

UNIVERSIDADE DO ESTADO DE SANTA CATARINA – UDESC

CENTRO DE CIÊNCIAS TECNOLÓGICAS – CCT

ENGENHARIA ELÉTRICA

PEDRO HENRIQUE THIESEN DE FRANÇA

**ANÁLISE COMPARATIVA DE OSCILADORES HARMÔNICOS COM
APLICAÇÕES EM ENGENHARIA BIOMÉDICA**

JOINVILLE/SC

2016

PEDRO HENRIQUE THIESEN DE FRANÇA

**ANÁLISE COMPARATIVA DE OSCILADORES HARMÔNICOS COM
APLICAÇÕES EM ENGENHARIA BIOMÉDICA**

Trabalho de conclusão de curso apresentado ao curso de engenharia elétrica do Centro de Ciências Tecnológicas, da Universidade do Estado de Santa Catarina, como requisito parcial para a obtenção de grau de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Volney Coelho Vincence

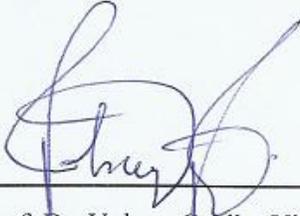
JOINVILLE/SC

2016

PEDRO HENRIQUE THIESEN DE FRANÇA
ANÁLISE COMPARATIVA DE OSCILADORES HARMÔNICOS COM
APLICAÇÕES EM ENGENHARIA BIOMÉDICA

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao curso de Engenharia Elétrica do Centro de Ciências Tecnológicas da Universidade do Estado de Santa Catarina como requisito para obtenção do grau de Bacharel em Engenharia Elétrica na área de concentração em Microeletrônica.

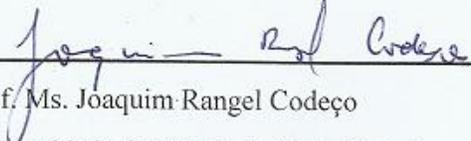
Banca examinadora

Orientador: 

Prof. Dr. Volney Coelho Vincence
Universidade do Estado de Santa Catarina

Membro: 

Prof. Dr. Celso José Faria de Araújo
Universidade do Estado de Santa Catarina

Membro: 

Prof. Ms. Joaquim Rangel Codeço
Universidade do Estado de Santa Catarina

JOINVILLE/SC, 29/06/2016

AGRADECIMENTOS

Queria primeiramente agradecer à minha mãe, que sempre me apoiou durante minha jornada universitária.

Aos meus amigos que fiz dentro e fora da universidade, pelos bons momentos e por toda a 'zueira' que me proporcionaram.

E ao professor Volney, pela dedicação e paciência necessários para a conclusão deste trabalho.

RESUMO

FRANÇA, Pedro H. T. **Análise comparativa de osciladores harmônicos com aplicações em engenharia biomédica.** 2016. 78 f. TCC (Graduação em Engenharia Elétrica – Área: Microeletrônica) – Universidade do Estado de Santa Catarina.

Os tecidos biológicos possuem características elétricas que podem ser mensuradas através da espectroscopia de bioimpedância (EIS). Mudanças fisiológicas acarretam em alterações em tais características elétricas, fazendo com que diagnósticos sobre a saúde de tais tecidos sejam obtidos através do EIS. O EIS é constituído de dois blocos, sendo um o circuito gerador de corrente, responsável por excitar o tecido biológico, e o outro o sistema de aquisição de dados. O foco do trabalho será o projeto de diversas estruturas de osciladores harmônicos para serem utilizados como circuito gerador de corrente do EIS. No total foram projetados quatro osciladores ponte de Wien, utilizando transportadores de corrente com par diferencial de malha translinear, classe A e classe AB, e um oscilador OTA-C, utilizando um circuito classe A. Os osciladores foram testados para frequências de 1kHz e 1MHz, donde foram comparados as amplitudes de saída, que devem ficar próximas de $100\mu\text{A}$, distorção harmônica total e potência média consumida. Todos os circuitos foram alimentados com $\pm 1,5\text{V}$, utilizando tecnologia CMOS AMS-0,35 μm . Com exceção do oscilador utilizando transportador de corrente com malha translinear classe AB, que apresentou alta distorção harmônica apresentada todos os osciladores apresentaram viabilidade para aplicações em EIS.

Palavras-chave: Espectroscopia de bioimpedância. Oscilador harmônico. Current Conveyor. OTA-C.

