{1}{f} \right) \quad (2.20)$$

A partir desta última relação podemos ver que, para reduzir o ruído flicker pode ser preciso projetar transistores com áreas grandes. Note-se que da relação (2.20) que não está em função de g_{ms1} , já que o ruído flicker do transistor MNR é zero pois a corrente DC através do mesmo é zero.

3.- PROJETO DO PRÉ-AMPLIFICADOR:

3.1.- INTRODUÇÃO:

Neste terceiro capítulo vamos projetar o circuito do pré-amplificador a partir das relações desenvolvidas no capítulo anterior. Vamos dividir o projeto em quatro partes:

- 1.- *O projeto da resistência de entrada.*
- 2.- *O projeto do circuito amplificador de corrente.*
- 3.- *O projeto do circuito dos espelhos de corrente.*
- 4.- *O projeto da fonte de corrente totalmente integrada [30], [31].*

Após projetado o circuito, passaremos às simulações para depois mostrar o leiaute.

Por último, vamos mostrar o desempenho total do circuito em comparação aos circuitos pesquisados na Tabela 1.3.

3.2.- PROJETO DO PRÉ-AMPLIFICADOR:

Para o projeto do pré-amplificador vamos supor inicialmente que a contribuição dominante para o ruído na banda passante é a do ruído térmico. Se no processo de simulação observamos que a contribuição do ruído $1/f$ é significativa, podemos aumentar as áreas dos transistores do segundo estágio para diminuir a contribuição do ruído ao circuito total.

Então, a partir desta consideração, vamos trabalhar com a relação (2.19) e fazer uma varredura do ruído térmico (V_{nt}) versus a resistência de entrada, para varias correntes I_{BIAS} . Os transistores do amplificador de corrente estarão polarizados na inversão fraca ou fraca-moderada com $i_f \leq 2$.

De acordo com a expressão (2.19) obtemos o seguinte gráfico para o ruído integrado na banda passante $\langle 300 \text{ Hz} - 6 \text{ kHz} \rangle$:

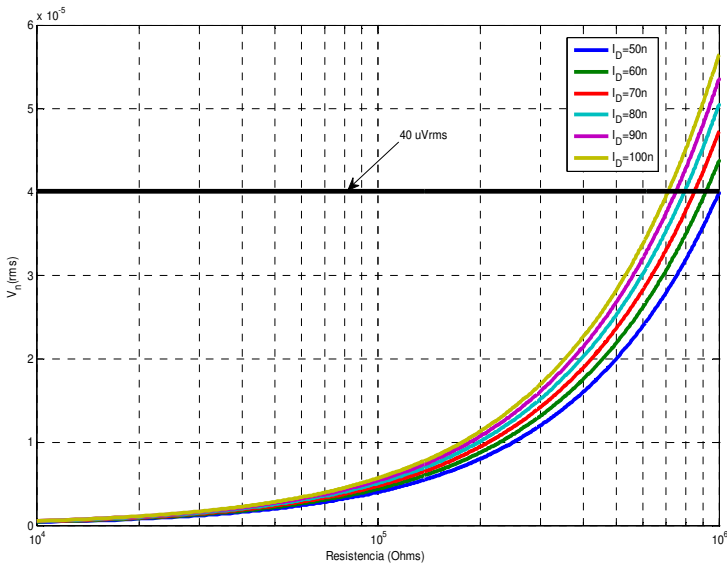


Figura 3.1: Ruído V_m referido à entrada versus resistência MNR.

A partir deste gráfico podemos obter as seguintes observações e conclusões a partir da valor da resistência e do ruído:

- 1.- Para um alto valor de resistência de entrada, vamos ter um ruído maior, mas menor corrente de polarização.
- 2.- Para um baixo valor de resistência, vamos ter um ruído menor, mas também a corrente de entrada ($\hat{i}_{in} = v_{in}/R$) será maior, fazendo que a corrente de polarização seja maior, o qual poderia se tornar proibitivo desde o ponto de vista do consumo.

Então o valor definido para esta resistência é de 400 k Ω . Resistências maiores gerariam ruído maior, enquanto que resistências menores, o consumo poderia se tornar proibitivo.

A partir das transformações de dB_{SPL} a volts que estão dadas no anexo A, podemos obter os níveis de corrente do pré-amplificador. Estes níveis de corrente, indicados abaixo, correspondem à transformação da tensão que fornece o microfone, em corrente, através do MOSFET polarizado como resistência de valor R=400 k Ω :

Tabela 3.1: Intervalo de tensões e correntes de entrada do pré-amplificador.

ENTRADA	TENSÃO DE ENTRADA V_{in}	CORRENTE DE ENTRADA $I_{in} = \frac{V_{in}}{R}$
90 dB _{SPL}	16 mV	40 nA
60 dB _{SPL}	500 uV	1.25 nA
40 dB _{SPL}	40 uV	140 pA

Portanto, para poder garantir o bom funcionamento do pré-amplificador, temos que polarizá-lo com uma corrente maior que 40 nA; para nosso caso, verificamos que $I_{BIAS} > 2i_f$, para a condição de 90 dB_{SPL} de entrada.

3.2.1.- PROJETO DA RESISTÊNCIA:

Para o projeto da resistência $R=400\text{ k}\Omega$, adotamos $i_f=2$. Esta escolha também obedece a necessidade de trabalhar com baixas tensões de alimentação, porque se trabalharmos com níveis de inversão fraco, fraco-moderado as tensões de saturação dos transistores serão baixas, consumindo pouco desta tensão de alimentação. De acordo com isto, o fluxo de projeto da Figura 2.3 será:

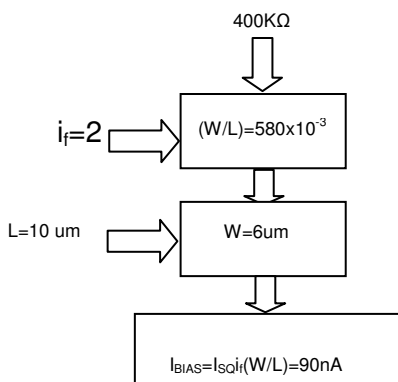


Figura 3.2: Fluxo de projeto da resistência.

Na figura seguinte mostramos o circuito que usaremos para simular a resposta da resistência de entrada onde vamos observar a linearidade do MOSFET operando como resistência.

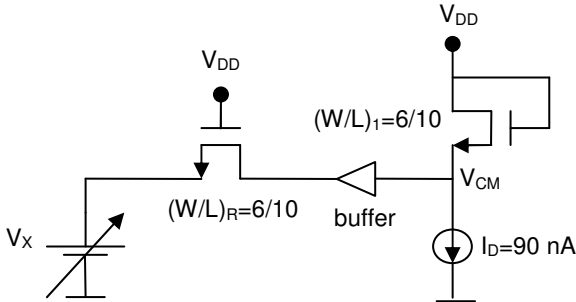
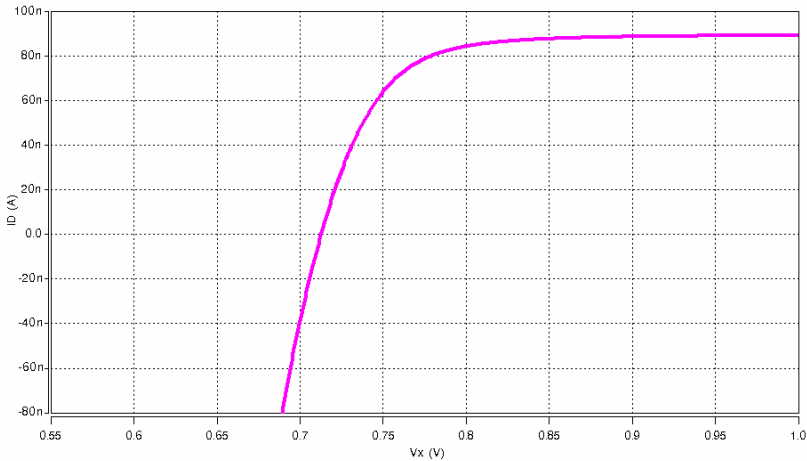
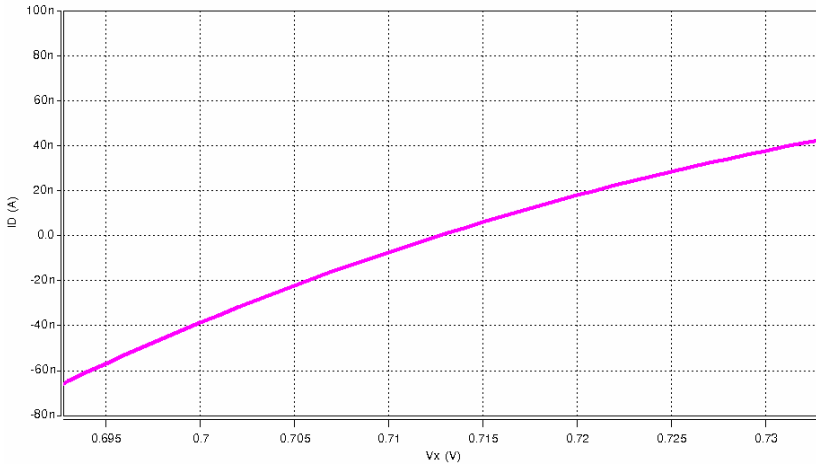


Figura 3.3: Circuito usado para simular a resposta da resistência implementada com MOSFET.

A simulação do circuito da Figura 3.3 é apresentada na Figura 3.4. Da Figura 3.4 (b), observamos razoável linearidade de acordo as máximas excursões que precisamos, as quais são inferiores a 20 mVp, que corresponde a um valor maior que o máximo nível de tensão na entrada (16 mVp ou 90 dB_{SPL}).



(a)



(b)

Figura 3.4: (a) Simulação do circuito da Figura 3.3 de acordo as relações de aspecto encontradas. (b) ampliação de ± 20 mV em torno a $I_D=0$.

3.2.2.- PROJETO DO AMPLIFICADOR DE CORRENTE:

Para o projeto do pré-amplificador, utilizamos um nível de inversão $i_f \leq 1$ para todos os transistores, à exceção de MN1. Tal escolha conduziu a valores aceitáveis para o projeto no que se refere ao consumo, ao ruído, e à área de silício. É necessário dizer que esta escolha também obedece a necessidade de trabalhar com baixas tensões de alimentação, porque se trabalharmos com níveis de inversão fraco, fraco-moderado as tensões de saturação dos transistores serão baixas, consumindo pouco desta tensão de alimentação.

Utilizando a relação $(W/L)=I_D/(I_{SQ}i_f)$ [24], [25], [26], temos então a seguinte tabela de dimensionamento e características dos transistores do segundo estágio. Note que estamos também incluindo o dimensionamento do transistor MNR e dos transistores MP10 e MP11, que são a representação real da fonte de corrente I_{10} da Figura 2.4(a).

Tabela 3.2: Dimensionamento e características dos transistores do amplificador de corrente e da resistência.

TRANSISTOR	I_D (nA)	i_f	(W/L)	(W/L) _u	Arranjo dos transistores unitários (W/L) _u
MNR	---	2	6/10	---	---
MN1	90	2	6/10	---	---
MN2	90	0.5	7/3	---	---
MN3	90	0.5	7/3	---	---
MN4	90	0.5	7/3	---	---
MN9	9000	0.5	700/3	7/3	100 paralelo
MP10	90	0.5	18/2	---	---
MP11	90	0.5	18/2	---	---

Dimensionamento do espelho de elevada excursão:

Este circuito será usado devido à baixa tensão de alimentação. Num espelho de corrente convencional, o sinal I_{in} é aplicado diretamente à porta do MOSFET. No caso de um espelho PMOS, à diferença de tensão em relação a V_{DD} é de aproximadamente $|V_{TOP}|$ para operação no limiar da inversão fraca. Por sua vez, no espelho da Figura 3.5, o sinal de entrada é aplicado ao dreno de MP5, polarizado no limiar da região de saturação. Caso fosse adotado o espelho convencional, o transistor MN1 (Figura 2.3) iria operar fora da região de saturação, provocando alteração no valor de V_X e, conseqüentemente, no valor da resistência R responsável pela conversão V-I.