ABSTRACT

FRANÇA, Pedro H. T. **Harmonic Oscillators with applications on biomedical engineering: A comparative analysis.**

Biological tissues carries electrical characteristics that can be measured by the bioimpedance electroscopy (EIS). Fisiological changes can alter those electrical characteristics, making the health diagnosis of the tissue possible through the EIS. The EIS is made by two blocs, which the first one is the current generator, responsible for the excitement of the tissue, and the other one the data aquisition system. This work will focus on the project of five harmonic oscillator structures that can be used as the current generator for the EIS. Four of these oscillators are Wien bridges, being made with current conveyors with differential pair and translinear loop, A and AB class, and one OTA-C oscillator, with an A class transconductor. The oscillators were tested for output currents with 1kHz and 1MHz frequencies, where the output amplitudes, total harmonic distortion and medium power consumption were compared. All the circuits were biased with a $\pm 1,5V$ voltage, while using CMOS MAS-0,35 μm technology. With the exception of the AB class translinear loop current conveyor, whose output current presented high harmonic distortion, all the structures are suitable for applications on EIS.

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO	12
1.1 INTRODUÇÃO À ESPECTROSCOPIA DE BIOIMPEDÂNCIA.....	12
1.1.1 Propriedades elétricas dos tecidos biológicos.....	13
1.1.2 Sistema de medição da impedância dos tecidos biológicos.....	13
1.2 BLOCOS DE AMPLIFICAÇÃO	15
1.2.1 Transistor	16
1.2.2 Amplificador operacional de tensão	17
1.2.3 Amplificador operacional de transcondutância	17
1.2.4 Amplificador operacional de transresistência.....	18
1.2.5 Transportadores de corrente	19
1.2.6 Amplificador de transcondutância diferenciador de corrente controlado por corrente	20
1.2.7 Amplificador de transcondutância de corrente reversa modificado	21
1.3 OSCILADORES HARMÔNICOS.....	22
1.2.1 Osciladores de alta frequência	23
1.3.2 Osciladores de baixa frequência	26
2 PROJETO E RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES DOS AMPLIFICADORES	32
2.1 TRANSPORTADORES DE CORRENTE.....	32
2.1.1 Transportador de corrente classe A utilizando par diferencial	32
2.1.2 Transportador de corrente classe AB utilizando par diferencial	36
2.1.3 Transportador de corrente classe A utilizando malha translinear.....	41
2.1.4 Transportador de corrente classe AB com malha translinear	43
2.2 AMPLIFICADOR OPERACIONAL DE TRANSCONDUTÂNCIA	46
3 PROJETO E RESULTADOS DOS OSCILADORES HARMÔNICOS.....	49
3.1 OSCILADORES PONTE DE WIEN.....	49

3.1.1 Oscilador utilizando CCII classe A com par diferencial	50
3.1.2 Oscilador utilizando CCII classe AB com par diferencial.....	53
3.1.3 Oscilador utilizando CCII classe A com malha translinear	55
3.1.4 Oscilador utilizando CCII classe AB com malha translinear	58
3.2 OSCILADOR OTA-C	61
3.3 CONSIDERAÇÕES FINAIS	64
4 CONCLUSÕES FINAIS	66
4.1 SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS	66
5 BIBLIOGRAFIA	67
ANEXO A – MODELO DO PSPICE DO AMS 0,35μm.....	71
A.1 MOSFET P	71
A.2 MOSFET N.....	72
ANEXO B – RESULTADO DAS SIMULAÇÕES DE OSCILADORES COM ESTRUTURAS ESPECIAIS	75
B.1 - OSCILADOR COM AMPLIFICADOR DE TRANSCONDUTÂNCIA DE CORRENTE REVERSA MODIFICADO CLASSE A	75
B.2 - OSCILADOR COM AMPLIFICADOR DE TRANSCONDUTÂNCIA DIFERENCIADOR DE CORRENTE CONTROLADO POR CORRENTE DE MÚLTIPLAS SAÍDAS	77