Na Figura 3.5(a) mostramos a implementação deste espelho de corrente e da tensão V_{BIAS} (Fig. 3.5b).

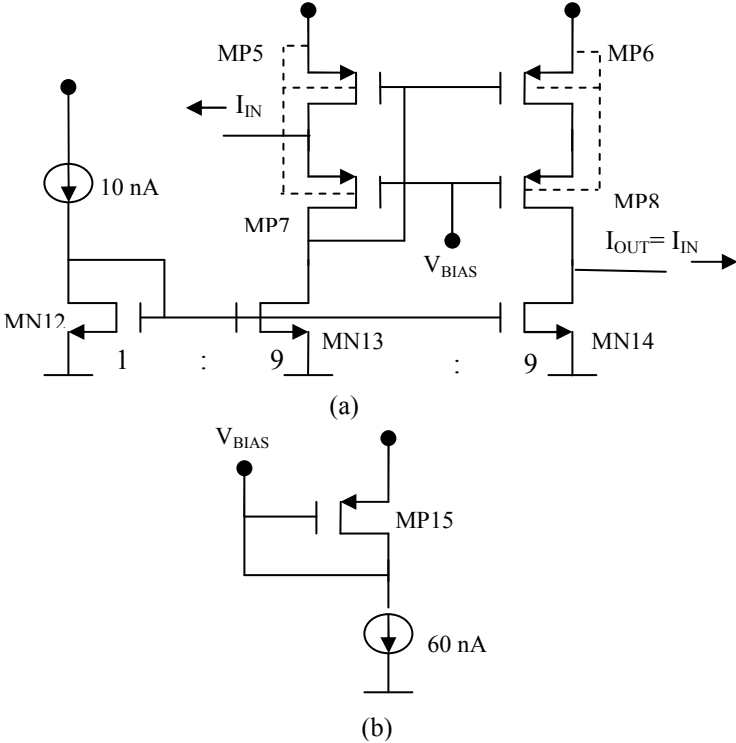


Figura 3.5: (a)Espelho de corrente para baixa tensão de alimentação, (b) implementação da fonte de tensão V_{BIAS} com transistores.

Etapas do projeto:

- 1.- Fixamos os níveis de inversão dos transistores MP5, MP6, MP7 e MP8: aqui vamos estipular que todos estes transistores tenham o mesmo nível de inversão $i_f=1$. Com este i_f vamos ter que a tensão de saturação, [24], [25], [26] é $V_{Sdsat5(6)}=115\text{mV}$.
- 2.- Dimensionamento dos transistores MP5, MP6, MP7 e MP8: temos os níveis de inversão e a corrente que passa por estes transistores. Então, vamos encontrar, de acordo com $(W/L)=I_D/(I_{SQ}i_f)$, as dimensões destes transistores. Na Tabela 3.2 são mostradas suas relações de aspecto.
- 3.- Dimensionamento dos transistores MN12, MN13, MN14 e MP15: vamos primeiro dimensionar o transistor MP15. De acordo com a referência [26] temos que a relação que dará o nível de inversão deste transistor é:

$$\phi \left[\sqrt{1+i_{f15}} - 2 + \ln(\sqrt{1+i_{f15}} - 1) \right] = \phi \left[\sqrt{1+i_{f7(8)}} - 2 + \ln(\sqrt{1+i_{f7(8)}} - 1) \right] + V_{SDsat5(6)} \quad (3.3)$$

Então, substituindo $i_{f7(8)}$ e $V_{SDsat5(6)}$ na relação anterior, obtemos que $i_{f15}=28$.

Para o dimensionamento dos transistores MN12, MN13, MN14 adotamos o mesmo nível de inversão $i_f=1$ e $I_{BIAS}=90nA$. A corrente que polariza MN14 está projetada no circuito de espelhos de corrente. Na seguinte tabela são mostradas as dimensões e características destes transistores.

Tabela 3.3: Dimensionamento e características dos transistores do espelho de elevada excursão.

TRANSISTOR	I_D (nA)	i_f	(W/L)	(W/L) _u	Arranjo dos transistores unitários (W/L) _u
MP5	180	1	18/2	(9/2)	2 paralelo
MP6	180	1	18/2	(9/2)	2 paralelo
MP7	90	1	9/2	---	---
MP8	180	1	18/2	(9/2)	2 paralelo
MN12	10	1	2/15	---	---
MN13	90	1	18/15	2/15	9 paralelo
MN14	90	1	18/15	2/15	9 paralelo
MP15	60	28	2/18	---	---

3.2.3.- PROJETO DO CIRCUITO DE FONTES DE CORRENTE:

Este circuito foi projetado para fornecer as correntes necessárias para polarizar o circuito pré-amplificador a partir de uma fonte de polarização externa ou a partir de uma fonte geradora de corrente totalmente integrada, tal como foi mostrado na Figura 2.4. A corrente de referência que será a entrada deste circuito de espelhos de corrente é $I_{REF}=90nA$.

O circuito é mostrado na figura a seguir:

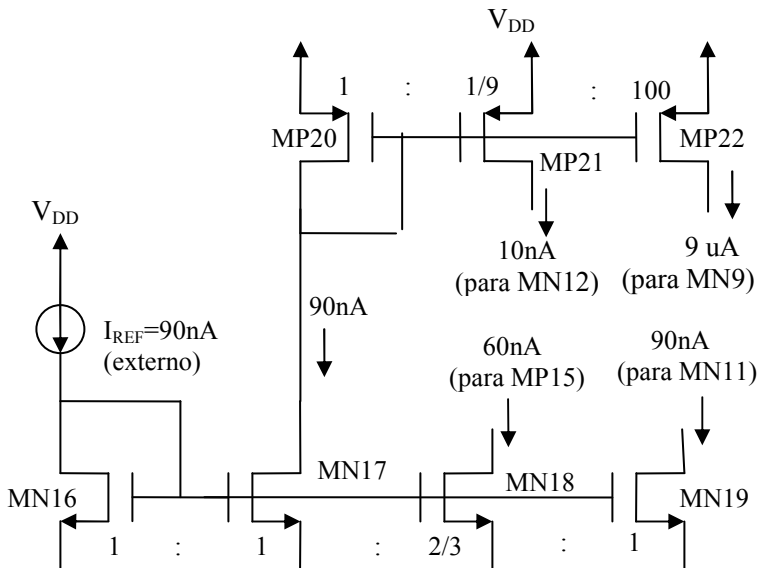


Figura 3.6: Circuito esquemático das fontes de corrente.

Para o dimensionamento deste circuito, adotamos nível de inversão dos transistores NMOS $i_f=12$ e para os transistores PMOS $i_f=5$. Estes níveis de inversão foram escolhidos para ter uma boa excursão. Os transistores unitários são $(1/10)$ para o transistor NMOS e $(3/5)$ para o PMOS. Na Tabela 3.4 são mostradas as dimensões e características dos transistores das fontes de corrente.

Tabela 3.4: Dimensionamento e características dos transistores do circuito das fontes de corrente.

TRANSISTOR	I_D (nA)	i_f	(W/L)	$(W/L)_u$	Arranjo dos transistores unitários $(W/L)_u$
MN16	90	12	3/10	1/10	3 série*3 paralelo
MN17	90	12	3/10	1/10	3 série*3 paralelo
MN18	60	12	2/30	1/10	3 série*2 paralelo
MN19	90	12	3/30	1/10	3 série*3 paralelo
MP20	90	5	9/10	3/5	2 série*3 paralelo
MP21	10	5	3/30	3/5	6 série
MP22	9000	5	450/5	3/5	150 paralelo

3.2.3.- PROJETO DA FONTE INTEGRADA DE CORRENTE:

Esta fonte foi projetada para fornecer uma corrente de $I_{REF}=90nA$ ao circuito de espelhos de corrente. Na figura a seguir é mostrado o esquemático deste circuito, assim como o respectivo circuito de start up.

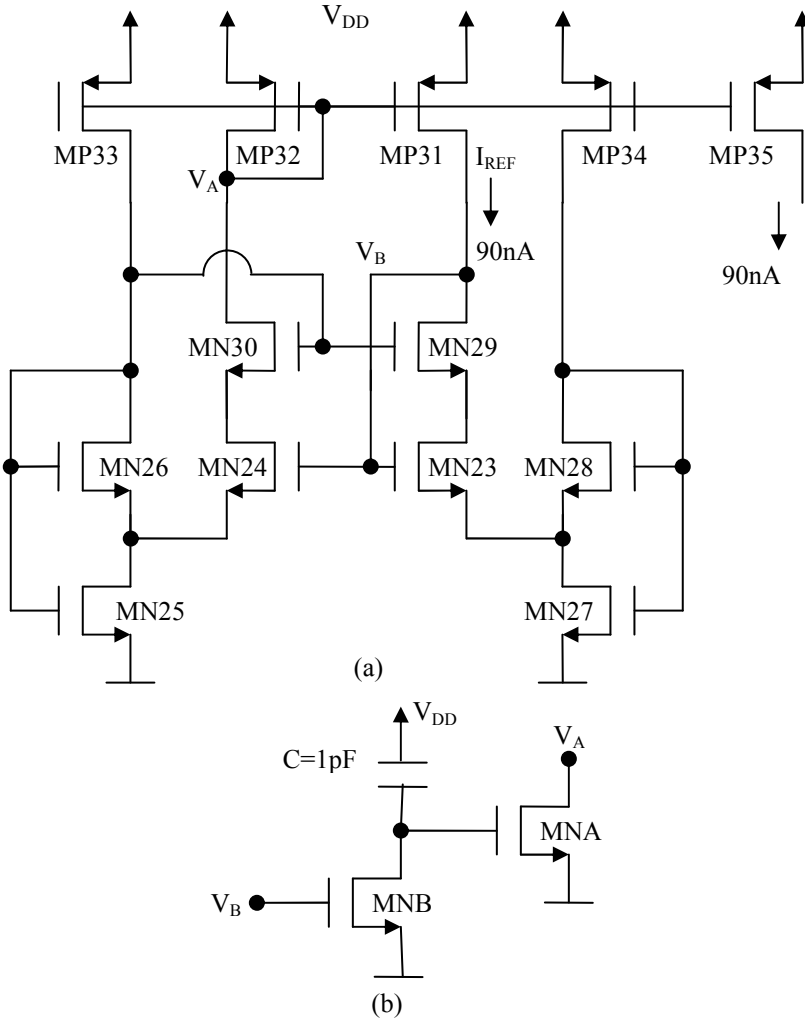


Figura 3.7: (a) Esquemático da fonte integrada de corrente (b) circuito de start up.

A metodologia empregada para projetar esta fonte está descrita nas referências [30] e [31]. Aqui simplesmente usou-se esta metodologia e se obteve a seguinte tabela de dimensionamento e características dos transistores:

Tabela 3.5: Dimensionamento e características dos transistores do circuito da fonte de corrente integrada.

TRANSISTOR	I_D (nA)	i_f	(W/L)	(W/L)_u	Arranjo dos transistores unitários (W/L)_u
MN23	90	0.06	39/2	13/2	3 paralelo
MN24	90	0.06	39/2	13/2	3 paralelo
MN25	180	10.7	7/32	-	-
MN26	90	3	7/24	-	-
MN27	180	0.06	78/2	-	-
MN28	90	0.06	351/2	117/2	3 paralelo
MN29	90	0.06	39/2	13/2	3 paralelo
MN30	90	0.06	39/2	13/2	3 paralelo
MP31	90	0.06	4/4	-	-
MP32	90	4.5	4/4	-	-
MP33	90	4.5	4/4	-	-
MP34	90	4.5	4/4	-	-
MP35	90	4.5	4/4	-	-

As relações de aspecto de MNA e MNB, do circuito de start up são (4/12) e (4/4), respectivamente, assim como o valor da capacitância deste mesmo circuito é $C=1\text{pF}$.

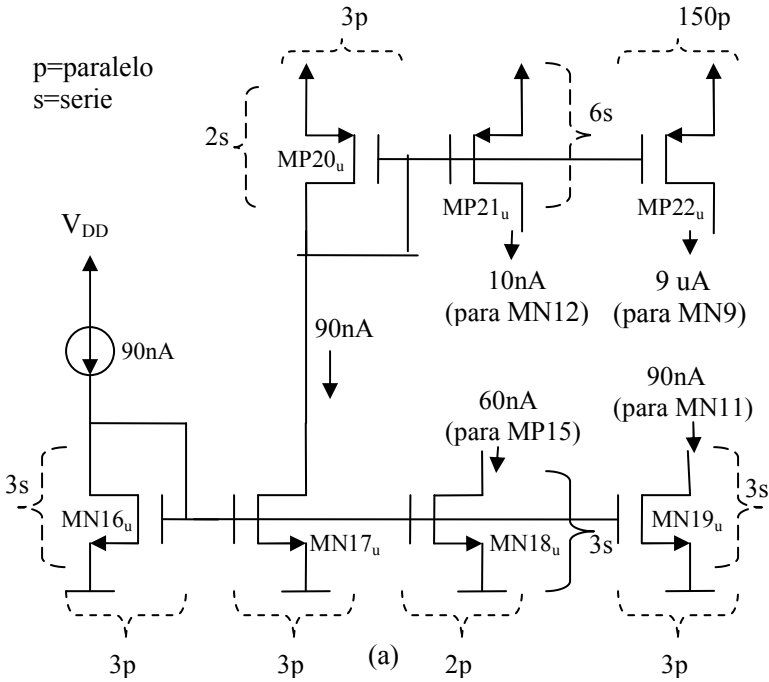
3.3.- LEIAUTE DO CIRCUITO:

Nesta seção vamos mostrar o leiaute de todo o circuito projetado até aqui. Para esta tarefa, vamos dividir todo o circuito em três blocos:

- 1.- *Leiaute do circuito das fontes de corrente.*
- 2.- *Leiaute do circuito da fonte de corrente integrada.*
- 3.- *Leiaute do circuito amplificador de corrente, o qual inclui a resistência projetada com transistor MOS. Nesta mesma seção vamos incluir o leiaute do circuito total que compreende os circuitos anteriores.*

3.1.- LEIAUTE DO CIRCUITO DE FONTES DE CORRENTE:

Na Figura 3.8 mostra o detalhe do esquemático do circuito de fontes de corrente assim como o leiaute correspondente.



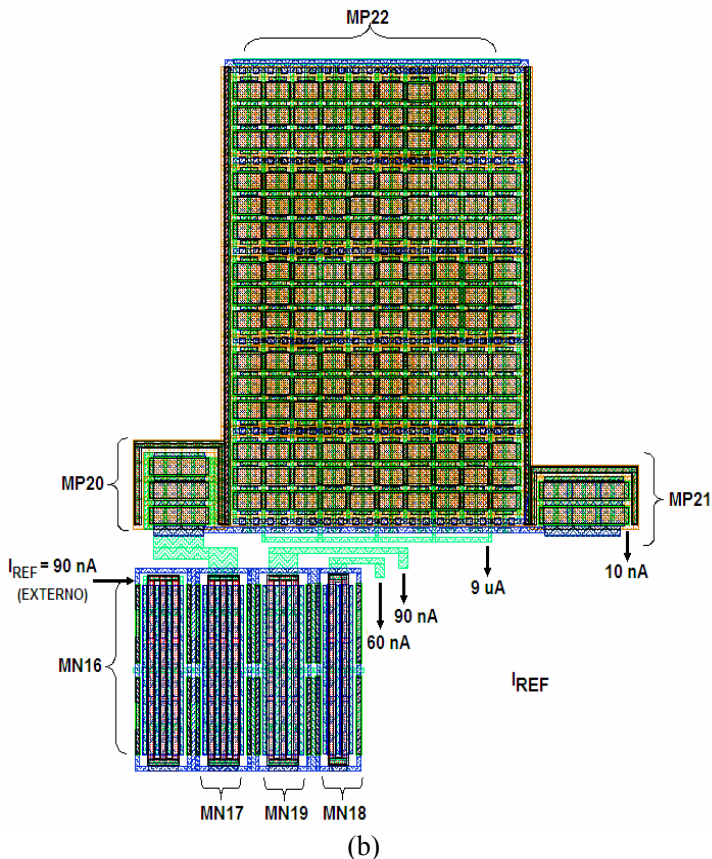


Figura 3.8: (a) Esquemático do circuito de fontes de corrente e (b) Leiaute correspondente.

A área ocupada por este circuito é de 0.034 mm^2 .

3.2.- LEIAUTE DA FONTE INTEGRADA DE CORRENTE:

A Figura 3.9 mostra as técnicas de divisão empregadas em alguns transistores deste circuito, por exemplo para os transistores MN23, MN24, MN29 e MN30 que formam uma parte desta fonte (ver Tabela 3.5). Depois mostra-se o leiaute respectivo. Finalmente apresenta-se o leiaute total.

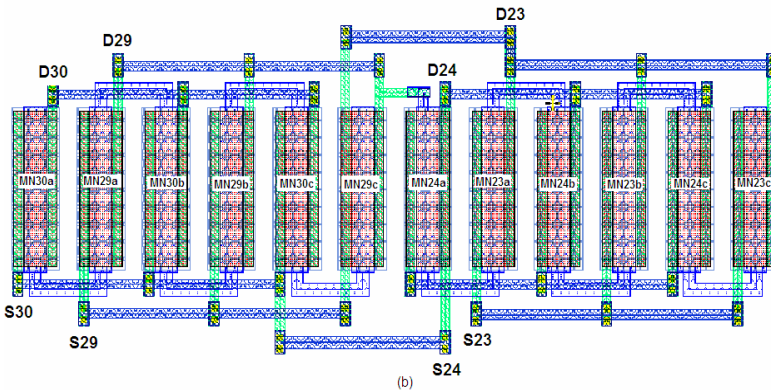
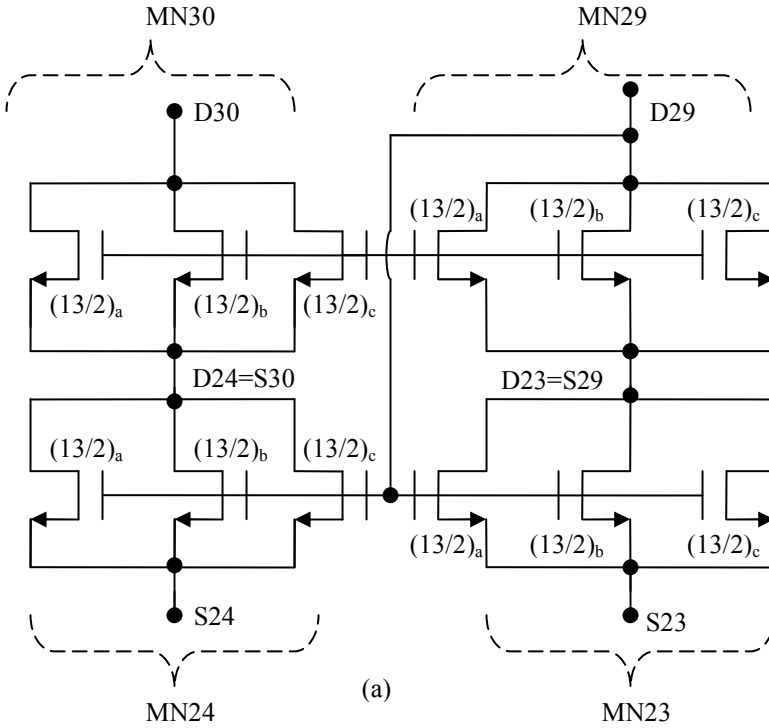


Figura 3.9: (a) Esquemático dos transistores MN23, MN24, MN29 e MN30 da fonte de corrente integrada, e (b) Leiaute correspondente.

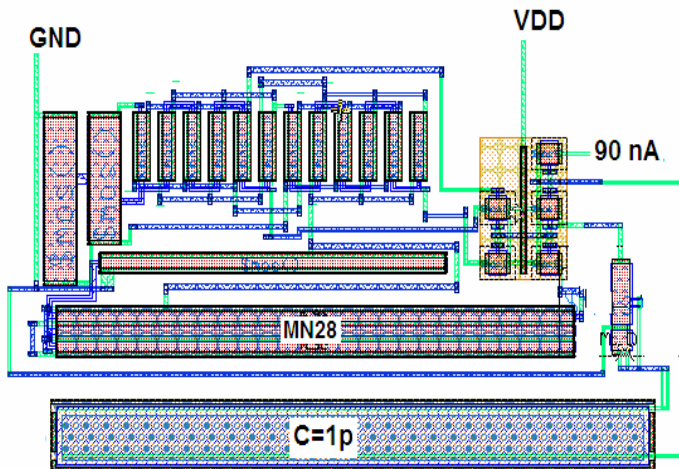


Figura 3.10: Leiaute total da fonte integrada.

A partir deste leiaute podemos fazer as seguintes observações:

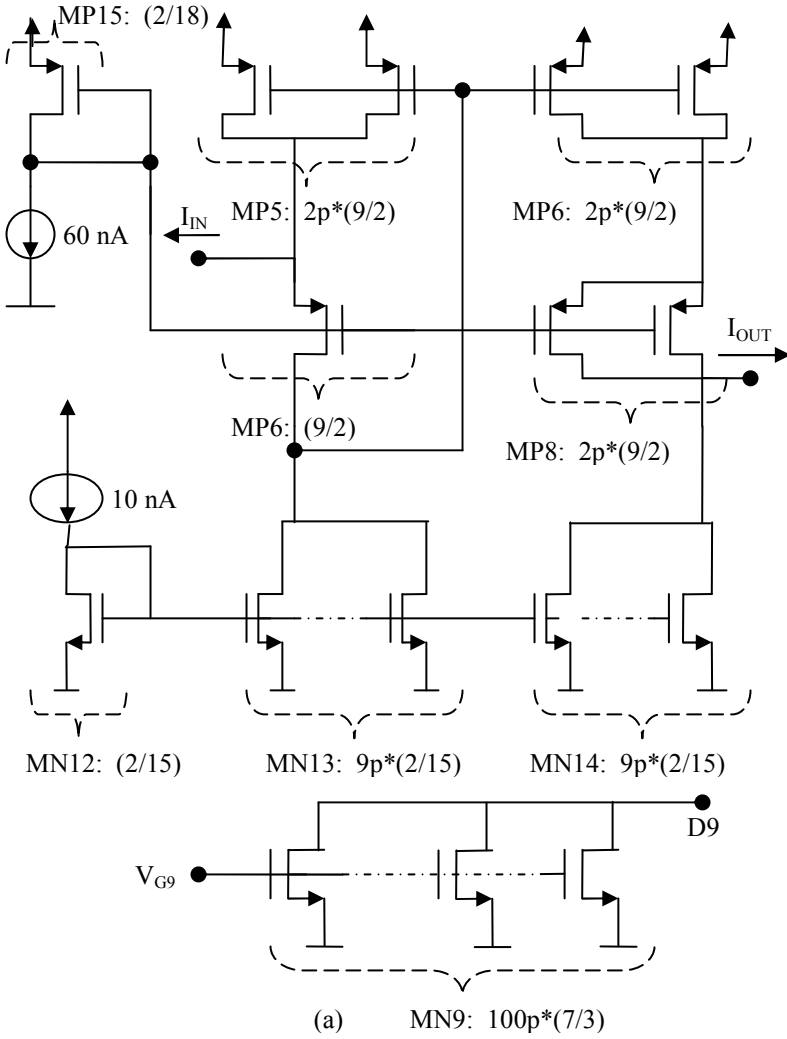
- 1.- A área ocupada pela fonte de corrente integrada é de 155 um x 85 um ou 0.014 mm².
- 2.- Para o leiaute dos transistores MN23 e MN24, assim como MN29 foi empregada a técnica de interdigitação.