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1 - Circuito equivalente da equação 1.1	13
Figura 2 - Potencial elétrico em um tecido biológico	14
Figura 3 - Técnica de medição tetrapolar	15
Figura 4 - Transistor bipolar de junção	16
Figura 5 - Transistor de efeito de campo tipo metal-óxido-semicondutor	17
Figura 6 - Representação de um amplificador operacional	17
Figura 7 - OTA ideal de saída simples	18
Figura 8 - Amplificador operacional de transresistência	19
Figura 9 - Representação de um transportador de corrente	19
Figura 10 – Diagrama de blocos dos CCII (a) CCII+ (b) CCII-.....	20
Figura 11 – Representação de um CCCDTA	21
Figura 12 - Circuito equivalente do CCCDTA	21
Figura 13 - (a) Circuito equivalente do CBTA	22
Figura 14 - Diagrama de blocos de um oscilador harmônico	22
Figura 15 - Oscilador Hartley	24
Figura 16 - Oscilador Colpitts	24
Figura 17 - Oscilador Clapp	24
Figura 18 - Oscilador Armstrong.....	25
Figura 19 - Oscilador Pierce	25
Figura 20 - Esquema genérico de um oscilador em anel	26
Figura 21 - Oscilador por deslocamento de fase	26
Figura 22 – Oscilador ponte de Wien	27
Figura 23 - Osciladores ponte de Wien com CFOA.....	27
Figura 24 - Oscilador ponte de Wien com MCBTA.....	28
Figura 25 - Oscilador em quadratura por deslocamento de fase	28
Figura 26 - Oscilador em quadratura LC ativo	29
Figura 27 - Oscilador multifásico utilizando OTRA	30
Figura 28 - Oscilador multifásico com estágio de controle automático de ganho na realimentação	30
Figura 29 – Par diferencial do transportador de corrente classe A	32
Figura 30 - Estágio de saída do transportador de corrente classe A	33
Figura 31 - Característica de transferência do CCII com par diferencial Classe A.....	35

Figura 32 - Função de transferência do terminal X	36
Figura 33 - Função de transferência do terminal Z.....	36
Figura 34 – Par diferencial do transportador de corrente classe AB	37
Figura 35 - Estágio de saída do transportador de corrente classe AB	39
Figura 36 - Característica de transferência do CCII com par diferencial classe AB	40
Figura 37 - Função de transferência do terminal X	40
Figura 38 - Função de transferência do terminal Z.....	40
Figura 39 - Transportador de corrente com malha translinear classe A	41
Figura 40 - Característica de transferência do CCII com malha translinear Classe A	42
Figura 41 - Função de transferência do terminal X	43
Figura 42 - Função de transferência para o terminal Z.....	43
Figura 43 - Transportador de corrente com malha translinear classe AB	44
Figura 44 - Análise DC do CCII com malha translinear Classe AB	45
Figura 45 - Função de transferência para o terminal X	45
Figura 46 - Função de transferência do terminal Z.....	45
Figura 47 - OTA com saída simples	46
Figura 48 - OTA com saída dupla	47
Figura 49 - Análise DC do amplificador operacional de transcondutância	48
Figura 50 - Análise AC do amplificador operacional de transcondutância	48
Figura 51 - Oscilador ponte de Wien proposto.....	49
Figura 52 – Oscilação em 1kHz.....	51
Figura 53 – Espectro de harmônicos para 1kHz.....	51
Figura 54 – Oscilação em 1MHz	52
Figura 55 – Espectro de harmônicos em 1MHz	52
Figura 56 – Saída em 1kHz	53
Figura 57 – Espectro de harmônicos em 1kHz.....	54
Figura 58 - Saída em 1MHz.....	54
Figura 59 – Espectro de harmônicos em 1MHz	55
Figura 60 – Corrente de saída em 1kHz	56
Figura 61 – Harmônicos em 1kHz.....	56
Figura 62 – Oscilação em 1MHz	57
Figura 63 – Harmônicos em 1MHz	57
Figura 64 – Oscilação da corrente de saída em 1kHz.....	59
Figura 65 – Espectro de harmônicos em 1kHz.....	59

Figura 66 – Oscilação em 1MHz	60
Figura 67 – Harmônicos em 1MHz	60
Figura 68 - Oscilador utilizando OTA	61
Figura 69 – Oscilação em 1kHz.....	62
Figura 70 – Espectro de harmônicos em 1kHz.....	62
Figura 71 – Oscilação em 1MHz	63
Figura 72 - harmônicos em 1MHz.....	63
Figura 73 - Oscilador utilizando MCBTA	75
Figura 74 - Resultados da simulação com MBCTA	76
Figura 75 - Simulação do oscilador com DO-CCCDTA.....	77
Figura 76 - Resultado da simulação.....	78

1 INTRODUÇÃO

Neste trabalho, serão estudadas e comparadas cinco estruturas de osciladores harmônicos em tecnologia CMOS para injeção de correntes elétricas no tecido humano, gerando uma diferença de potencial e possibilitando a medição da impedância elétrica do mesmo. Os osciladores projetados utilizarão OTAs e transportadores de corrente como elementos ativos, os quais são bastante adequados para aplicações analógicas integradas. A aplicação será em bioimpedância com o objetivo de caracterizar tecidos orgânicos na procura de patologias. Os resultados serão obtidos através de simulações com o software PSpice.

No primeiro capítulo, serão exploradas as definições de espectroscopia de bioimpedância, componentes eletrônicos básicos e especiais encontrados na literatura, além da definição e funcionamento dos osciladores harmônicos.

No segundo capítulo apresenta-se o projeto e resultados de simulações de cinco circuitos amplificadores, que serão utilizados como blocos ativos dos osciladores harmônicos.

No terceiro capítulo, apresenta-se duas topologias de osciladores harmônicos e cinco osciladores diferentes, um para cada bloco de amplificação apresentado no capítulo dois.

1.1 INTRODUÇÃO À ESPECTROSCOPIA DE BIOIMPEDÂNCIA

A medicina, como um todo, evoluiu de maneira significativa nos últimos tempos. Muitas doenças como tuberculose, AIDS e diversos tipos de câncer, que antes eram tidos como pena de morte ao seu portador, hoje são tratáveis e muitas delas possuem cura. Especialmente no caso do câncer, que graças ao desenvolvimento de técnicas cada vez mais avançadas de detecção da doença, permite-se encontra-la cada vez mais cedo, aumentando as chances de cura de forma exponencial. Muitos desse novos métodos são não-invasivos, como radiografia, ressonância magnética e espectroscopia de bioimpedância. A espectroscopia de bioimpedância, em especial, pode ser utilizada para detecção de câncer de mama [1] e pele [2], além de poder ser utilizada para a medição de massa muscular e de gordura em pacientes submetidos à quimioterapia, com a finalidade de evitar a subnutrição do mesmo [3].

A medição da impedância elétrica é feita através da medição da diferença de potencial entre dois eletrodos. Para a medição, injeta-se uma corrente elétrica de amplitude e frequência conhecidos dentro do tecido [4].

1.1.1 Propriedades elétricas dos tecidos biológicos

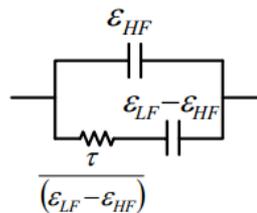
As propriedades elétricas dos tecidos biológicos remetem tanto aos condutores quando aos dielétricos. As células possuem membranas que separam o espaço intracelular do extracelular. As correntes de baixa frequência passam pelo fluido extracelular, enquanto as de alta frequência passam por ambos os fluidos. Tais membranas determinam como as correntes fluem por dentro da célula. Elas possuem alta resistência e baixa capacitância, fazendo com que seja esperado uma queda na impedância com o aumento da frequência [5].

Como os tecidos biológicos além de remeterem aos condutores, também remetem aos dielétricos, o que faz com que haja uma permissividade relativa ‘ ϵ_r ’, que representa o movimento limite das cargas no dielétrico devido ao campo elétrico aplicado [4]. Em (BERTEMES FILHO, 2002) propõe-se uma equação para a permissividade complexa relativa de suspensão ‘ ϵ_r^* ’:

$$\epsilon_r^* = \epsilon_{HF} + \frac{\epsilon_{LF} - \epsilon_{HF}}{1 + j\omega\tau} \quad (1.1)$$

onde ϵ_{HF} é a permissividade em alta frequência, ϵ_{LF} é a permissividade em baixa frequência e τ é o tempo de relaxamento constante. O circuito equivalente desta equação é mostrado na figura 1.

Figura 1 - Circuito equivalente da equação 1.1



Fonte: modificado de [4]

1.1.2 Sistema de medição da impedância dos tecidos biológicos

Ao injetar corrente no tecido em questão, nota-se o surgimento de um potencial nos eletrodos, potencial este que é indesejado, pois afeta a medição do potencial do tecido. O potencial gerado pelo eletrodo depende da condutividade do material biológico que está sendo estudado, da interface eletrodo/tecido e da geometria do eletrodo. A interface eletrodo/tecido é de difícil determinação e suas maiores mudanças ocorrem em baixas frequências, enquanto o efeito da geometria do eletrodo afeta o sinal em todas as frequências [4].