3.3.- LIAUTE DO CIRCUITO AMPLIFICADOR DE CORRENTE E DA RESISTÊNCIA:

A Figura 3.11(a) mostra as técnicas de divisão empregadas para os transistores que formam o espelho de corrente de alta excursão (Figura 3.5 e Tabela 3.3). Depois, na Figura 3.11(b) são apresentados os seguintes leiautes:

- i) Leiaute do circuito de espelho de corrente de alta excursão.
- ii) Leiaute do transistor MN9.
- iii) Leiaute total do pré-amplificador.

Finalmente, o leiaute de todo o circuito é apresentado na Figura 3.12.



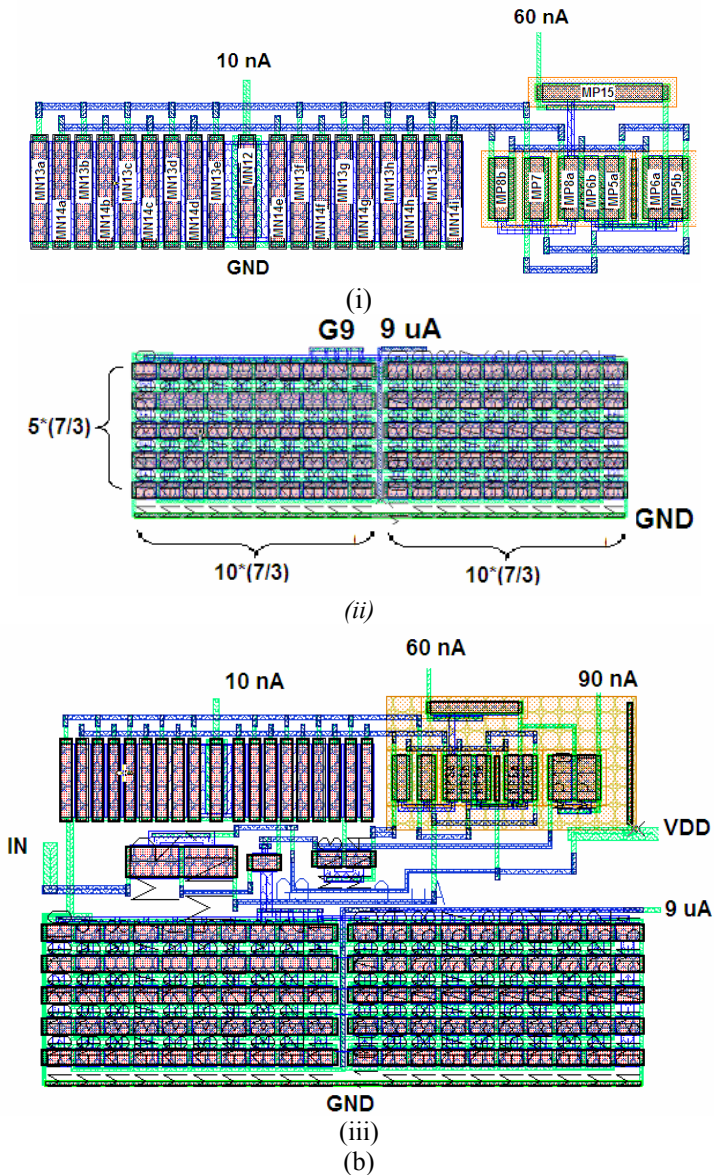


Figura 3.11: (a) Circuito esquemático do espelho de corrente da Figura 3.5 (a), e (b), (i) Leiaute do circuito da Figura 3.5 (a), (ii) Leiaute do transistor MN9, e (iii) leiaute total do pré-amplificador.

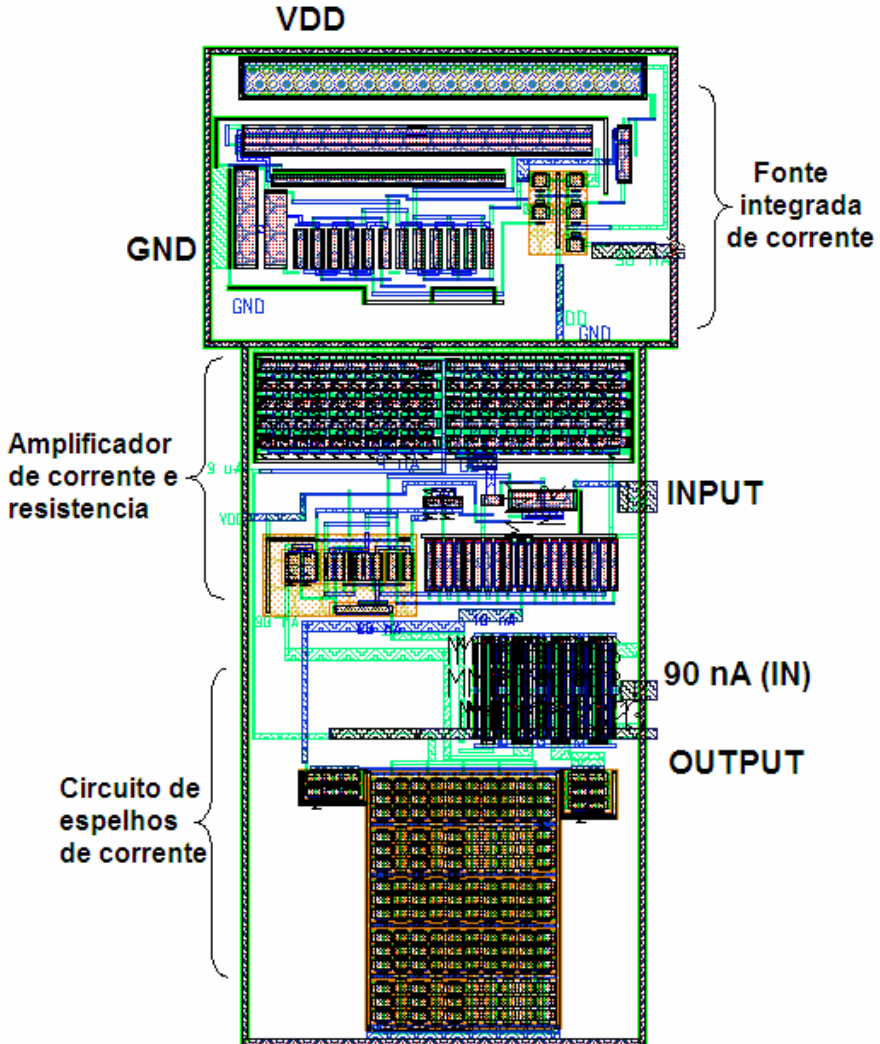


Figura 3.12: Leiaute do circuito total, que inclui o circuito de espelhos de corrente e a fonte integrada de corrente.

A Tabela 3.6 apresenta a área de cada um dos sub circuitos do pré-amplificador.

Tabela 3.6: Resumo das áreas ocupadas pelos circuitos.

CIRCUITO	ÁREA OCUPADA
Espelhos de corrente	0.034 mm ²
Fonte integrada de corrente	0.014 mm ²
Pré-amplificador e resistência	0.0104 mm ²
Circuito total	≈ 0.06 mm ²

3.4.- SIMULAÇÕES PÓS-LEIAUTE E RESULTADOS:

Nesta seção vamos fazer as simulações do circuito pré-amplificador diretamente do leiaute.

Na última parte desta seção vamos fazer uma comparação com as topologias estudadas na seção 1.7.3 (Tabela 1.3).

3.4.1.- SIMULAÇÃO EM DC:

O principal objetivo desta simulação é verificar se o ponto de operação dos transistores é próximo ao projetado, o qual foi confirmado no arquivo de saída da simulação que foi feita na ELDO da Menthor Graphics. Esta simulação está dividida em duas etapas, sendo a primeira, a simulação da fonte de corrente integrada, e a segunda, o circuito pré-amplificador. Depois foi feita a simulação Monte Carlo para observar a desviação do consumo de corrente no circuito pré-amplificador.

Simulação da fonte de corrente integrada:

Na Figura 3.13 é mostrado a variação de corrente de referência $I_{ref}=90$ nA, versus a variação da fonte de alimentação V_{DD} .

A partir desta figura, foi calculada uma regulação de corrente de 4.2%/V entre os valores de tensão de alimentação usados para este projeto, que são $V_{DD}<1.4V-1.1V>$.

Simulação do circuito pré-amplificador:

O ponto de operação dos transistores deste circuito é próximo ao projetado o qual foi confirmado no arquivo de saída da simulação. O consumo estático é de 14 μ W.

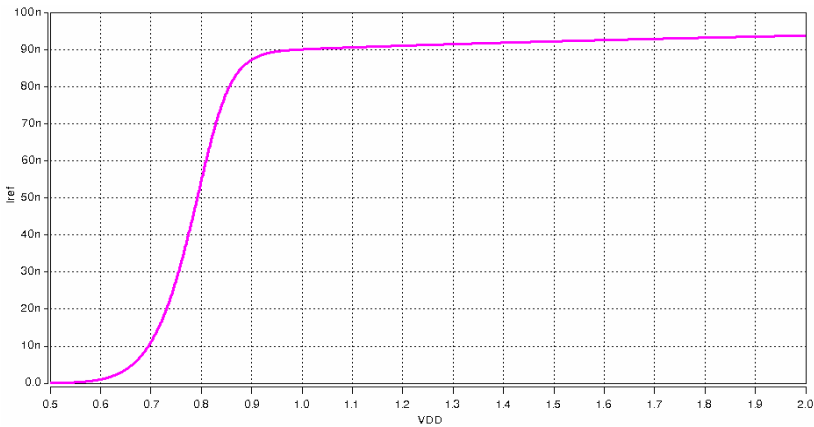
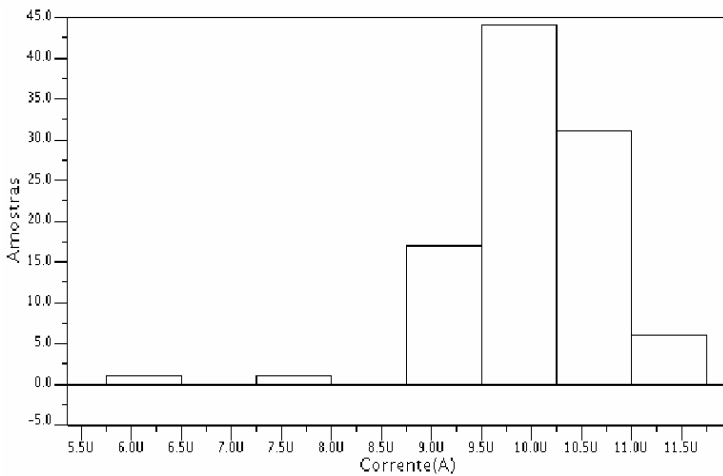
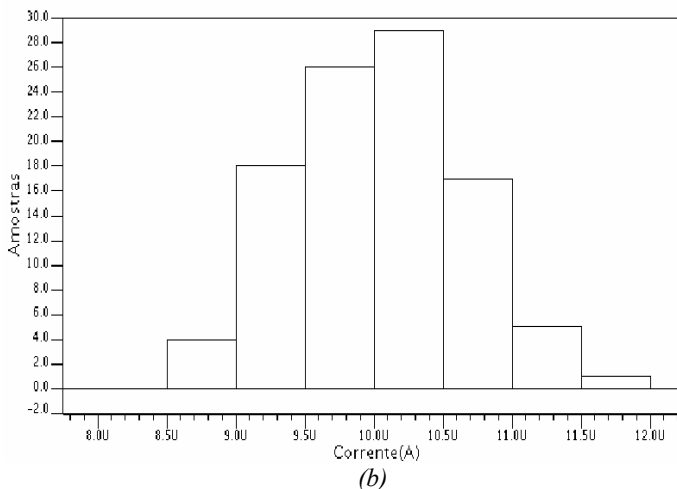


Figura 3.13: Variação da corrente I_{ref} vs. a variação da fonte V_{DD} .