Assumindo que o eletrodo é um condutor perfeito hemisférico, com ausência de efeitos de interface colocado em um meio semi-infinito homogêneo com condutividade ‘ σ ’ pode-se calcular analiticamente a resistência elétrica do mesmo. Supondo que entra uma corrente ‘ I ’ no eletrodo de raio ‘ r ’. Como amostrado na figura 2, a densidade de corrente ‘ J ’ que atravessa o eletrodo e que adentra a superfície de condutividade ‘ σ ’ a partir de uma distância radial ‘ R ’ do eletrodo é dada por:

$$J = \sigma \cdot E = \frac{I}{2\pi r^2} \mathbf{a}_r \quad (1.2)$$

onde \mathbf{a}_r é o vetor unitário da direção radial em coordenadas esféricas.

A partir dessa equação, determina-se o potencial ‘ V ’ criado pela corrente elétrica injetada pelo eletrodo:

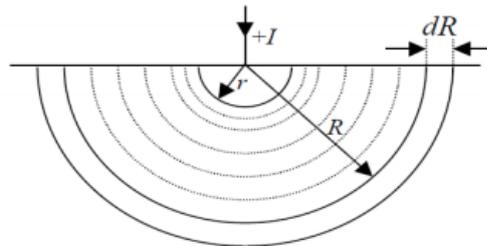
$$V = \frac{I}{2\pi \cdot \sigma} \int_R^r \frac{dR}{r^2} \quad (1.3)$$

onde ‘ ρ ’ é a resistividade do meio.

Ao se considerar o potencial no infinito como sendo zero, então o potencial poderá ser calculado de acordo com a seguinte equação:

$$V = I \cdot \frac{\rho}{2\pi \cdot r} \quad (1.4)$$

Figura 2 - Potencial elétrico em um tecido biológico



Fonte: [4]

Considerando o eletrodo como um hemisfério de raio ‘ $(a/2\pi)$ ’ a impedância ‘ Z ’ do eletrodo será:

$$Z = \frac{\rho}{\sqrt[2]{2\pi \cdot a}} \quad (1.5)$$

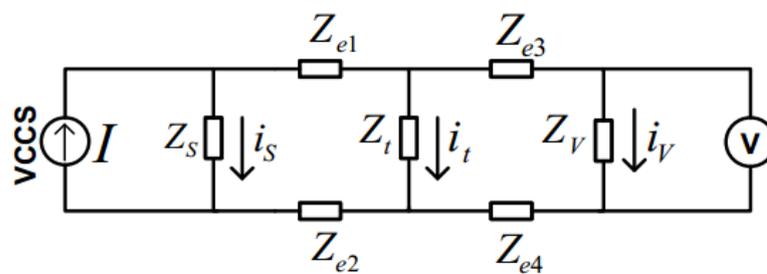
onde ‘ a ’ é a área do eletrodo.

Com isso, nota-se que a área deverá ser a maior possível, minimizando a impedância do eletrodo. Porém, a impedância do eletrodo na maioria dos casos é muito maior que a impedância do tecido. Para isso, usa-se uma técnica capaz de reduzir o efeito da impedância do eletrodo chamada de técnica tetrapolar [4].

Na técnica tetrapolar, utiliza-se dois pares de eletrodos. O primeiro injeta a corrente necessária para a análise do tecido, enquanto o segundo faz a medição da diferença de potencial gerada medida por um segundo eletrodo. Esta técnica diminui a sensibilidade em relação às mudanças de impedância que podem ocorrer na interface eletrodo/tecido [6].

A medição tetrapolar pode ser representada na seguinte figura:

Figura 3 - Técnica de medição tetrapolar



Fonte: modificado de [4].

Caso a impedância de saída ' Z_s ' da fonte de corrente e a impedância de entrada ' Z_v ' do amplificador diferencial responsável pela medição da tensão sejam grandes em relação à soma das impedâncias dos eletrodos e dos tecidos, as condições insensíveis da medição tetrapolar serão satisfeitas. Ou seja, ' i_s ' e ' i_v ' são insignificantes [6].

Com isso, maior parte a corrente que está saindo da fonte ' $VCCS$ ' passará pela impedância do tecido ' Z_t ', fazendo com que haja uma queda de tensão mínima em cima dos eletrodos de medição ' Z_{e3} e Z_{e4} '.

1.2 BLOCOS DE AMPLIFICAÇÃO

Os blocos de amplificação constituem de uma parte vital dos osciladores harmônicos, como será visto na seção 1.3. Estes blocos nada mais são do que elementos eletrônicos ativos, sendo muitas vezes elementos comuns encontrados comercialmente, como transistores, amplificadores operacionais, amplificadores operacionais de transcondutância, amplificadores de transresistência e transportadores de corrente, como também podem ser elementos encontrados exclusivamente na literatura, como o amplificador de transcondutância

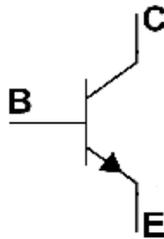
diferenciador de corrente controlado por corrente [7], amplificador de transcondutância de corrente reversa modificado [8], entre outros.

1.2.1 Transistor

Transistor é um dispositivo semiconductor de três terminais, onde utiliza-se a tensão entre dois terminais para controlar o fluxo de corrente no terceiro terminal. Assim, tal dispositivo pode ser utilizado como fonte controlada, ou então como chave, fazendo com que a corrente no terceiro terminal varie de zero até um valor significativo [9].

Há dois tipos principais de transistores: Transistor bipolar de junção (BJT), que pode ser visto na figura 4, e o transistor de efeito de campo (FET), visto na figura 5.

Figura 4 - Transistor bipolar de junção



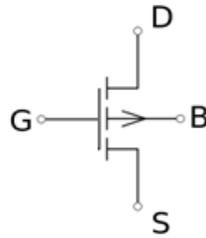
Fonte: modificado de [10]

O transistor bipolar consiste em duas junções pn conectadas em série e em oposição. O termo bipolar advém do fato da corrente conduzir-se tanto por lacunas quanto por elétrons [9].

Assim como o BJT, o FET também pode ser utilizado tanto como amplificador quanto chave. O nome “transistor de efeito de campo” advém do seu princípio físico de operação, onde o mecanismo de controle é baseado no campo elétrico estabelecido pela tensão aplicada no terminal de controle [9].

O transistor de efeito de campo tipo metal-óxido-semicondutor (MOSFET) são, entre outros, o tipo mais utilizado de FET. Tornou-se extremamente popular pois podem ser feitos em dimensões extremamente pequenas, e seu processo de fabricação é muito simples. Por tais razões, a maioria dos circuitos integrados em escala muito alta de integração são feitos utilizando tecnologia MOS [9].

Figura 5 - Transistor de efeito de campo tipo metal-óxido-semicondutor

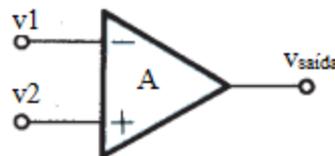


Fonte: modificado de [11]

1.2.2 Amplificador operacional de tensão

Amplificadores operacionais (AMPOP) podem ser definidos como sendo amplificadores diferenciais de alto ganho. Por “alto ganho”, entende-se valores entre 10^1 e 10^5 [12]. Este ganho deve ser suficientemente alto para que no momento em que a realimentação negativa é aplicada, a função de transferência de malha fechada é praticamente independente do ganho do AMPOP [13].

Figura 6 - Representação de um amplificador operacional



Fonte: modificado de [14]

O AMPOP é projetado para operar como sensor da diferença entre os sinais de tensão aplicados em seus dois terminais de entrada. Em um AMPOP ideal é suposto que nenhuma corrente de entrada seja drenada, ou seja, a impedância de entrada é supostamente infinita [9]. A tensão de saída é dada por:

$$V_{saída} = A(v_2 - v_1) \quad (1.6)$$

O termo “operacional” vem do fato de que este componente é capaz de realizar operações matemáticas.

1.2.3 Amplificador operacional de transcondutância

O OTA (*Operational transconductance amplifier* – amplificador operacional de transcondutância) é um componente que funciona como fonte de corrente controlada por tensão

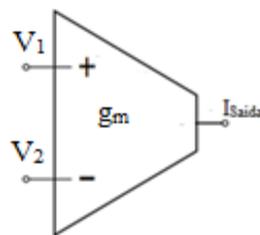
[15]. São populares para a implementação de osciladores controlador por tensão (VCO) por conta de sua controlabilidade.

O OTA é basicamente um amplificador operacional sem um *buffer* de saída [16]. A corrente de saída depende da diferença entre as tensões de entrada, como demonstrado na equação 1.7 [17].

$$I_{Saída} = g_m(V_1 - V_2) \quad (1.7)$$

Os OTAs podem ter uma única saída, sendo assim chamados de OTA com saída simples, ou duas, sendo classificados como OTAs diferenciais. Entre as vantagens dos OTAs totalmente diferenciais sobre os de saída simples, destacam-se a estabilidade da tensão de modo comum da entrada, distorção harmônica reduzida e supressão do ruído acoplado [16].