A Figura 3.14 mostra o histograma da simulação Monte Carlo para 100 amostras, variando o fonte de alimentação ($V_{DD}=1.4V$ e $V_{DD}=1.1V$). Esta simulação se fez com o objetivo de observar o desvio do consumo de corrente no circuito pré-amplificador por descasamento dos transistores que conformam este circuito.



(a)



(b)
 Figura 3.14: Histograma da simulação Monte Carlo do consumo para (a) $V_{DD}=1.4V$ e (b) $V_{DD}=1.1V$.

A Tabela 3.7 mostra os dados extraídos do arquivo.out do simulador.

Tabela 3.7: Variações do consumo total de corrente por descasamento.

V_{DD}	CONSUMO NOMINAL	CONSUMO MÉDIO	DESVIO PADRÃO σ
1.4V	10.07 μA	10.05 μA	730 nA
1.1V	9.97 μA	10.03 μA	590 nA

A partir desta tabela, podemos ressaltar a pouca variabilidade do consumo de corrente do circuito com a tensão de alimentação e por efeitos do descasamento entre os transistores do circuito.

3.4.2.- SIMULAÇÃO DO GANHO:

Para esta simulação foi usado o circuito da Figura 3.15, onde o capacitor externo de entrada tem um valor de $C_{ext}=1.4$ nF, para que conjuntamente com a resistência de 400 k Ω tenhamos uma frequência de corte passa altas de 300 Hz aproximadamente. De acordo com esse circuito, vamos então simular o ganho do pré-amplificador para valores de tensão de alimentação de 1.4V e 1.1 V. Isto é plotado na Figura 3.16.

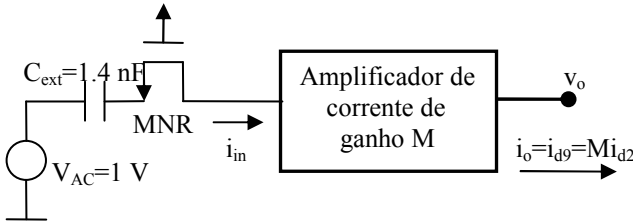


Figura 3.15: Circuito usado para a simulação do ganho.

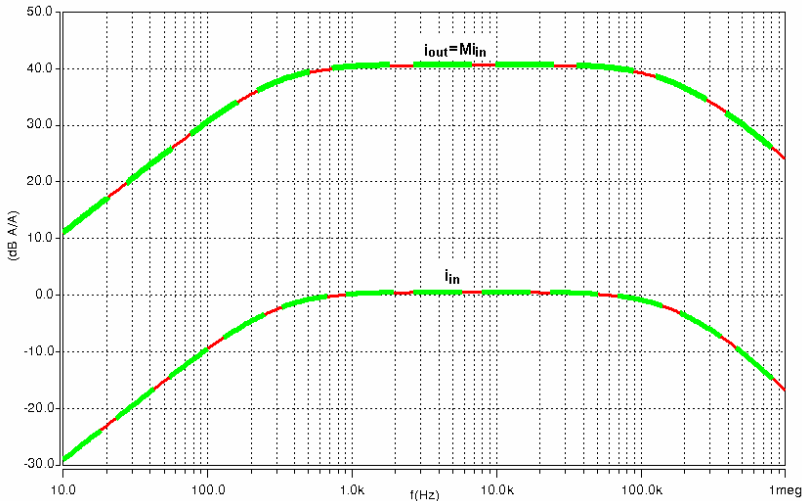
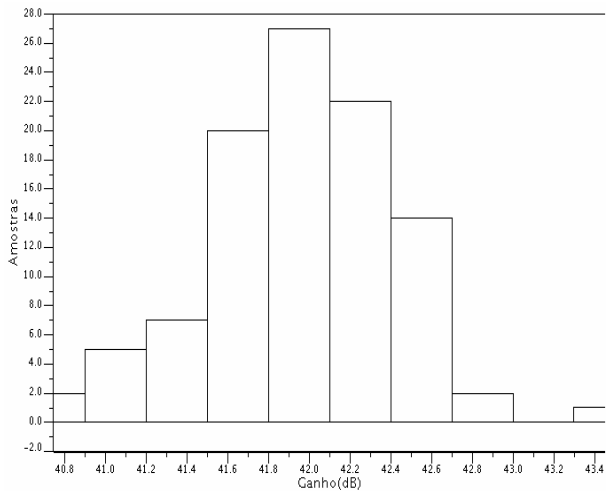


Figura 3.16: Ganho do pré-amplificador com $V_{DD}=1.4V$ (curva contínua) e ganho do pré-amplificador com $V_{DD}=1.1V$ (curva tracejada).

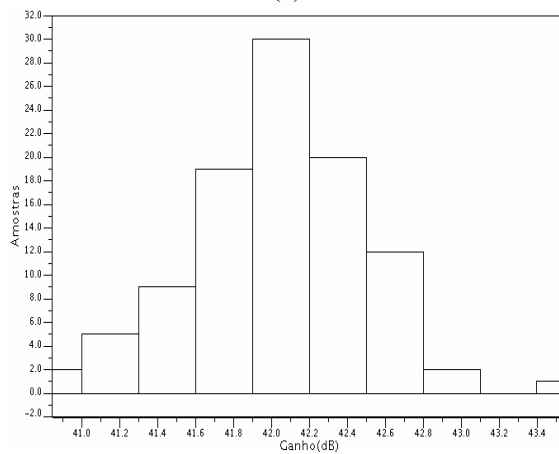
A partir da última figura podemos obter as seguintes observações:

- 1.- Foram conseguidos os 40 dB de ganho em corrente.
- 2.- A variação da resposta com a tensão de alimentação de 1.4 V a 1.1 V é muito pequena.
- 3.- A frequência de corte superior do amplificador de corrente é de cerca de 180 kHz. Devemos observar que no alto-falante, que corresponde ao último estágio do aparelho auditivo, tem-se um polo passa-baixos na frequência de 6 kHz [32].

A Figura 3.17 mostra o histograma da simulação Monte Carlo para 100 amostras, variando o fonte de alimentação ($V_{DD}=1.4V$ e



(a)



(b)

Figura 3.17: Histograma da simulação Monte Carlo do ganho para (a) $V_{DD}=1.4V$ e (b) $V_{DD}=1.1V$.

$V_{DD}=1.1V$). Esta simulação se fez com o objetivo de observar o desvio do ganho do circuito pré-Amplificador por descasamento dos transistores que conformam este circuito.

A Tabela 3.8 mostra os dados extraídos do arquivo.out do simulador.

Tabela 3.8: Variação do ganho do pré-amplificador por efeito do descasamento.

V_{DD}	GANHO NOMINAL	GANHO MÉDIO	DESVIO PADRÃO σ
1.4V	40.5 dB	40.2 dB	1.05 dB
1.1V	40.6 dB	40.3 dB	1.02 dB

A partir desta tabela, podemos ressaltar a pouca variabilidade do ganho do pré-amplificador com a tensão de alimentação e por efeitos do descasamento entre os transistores do circuito.

3.4.3.- SIMULAÇÃO DA DISTORÇÃO HARMÔNICA:

Na Tabela 3.9 mostra a distorção harmônica na corrente de saída do circuito I_{D9} para três tons padrão usados no processo de provas para aparelhos de auxílio à audição.

Tabela 3.9: THD para diferentes amplitudes de entrada e frequências.

V_{in}	THD % (1 kHz)		THD % (1.6 kHz)		THD % (2.5 kHz)	
	1.4V	1.1V	1.4V	1.1V	1.4V	1.1V
500 μ V	0.25	0.25	0.27	0.28	0.26	0.27
1 mV	0.51	0.51	0.52	0.54	0.54	0.54
2 mV	1.02	1.03	1.05	1.07	1.07	1.08
5 mV	2.55	2.6	2.65	2.68	2.69	2.71
6 mV	3.07	3.1	3.18	3.22	3.22	3.26
10 mV	5.15	5.2	5.33	5.39	5.38	5.44
16 mV	8.29	8.4	8.6	8.7	8.67	8.78

As amplitudes dos sinais estão desde os 500 μ Vp, que corresponde a 60 dB_{SPL} (conversação coloquial) até 16 mVp, que corresponde a 90 dB_{SPL} (limiar da dor).

Através desta Tabela podemos ver uma baixa distorção para o nível de conversação coloquial (500 μ V) nas três frequências padrões, assim com também uma pouquíssima variação com o nível de alimentação. Se os requisitos fossem mais exigentes quanto à distorção, poderia ser usado um esquema diferencial na entrada ou também se pode implementar o resistor com nível de inversão mais alto. A primeira

opção parece mais atraente desde que a especificação de operação com 1.1 V seja atendida.

3.4.4.- SIMULAÇÃO DO RUÍDO:

A Figura 3.18 mostra a densidade espectral de ruído na entrada do circuito pré-amplificador para $V_{DD}=1.4$ V e $V_{DD}=1.1$ V. O eixo da densidade espectral é mostrada em escala logarítmica.

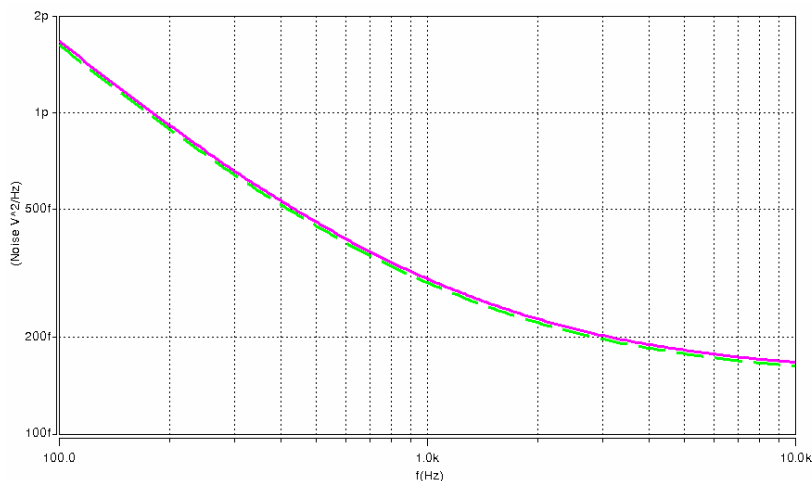


Figura 3.18: Densidade espectral de ruído na entrada do pré-amplificador com $V_{DD}=1.4$ V (curva contínua) e com $V_{DD}=1.1$ V (curva tracejada).

A integração da densidade espectral do ruído na entrada do pré-amplificador na faixa <300Hz-6kHz> é de $V_{n(in)} \approx 33$ μ Vrms. Com este resultado, obtivemos o requisito de ruído especificado na Tabela 1.3. Note-se a diferença que existe entre este valor e o valor encontrado na Figura 3.1. Nesta última Figura o ruído para $I_{BIAS}=90$ nA é aproximadamente 20 μ Vrms. A diferença existe pois o gráfico 3.1, foi levado em consideração apenas o ruído térmico. Durante o projeto, o ruído flicker não foi considerado.

A Figura 3.19 mostra o histograma da simulação Monte Carlo para 100 amostras, variando a fonte de alimentação ($V_{DD}=1.4$ V e $V_{DD}=1.1$ V). Esta simulação tem o objetivo de observar o desvio do

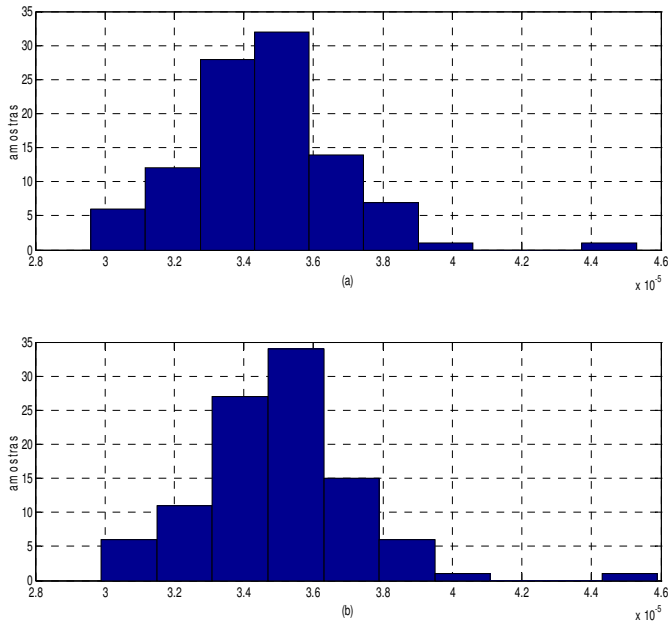


Figura 3.19: Histograma da simulação Monte Carlo do ruído na entrada para (a) $V_{DD}=1.4V$ e (b) $V_{DD}=1.1V$.

ruído na entrada do circuito pré-Amplificador por descasamento dos transistores que conformam este circuito. O eixo “x” mostra o valor da tensão do ruído referido à entrada.

A Tabela 3.10 mostra os dados extraídos a partir da Figura 3.19.

Tabela 3.10: Variação do ruído por efeito do descasamento.

V_{DD}	RUÍDO NOMINAL	RUÍDO MÉDIO	DESVIO PADRÃO σ
1.4V	33.4 μ Vrms	34.7 μ Vrms	2.25 μ V
1.1V	33.7 μ Vrms	35.1 μ Vrms	2.3 μ V

A partir desta Tabela, podemos ressaltar a pouca variabilidade do ruído referido à entrada do pré-amplificador com a tensão de alimentação e por efeitos do descasamento entre os transistores do circuito.

3.4.5.- DESEMPENHO TOTAL:

Na Tabela 3.11 é mostrado o desempenho total do pré-amplificador.

Tabela 3.11: Desempenho do pré-amplificador.

ESPECIFICAÇÃO	REQUISITO	SIMULAÇÃO
Tensão de alimentação	1.1 V - 1.4 V	1.1 V- 1.4 V
Consumo de corrente	< 12 μ A	9.93 μ A
Consumo de potência	-----	14 μ W
Ganho	40 dBA	40 dBA
Ruído na entrada	40 μ Vrms	33 μ Vrms
Área	-----	0.06 mm ²

De acordo com esta tabela podemos observar que os requisitos de consumo de corrente, ganho, ruído na entrada foram atingidos satisfatoriamente.

3.4.6.- COMPARAÇÃO COM OUTRAS TOPOLOGIAS:

A tabela 3.12 apresenta um quadro comparativo de nosso projeto com os das referências [19], [20] e [21].

Tabela 3.12: Comparação do desempenho deste trabalho contra os outros pré-amplificadores.

ESPECIFICAÇÃO	Ref. [19]	Ref. [20]	Ref. [21]	UFSC
Tecnologia usada	1.5 μ m	1.2 μ m	0.35 μ m	0.35 μ m
Tensão de alimentação	2.8 V	\pm 1.5 V	1.4 V	1.4 V-1.1 V
Ganho	20 dB	20 dB	22 dB	40 dB
Ruído na entrada	--	30 μ Vrms	5.7 μ Vrms	33 μ Vrms
Consumo de potência	36 μ W	24 μ W	5.2 μ W	14 μ W

Segundo essa tabela comparativa, podemos ver que a especificação mais importante, que é a tensão de ruído na entrada (de acordo com o microfone que estamos usando), foi atingida. Mesmo que nosso projeto tenha um ruído maior que às referências [20] e [21], este

requisito foi alcançado para tensão de alimentação até 1.1V, o que não é o caso das referências indicadas.

O requisito do ganho foi totalmente atingido, superando também os ganhos das outras topologias.

4.- CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS:

O objetivo deste trabalho foi o de projetar um pré-amplificador para aparelho auditivo em tecnologia CMOS. Especial atenção foi dada ao consumo deste circuito, para depois poder aplicá-lo como um primeiro estágio em um aparelho de auxílio à audição.

A partir da revisão das técnicas empregadas, optamos pela técnica de processamento de sinal em modo corrente, com a qual pudemos projetar um pré-amplificador com ganho de corrente de 40 dB, consumo de potência de 14 μ W, 33 μ V_{rms} de ruído referido à entrada e conseguir trabalhar com tensões de alimentação na faixa de 1.1 V-1.4 V. A corrente na saída do pré-amplificador é fornecida ao estágio seguinte. Este estágio corresponde a um amplificador classe D, que está na saída do aparelho auditivo.

A transformação do sinal de tensão do microfone em corrente foi implementada com um MOSFET operando como resistor na entrada do pré-amplificador. A vantagem de utilizar o MOSFET como elemento resistivo é a simplicidade de ajuste no valor da resistência através da mudança no valor da corrente de polarização.

O projeto do circuito pré-amplificador para aparelhos auditivos obteve um bom compromisso entre o consumo de potência, baixo ruído e ganho.

4.1.- TRABALHOS FUTUROS:

É preciso comentar que parte deste trabalho começou com o desenvolvimento de uma metodologia que permite usar o transistor MOS como uma linha de transmissão, para poder aproveitar seus elementos intrínsecos e usar este dispositivo como um filtro passa baixas, onde as variáveis de projeto seriam a própria resistência que estamos querendo projetar e a frequência de corte passa baixas. O desenvolvimento destas expressões está no anexo B.

Um aporte fundamental para enriquecer a pesquisa seria o desenvolvimento de expressões compactas, válidas para todos os níveis de inversão não somente para filtros passa-baixas, mas também para filtros passa-alta, passa-banda e rejeita-banda. Nas referências [33]-[38]

foram desenvolvidos este tipo de filtros, mas a utilização destes está limitada a inversão forte.

O desenvolvimento destes filtros, com expressões compactas válidas em todos os níveis de inversão, resultará em uma melhor visão do espaço de projeto destes filtros, permitindo examinar requisitos tais como ruído, consumo e área.

ANEXO A: CÁLCULO DA TENSÃO FORNECIDA PELO MICROFONE:

A.1.- INTRODUÇÃO:

A informação dada pela folha de dados do microfone usado nesta dissertação está dada na referência [39]. A partir desta folha é que conseguimos extrair os resultados mais importantes como a sensibilidade e as unidades nas quais os dB SPL estão especificados.

Na referência [40] foi apresentada a maneira como transformar os níveis de dB SPL em tensão. Aqui vamos simplesmente usar esta referência para obter os dados que precisamos.

A.2.- CÁLCULO DAS TENSÕES DE ENTRADA:

O microfone usado nesta dissertação é da série EM/BEM, do tipo omnidirecional, e o código deste aparelho é EM-23046-000, da Knowles Electronics [39]. Este microfone possui um FET interno. Outras séries usadas nos aparelhos de auxílio à audição são EA, EL, FG/BFG, TM/BTM, TP, etc. Todos estes são de tipo eletreto [39].

A saída do microfone utilizado tem três terminais: terminal positivo, terminal negativo e terminal de saída. A tensão nominal de alimentação deste aparelho é de 1.3 V [39]. Este microfone será acoplado ao pré-amplificador através do capacitor externo $C=1.4$ nF.

A sensibilidade deste microfone está dada na Figura A.1:

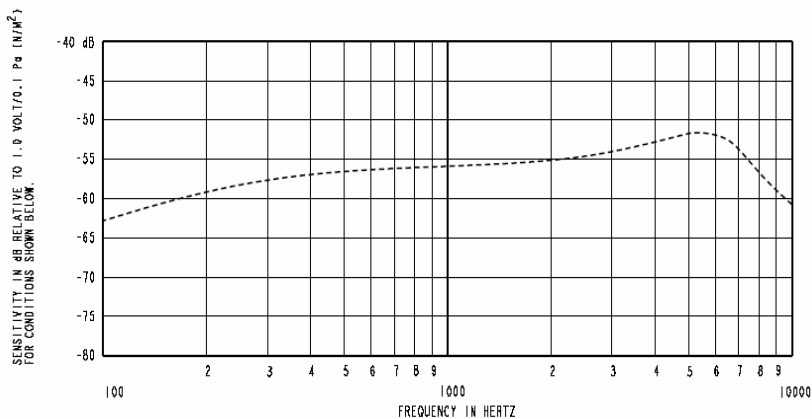


Figura A.1: Sensibilidade do microfone EM-23046-000 [39].

As características que podem ser tiradas da sensibilidade do microfone são:

- A sensibilidade está medida em relação a 74 dB_{SPL} ou 0.1 Pascal.
- O nível de saída do microfone está referenciado a 1 Volt.
- Podemos aproximar, segundo a figura, que a sensibilidade no intervalo de interesse (300Hz-6kHz) é da ordem de -55 dBV/0.1 Pascal.

Com estas considerações, podemos trabalhar no intervalo de conversa fixado no começo do primeiro capítulo, onde se tinha um máximo de 90 dB_{SPL} e um mínimo de 40 dB_{SPL}, estando o nível de conversa coloquial em 60 dB_{SPL}

Agora vamos calcular, de acordo com os níveis de pressão sonora, intensidade do som e sensibilidade, as tensões de entrada.

PARA 90 dB_{SPL} (MÁXIMO):

Temos que subtrair os 90 dB_{SPL} dos 74 dB_{SPL} da intensidade de som, obtendo assim 16 dB_{SPL}. Agora somamos algebricamente este valor com a sensibilidade do microfone, obtendo -39 dBV. Este último valor convertido em volts é: $-39=10\text{Log}V^2$ ou $V_{\text{max}}=11.2 \text{ mV (rms)}$. Os valores para 40 dB_{SPL} e 60 dB_{SPL} estão dados na Tabela A.1.

Tabela A.1: Resumo do cálculo da tensão em volts a partir dos dB_{SPL}.

ENTRADA	SUBTRAIR DA ENTRADA 74 dB_{SPL}	SOMANDO A SENSIBILIDADE	TRANSFORMANDO EM VOLTS
90 dB _{SPL}	16 dB _{SPL}	-39 dBV	$-39=10\text{Log}V^2$ → $V=11.2 \text{ mV}$ (rms)
40 dB _{SPL}	-34 dB _{SPL}	-89 dBV	$-89=10\text{Log}V^2$ → $V \approx 40 \mu\text{V (rms)}$
60 dB _{SPL}	-14 dB _{SPL}	-69 dBV	$-69=10\text{Log}V^2$ → $V \approx 355 \mu\text{V}$ (rms)

ANEXO B: MODELO EM PEQUENO SINAL E BAIXA
FREQUÊNCIA:

Em baixas frequências a variação da corrente de dreno devido a pequenas variações na tensão de porta, fonte, dreno e substrato são [25], [26]:

$$i_d = g_{mg}v_g - g_{ms}v_s + g_{md}v_d + g_{mb}v_b \quad (\text{B.1})$$

Onde:

$$g_{mg} = \frac{\partial I_D}{\partial V_G}, \text{ Transcondutância de porta}$$

$$g_{ms} = \frac{\partial I_D}{\partial V_G}, \text{ Transcondutância de fonte}$$

$$g_{md} = \frac{\partial I_D}{\partial V_G}, \text{ Transcondutância de dreno}$$

$$g_{mb} = \frac{\partial I_D}{\partial V_G}, \text{ Transcondutância de substrato}$$

As transcondutâncias em função do nível de inversão são [25], [26], em saturação:

$$g_{mg} = g_m = \frac{g_{ms}}{n} = \frac{2I_D}{n\phi_t(\sqrt{1+i_f} + 1)} \quad (\text{B.2})$$

$$g_{ms} = \frac{2I_D}{\phi_t(\sqrt{1+i_f} + 1)}$$

$$g_{mb} = (n-1)g_{mg}$$

$$g_{md} = \frac{I_D}{V_A}. \text{ Onde } V_A \text{ é a tensão de Early}$$

Como o MOSFET possui quatro terminais, então podem ser definidos 16 transcapacitâncias, mas somente nove são linearmente independentes [24], [25], [26], [29]. É possível, então, deduzir

expressões para as capacitâncias em termos do nível de inversão a partir das expressões das cargas totais. Como um exemplo, o resultado da capacitância porta-fonte(dreno) e [24]:

$$C_{gs(d)} = \frac{2}{3} C_{ox} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{1+i_f(r)}} \right) \left[1 - \frac{1+i_f(r)}{(\sqrt{1+i_f} + \sqrt{1+i_f(r)})^2} \right] \quad (B.5)$$

onde C_{ox} é a capacitância total do óxido na região da porta. Na referência [24] as derivações para todas as capacitâncias são apresentadas.