Figura 7 - OTA ideal de saída simples



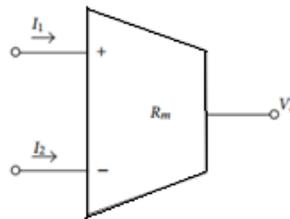
Fonte: modificado de [17]

Um OTA ideal possui duas entrada em tensão com impedância infinita (Ou seja, não possui corrente de entrada). A faixa de entrada de modo comum também é infinita, enquanto o sinal diferencial entre as duas entradas é utilizado para controlar uma fonte de corrente ideal (i.e. a corrente de saída não depende da tensão de saída) que funciona como saída. O fator de proporção entre a corrente de saída e a tensão diferencial na entrada é chamado de transcondutância [17].

1.2.4 Amplificador operacional de transresistência

O amplificador operacional de transresistência (OTRA – *Operational transresistance amplifier*) surgiu como uma alternativa eficiente que consiste num bloco com alto ganho de corrente e saída em tensão [18]. O efeito de capacitâncias e resistências parasitas de entrada são reduzidos, e seus terminais de entrada são virtualmente aterrados, fazendo com que não-idealidades sejam suprimidas em circuitos utilizando este componente.

Figura 8 - Amplificador operacional de transresistência



Fonte: modificado de [18]

O funcionamento do OTRA é dado por:

$$V_o = R_m(I_1 - I_2) \quad (1.8)$$

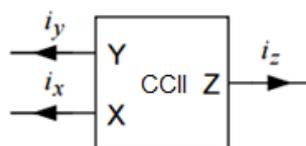
onde 'R_m' é o ganho de transresistência, que se aproxima do infinito. Como tanto os terminais de entrada quanto os de saída possuem baixa impedância, o OTRA se faz um componente adequado para aplicações que exijam cascadeamento de amplificadores [18].

1.2.5 Transportadores de corrente

O transportador de corrente, também conhecido na literatura como *current conveyor*, é um bloco amplificador básico presente nos osciladores. Trata-se de um amplificador com entrada em tensão e saída em corrente de malha aberta com ganho de corrente baixo [19]. O circuito transportador de corrente foi resultado da busca de um conversor tensão-corrente com características de alto desempenho quanto à linearidade, estabilidade térmica e banda de frequência [20].

Os transportadores de corrente são divididos em várias categorias: Os de 1ª geração (CCI), 2ª geração (CCII), infinitos (CCII∞) e 3ª geração (CCIII). O CCI possui duas entradas em corrente, enquanto o CCII possui uma entrada em corrente e outra em tensão. Já o CCII∞ também possui uma entrada em corrente e outra em tensão, porém, possui um alto ganho de corrente. Por último, o CCIII, assim como o CCI, possui duas entradas em corrente, porém, neste caso, as duas correntes de entrada estão em direções opostas (entrada diferencial).

Figura 9 - Representação de um transportador de corrente



Fonte: Modificado de [20]

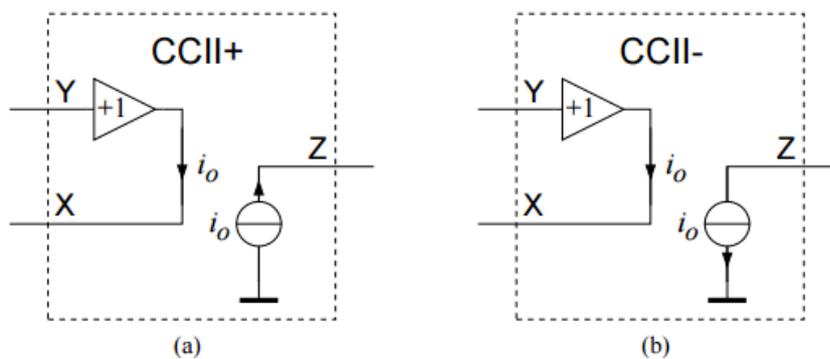
Para este trabalho em específico, serão tratados os *current conveyors* de 2ª geração, conhecidos na literatura como CCII. Como dito em (KOLI, 2000), para muitas aplicações deseja-se uma entrada de alta impedância, o que resultou no desenvolvimento do CCII. Este possui duas entradas, sendo uma de alta e outra de baixa impedância. Seu comportamento pode ser descrito pela seguinte matriz:

$$\begin{pmatrix} I_y \\ V_x \\ I_z \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & V_y & 0 \\ 0 & 0 & \pm I_x \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{pmatrix} \quad (1.9)$$

O terminal ‘Y’ funciona como um terminal de alta impedância para entrada em tensão, enquanto a porta Z se trata de uma saída em corrente. Já os terminal ‘X’ pode ser utilizada tanto como saída em tensão quanto uma entrada em corrente [21].