O modelo para baixas frequências e pequenos sinais com 5 capacitâncias o MOSFET [25], [26] é apresentado na Figura B.1.

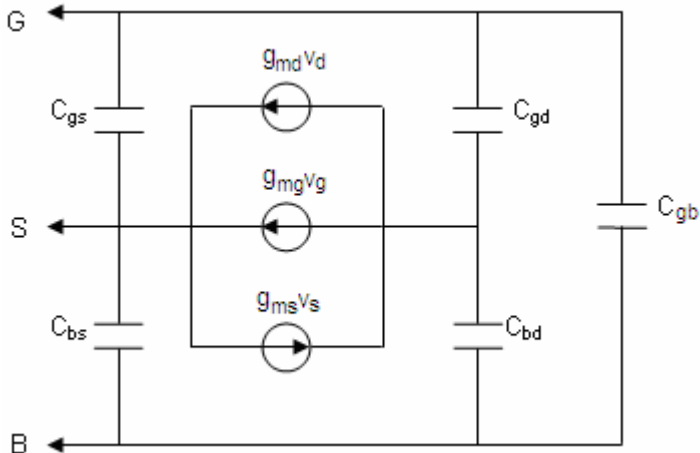


Figura B.1: Modelo para pequenos sinais e baixas frequências do MOSFET.

ANEXO C: O MOSFET COMO LINHA DE TRANSMISSÃO

Desenvolveremos neste anexo equações para o transistor MOSFET modelado como uma linha de transmissão.

O transistor é normalmente utilizado como um elemento a parâmetros concentrados para operar em frequências abaixo de uma certa frequência onde os efeitos distribuídos são irrelevantes. No entanto, o uso do transistor como filtro, utilizando os efeitos distribuídos tem sido demonstrados em algumas publicações [33], [34], [35], [36], [37], [38].

Na Figura B.1, o transistor MOSFET é modelado como uma linha de transmissão [26]:

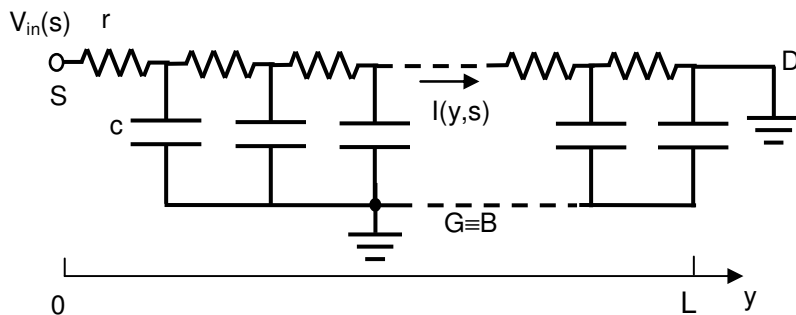


Figura C.1: Representação do transistor MOS como uma linha de transmissão [26].

Este MOSFET está modelado de acordo a seguinte expressão [26]:

$$I(y,s) = \frac{V_{in}}{rL} \left[\frac{\sqrt{\tau_L s L}}{\sinh(\sqrt{\tau_L s L})} \right] \cosh[\sqrt{\tau_L s}(L-y)] \quad (C.1)$$

Onde:

$\tau_L = rc$ é a constante de tempo por unidade de comprimento ao quadrado, onde [26]:

$$r = \frac{1}{g_{ms}L} = \frac{1}{\left[\frac{2I_D}{\phi(\sqrt{1+i_f}+1)} \right] L} = \frac{1}{\left[\frac{2Is_f}{\phi(\sqrt{1+i_f}+1)} \right] L}$$

$$c = \frac{C_{sg} + C_{dg} + C_{sb} + C_{db}}{L} \Big|_{V_{DS}=0} = \frac{C_{gs} + C_{gd} + C_{bs} + C_{bd}}{L} \Big|_{V_{DS}=0} = nC'_{ox} W \left(\frac{\sqrt{1+i_f}-1}{\sqrt{1+i_f}} \right)$$

Se substituirmos estas duas expressões no termo de τ_L vamos obter [26]:

$$\tau_L = rC = \frac{1}{\mu\phi\sqrt{1+i_f}} \quad (C.2)$$

Fazendo $y=L$ em (C.1), obtemos a corrente de dreno e a admitância y_{ds} :

$$I(L,s) = \frac{V_{in}}{rL} \left[\frac{\sqrt{\tau_L sL}}{\sinh(\sqrt{\tau_L sL})} \right]$$

$$\rightarrow y_{ds} = \frac{I(L,s)}{V_{in}} = \frac{1}{rL} \left[\frac{\sqrt{\tau_L sL}}{\sinh(\sqrt{\tau_L sL})} \right] \quad (C.3)$$

A partir da última expressão temos que:

$$y_{ds} = \frac{1}{rL} \left[\frac{\sqrt{\tau_L sL}}{\sinh(\sqrt{\tau_L sL})} \right] = \left(\frac{2\sqrt{\tau_L sL}}{rL} \right) \left[\frac{1}{\exp^{j\sqrt{s\tau_L}L} - \exp^{-j\sqrt{s\tau_L}L}} \right] \quad (C.4)$$

Vamos expandir em série de taylor os termos exponenciais:

$$\exp^{j\sqrt{s\tau_L}L} = 1 + \sqrt{s\tau_L}L + \frac{1}{2}(\sqrt{s\tau_L}L)^2 + \frac{1}{6}(\sqrt{s\tau_L}L)^3 + \dots$$

$$\exp^{-j\sqrt{s\tau_L}L} = 1 - \sqrt{s\tau_L}L + \frac{1}{2}(\sqrt{s\tau_L}L)^2 - \frac{1}{6}(\sqrt{s\tau_L}L)^3 + \dots$$

Se substituirmos estas expressões na equação (C.4) vamos obter, ignorando os termos de ordem superior a três:

$$y_{ds} = \left(\frac{1}{rL} \right) \left[\frac{1}{1 + \frac{s^2 L^2}{6}} \right] \quad (C.5)$$

que corresponde a uma função de transferência de um filtro passa-baixas. Agora, se substituirmos a relação (C.2) na equação (C.5) vamos obter finalmente:

$$y_{ds} = \left(\frac{1}{rL} \right) \left[\frac{1}{1 + \frac{L^2}{6\mu\phi(\sqrt{1+i_f})} s} \right] \quad (C.6)$$

Então, a frequência de corte deste filtro será:

$$f_C = \frac{6\mu\phi\sqrt{1+i_f}}{2\pi L^2}, \quad (C.7)$$

Podemos encontrar o valor da resistência deste MOSFET a partir da relação:

$$R = rL = \frac{1}{g_{ms}} = \frac{\phi}{2I_{SQ}(\sqrt{1+i_f} + 1)} \left(\frac{L}{W} \right) \quad (C.8)$$

Onde I_{SQ} é a corrente de normalização para um transistor quadrado (I_S para $W=L$).

Podemos, a partir das últimas das relações (C.7) e (C.8), mencionar as seguintes características:

1.- A frequência de corte passa-baixas é função do nível de inversão i_f e do comprimento do transistor L . Dada uma determinada frequência de corte f_C , podemos fazer uma varredura do nível de inversão i_f para obter o comprimento do transistor L .

2.- A resistência R do transistor está somente em função da largura do canal W , já que o nível de inversão e o comprimento do canal já foram encontrados.

3.- A relação (C.7) mostra que se pode obter uma frequência de corte passa baixas relativamente precisa pois μ_n/L^2 não é muito sensível à dispersão da tecnologia e relativamente pouco dependente da temperatura T . É possível ajustar a constante de tempo/frequência através do nível de inversão i_f .

ANEXO D: CÁLCULO DO RUÍDO REFERIDO À ENTRADA:

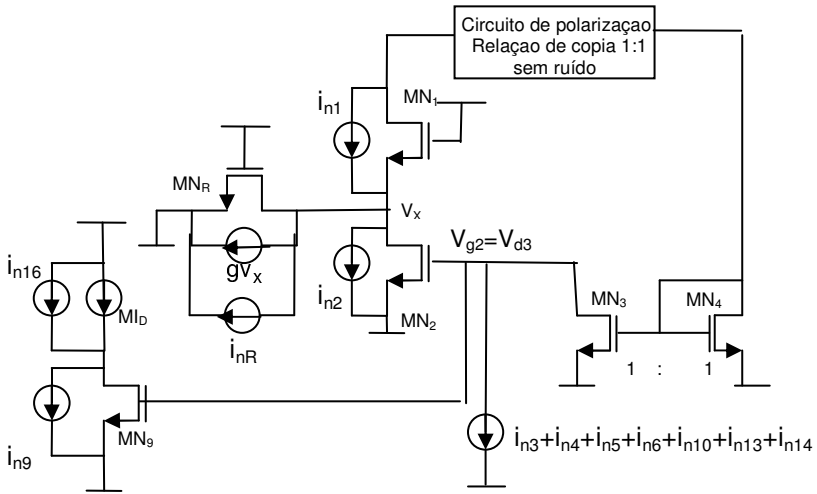
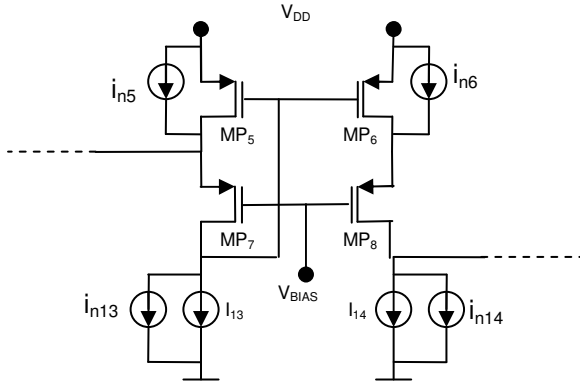
D.1.- INTRODUÇÃO:

Neste anexo, vamos calcular o ruído do circuito pré-amplificador. Este cálculo foi deixado para este anexo, pois é extenso.

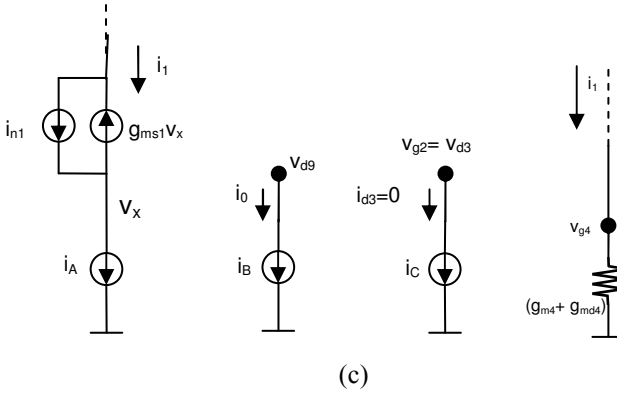
D.2.- CÁLCULO DA FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA DO RUÍDO:

Vamos repetir por simplicidade o circuito da Figura 2.4 e calcular as contribuições de ruído de cada transistor, para ao final, somar todas estas contribuições e obter finalmente o ruído total na saída.

Circuito de polarização



(a)



Donde:

$$i_A = (g_{md2} + g)v_x + g_{m2}V_{g2} + i_{nR} + i_{n2}$$

$$i_B = g_{md9}V_{d9} + g_{m9}V_{g2} + i_{n16} + i_{n9}$$

$$i_C = g_{md3}V_{d3} + g_{m3}V_{g4} + i_{n3} + i_{n4} + i_{n5} + i_{n6} + i_{n10} + i_{n13} + i_{n14}$$

Figura D.1: (a) Circuito empregado para o cálculo da transferência do ruído do circuito, (b) circuito de pequenas sinais de (b).

Deve ser observado que não os transistores MP7 e MP8 não tem contribuição importante de ruído [26].

De acordo com a Figura D.1(b) se tem que:

$$i_1 = i_{n1} - g_{ms1}v_x \quad (D.1)$$

$$i_1 = i_A = (g_{md2} + g)v_x + g_{m2}V_{g2} + i_{nR} + i_{n2} \approx g v_x + g_{m2}V_{g2} + i_{nR} + i_{n2} \quad (D.2)$$

Igualando ambas expressões e isolando v_x vamos obter:

$$v_x = \frac{i_{n1} - i_{nR} - i_{n2} - g_{m2}V_{g2}}{g + g_{ms1}} \quad (D.3)$$

Substituindo a última equação na relação (D.1) vamos obter:

$$i_1 = i_{n1} - \frac{g_{ms1}}{(g + g_{ms1})} (i_{n1} - i_{nR} - i_{n2} - g_{m2}V_{g2}) \quad (D.4)$$

no nó v_{g4} temos:

$$v_{g4} = \frac{i_1}{g_{m4}} \quad (D.5)$$

Substituindo (D.4) em (D.5) vamos obter:

$$v_{g4} = \frac{1}{g_{m4}} \left[i_{n1} - \frac{g_{ms1}}{(g + g_{ms1})} (i_{n1} - i_{nR} - i_{n2} - g_{m2} v_{g2}) \right] \quad (D.6)$$

A corrente i_{d3} é igual a:

$$i_{d3} = i_C = 0 = g_{md3} v_{g2} + g_{m3} v_{g4} + i_{nJ} \approx g_{m3} v_{g4} + \sum_J i_{nJ} \quad (D.7)$$

onde i_{nJ} corresponde as fontes de corrente de ruído dos transistores MN3, MN4, MP5, MP6, MP10, MN13 e MN14.

Então, substituindo a expressão (D.6) na relação (D.7) e isolando o termo v_{g2} vamos obter:

$$v_{g2} = -\frac{1}{g_{m2}} \left[i_{n1} + i_{nR} + i_{n2} + 2 \sum_J i_{nJ} \right] \quad (D.8)$$

A corrente no nó de saída é igual a:

$$i_o = i_B = g_{md9} v_{d9} + g_{m9} v_{g2} + i_{n9} + i_{n16} \approx g_{m9} v_{g2} + i_{n9} + i_{n16} \quad (D.9)$$

Então, substituindo a expressão (D.8) em (D.9) obtemos:

$$i_o = -\frac{g_{m9}}{g_{m2}} \left[i_{nR} + i_{n1} + i_{n2} + 2 \sum_J i_{nJ} \right] + i_{n9} + i_{n16}$$

Como $M = g_{m9}/g_{m2}$, elevando ao quadrado a expressão anterior e usando o fato de as fontes de ruído serem não correlacionas, obtemos:

$$\overline{i_o^2} = M^2 \left[\overline{i_{nR}^2} + \overline{i_{n1}^2} + \overline{i_{n2}^2} + 4 \sum_J \overline{i_{nJ}^2} \right] + \overline{i_{n9}^2} + \overline{i_{n16}^2} \quad (D.10)$$

Como $i_o = M i_{iT}$, onde i_{iT} é a corrente de ruído na entrada do pré-amplificador completo. Elevando ao quadrado esta relação, substituindo-a na expressão (D.10) e isolando a corrente de ruído na entrada, vamos obter:

$$\overline{i_{iT}^2} = \left[\overline{i_{nR}^2} + \overline{i_{n1}^2} + \overline{i_{n2}^2} + 4 \sum_J \overline{i_{nJ}^2} \right] + \frac{\overline{i_{n9}^2} + \overline{i_{n16}^2}}{M^2}$$

Para $M \gg 1$, a última expressão fica:

$$\overline{i_{iT}^2} \approx \left[\overline{i_{nR}^2} + \overline{i_{n1}^2} + \overline{i_{n2}^2} + 4 \sum_J \overline{i_{nJ}^2} \right] \quad (D.11)$$

REFERÊNCIAS:

- [1] Evaluation of the Social and Economic Costs of Hearing Impairment.
http://www.hear-it.org/multimedia/Hear_It_Report_October_2006.pdf
- [2] O ouvido humano e suas partes.
<http://www.audiorex.com.ve/>
- [3] Noções de Audição:
<http://es.wikipedia.org/wiki/Audición>
- [4] Noções de Som:
<http://es.wikipedia.org/wiki/Sonido>
- [5] Definição da amplitude e pressão no som:
<http://www.phon.ucl.ac.uk/courses/spsci/acoustics/week1-2.pdf>
- [6] Pérdida de Audición:
http://es.wikipedia.org/wiki/Pérdida_de_audición
- [7] Tipos de perda auditiva:
http://www.medel.com/spanish/01_About_Hearing/03_Hearing_Loss.php
- [8] Dillon, H. Hearing Aids. pp 13, Sidney: Boomerang Press, 2001
- [9] Kates, M.J. Digital Hearing Aids. pp 1, San Diego: Plural Publishing Inc, 2008
- [10] Ruiz, D.N., Moreno, R.L., Pimenta, T.C. “Design Considerations of Class D Amplifier Suitable Hearing Aid Devices”, Electronics, Robotics and Automotive Mechanics Conference, CERMA. Cuernavaca, Morelos, Mexico September 25-28, 2007.
- [11] Miguez, M. “Gm-C Chopper Amplifiers for Implantable Medical Devices”. Montevideo, Março 2008. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica). Universidad Católica del Uruguay. Disponível: <http://die.ucu.edu.uy/microdie/publ.html>
- [12] Amplivox: www.amplivox.com.br
- [13] Gak, J., Brevermann, M. “Amplificador Integrado para Señales Nerviosas”. Montevideo, Maio 2007. TCC (Graduação em Engenharia Elétrica). Universidad Católica del Uruguay. Disponível: <http://die.ucu.edu.uy/microdie/publ.html>
- [14] Uranga, N. Lago, X. Navarro, N, Varonil. “A Low Noise CMOS Amplifier for ENG Signals”. IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS 2004), vol. IV, pp. 21-24, May 2004
- [15] Gosselin, V.S., “Low-Power Implantable Microsystem Intended to Multichannel Cortical Recording”, IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS 2004), vol. IV, pp. 5-8, May 2004.

- [16] Silva-Martinez. J., Vazquez G.A. “Impedance Scalers for IC Active Filters”. Proc. IEEE ISCAS 1998.
- [17] Arnaud, A. “Very large Time Constant Gm-C Filters”. Montevideo, Abril 2004. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica). Universidad de la República. Disponível: <http://die.ucu.edu.uy/microdie/publ.html>
- [18] Harrison R. R., Charles C. “A Low Power Low Noise CMOS Amplifier for Neural Recording Applications”, IEEE J. Solid-State Circuits, vol.38, no. 6, pp. 958-965, Jun. 2003.
- [19] Baker, W. M. , Sarpeshkar R. “A Low Power High-Psrr Current-Mode Microphone Preamplifier”, IEEE J. Solid-State Circuits, vol.38, no. 10, pp. 1671-1678, Oct. 2003.
- [20] Silva-Martinez J., Sorge-Suner J. “A CMOS Preamplifier for Electret Microphones”, In Proc. 38th Midwest Symp. Circuits and System, vol. 2, pp. 1018-1021, 1996.
- [21] Yodtean A., Thanachayanont A. “A Micropower CMOS Preamplifier for Cochelear Implant System”. In 23rd International Technical Conference on Circuits/Systems, Computers and Communications, ITC-CSCC 2008.
- [22] Serra-Graells F., Rueda A., Huertas J. L. “Low Voltage CMOS log companding analog design”. Springer, 2003.
- [23] Arnaud A., Galup-Montoro C. “A Compact Model for Flicker Noise in MOS Transistors for Analog Circuit Design”. IEEE Trans. Elect. Devices, Vol. 50, No. 8, pp. 1815-1818, August 2003.
- [24] Cunha A.I.A, Schneider M.C, and Galup-Montoro C. “An MOS Transistor Model for Analog Circuit Design”. IEEE journal of solid-state circuits, Vol. 33, No. 10, pp. 1510-1519, October 1998.
- [25] Galup-Montoro C. and Cherem Schneider M. MOSFET Modeling For Circuit Analysis and Design. World Scientific Publishing, 2007.
- [26] Cherem Schneider M. and Galup-Montoro C. CMOS Analog Design Using All-Region MOSFET Modeling. Cambrigde University Press, 2010.
- [27] Silveira F., Flandre D. and Jespers P.G.A. “A g_m/I_D Based Methodology for the Design of CMOS Analog Circuits and Its Application to the Synthesis of a Silicon-on-Insulator Micropower OTA”, IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 31, No. 9, pp. 1314-1319, September 1996.
- [28] Cunha A.I.A., Schneider M.C., Galup-Montoro C., *et al.* “Unambiguous Extraction of Threshold Voltage Based on the Transconductance-to-Current Ratio”, NSTI-Nanotech 2005, ISBN 0-9767985-3-0 WCM, 2005.

- [29] Tsividis Y. Operation and Modeling of the MOS Transistor. 2. ed. New York: Oxford University Press, 1999.
- [30] Camacho-Galeano E. M., Galup-Montoro C. and Schneider M. C. "Design of an ultra-low-power current source", International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS), Vancouver, Canada, vol. 1, pp.333-336, May 2004.
- [31] Camacho-Galeano E. M., Moreira J. Q., Schneider M. C. *et al.* "Temperature Performance of Sub-1V Ultra-Low Power Current Sources", International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS), Seattle, WA, USA, pp.2230-2233, May 2008.
- [32] BK Series receivers Datasheet. Knowles.
http://www.knowles.com/search/family.do?family_id=BK&x_sub_cat_id=9
- [33] Pu J.L. and Tsividis.Y. "Transistor-Only Frequency-Selective Circuits". IEEE journal of solid-state circuits, Vol. 25, No. 3, pp. 821-832, June 1990.
- [34] Kielbasinski A. "Another Simple Transistor-Only Lumped-Distributed Tunable Low-Pass Filter". Proceedings of the 9th IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems. Vol. 1, pp. 197-200. December 2002.
- [35] Kielbasinski.A. "Transistor-Only Band-Pass Filters with High Q Factor". Proceedings of the fourth IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems, Vol.2, Cairo: Egypt, December 15-18, 1997,
- [36] Kielbasinski A. and Guzinski A. "Transistor-Only Notch and Band-Pass Filters". Proceedings of the XXII National Conference on Circuit Theory and Electronic Networks, Vol.2, pp. 393-398, Warszawa-Stare Jabllonki, October 20-23, 1999,
- [37] Li W. "A Transistor-Only High-Pass Filter with Adjustable Q Factor", IEEE Transactions on Circuits and Systems, vol. 40, no. 2, pp. 136-140, Feb. 1993.
- [38] Li W. and El-Masry E.I. "Distributed MOSFET High-pass Filters", IEEE Transactions on Circuits and Systems, vol. 39, no. 3, pp. 169-179, Mar. 1992
- [39] EM Microphone Datasheet. Knowles.
http://www.knowles.com/search/prods_pdf/EM-23046-000.pdf
- [40] Dolphin Music Microphone.
http://www.shure.com/ProAudio/Products/us_pro_ea_micsensitivity