Uma grande melhoria para os transportadores de corrente de 2ª geração foi a adição da possibilidade de se alterar o sentido da corrente de saída no terminal Z, surgindo assim duas ramificações do CCII: O CCII+, onde I_z e I_x possuem mesmo sentido, e o CCII-, onde ambas correntes possuem sentido contrário [21].

Figura 10 – Diagrama de blocos dos CCII (a) CCII+ (b) CCII-

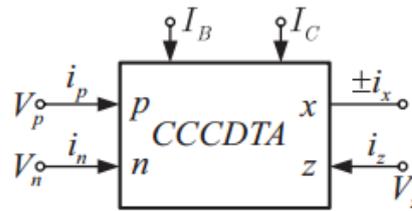


Fonte: [21]

1.2.6 Amplificador de transcondutância diferenciador de corrente controlado por corrente

O amplificador de transcondutância diferenciador de corrente controlado por corrente (CCCDTA), foi proposto em (SIRIPRUCHYANUN, JAIKLA, 2007). Este circuito possui resistências parasitas variáveis, que podem ser controladas pela corrente de polarização, fazendo com que as tensões de entrada sejam controladas indiretamente por tais correntes, como será demonstrado a seguir.

Figura 11 – Representação de um CCCDTA



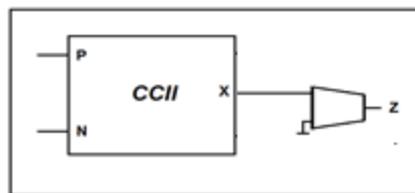
Fonte: [7]

O funcionamento de um CCCDTA pode ser descrito pela seguinte matriz:

$$\begin{pmatrix} V_p \\ V_n \\ I_z \\ I_x \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_p & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_n & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \pm g_m \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_p \\ I_n \\ V_x \\ V_z \end{pmatrix} \quad (1.10)$$

R_p e R_n são as resistências internas dos estágios de entrada. Este circuito pode ser representado pelo circuito da figura 12, onde a estrutura do CCCDTA pode ser subdividida em um CCII como circuito de entrada e um OTA como circuito de saída:

Figura 12 - Circuito equivalente do CCCDTA



Fonte: produção do próprio autor

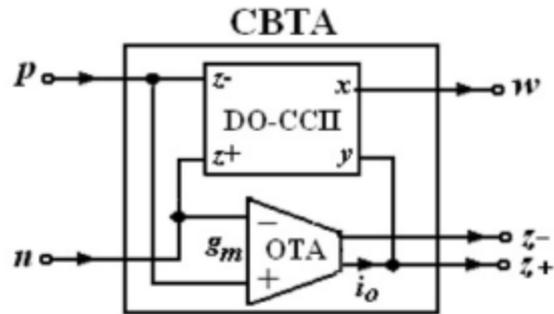
Os terminais ‘P’ e ‘N’ são as entradas em tensão e corrente, respectivamente. O terminal ‘X’ ao terminal ‘Z’ dos transportadores de corrente. As tensões no terminal ‘X’ servem de entrada o OTA, fazendo com que estas tensões sejam traduzidas para correntes no terminal ‘Z’.

1.2.7 Amplificador de transcondutância de corrente reversa modificado

Este componente foi proposto por (HERENCSAR et al, 2011). Também conhecido como MCBTA (*Modified current backward transconductance amplifier*). O MCBTA, por sua vez, é baseado no CBTA (*Current backward transconductance amplifier* – Amplificador de transcondutância de corrente reversa), proposto por AYTEN et al [22].

O MCBTA pode ser descrito como um transportador de corrente de 2ª geração com saída dupla (DO-CCII – *Dual output second generation current conveyor*), onde uma é o inverso da outra, que por sua vez estão ligadas aos terminais de entrada de uma OTA.

Figura 13 - (a) Circuito equivalente do CBTA



Fonte: [8]

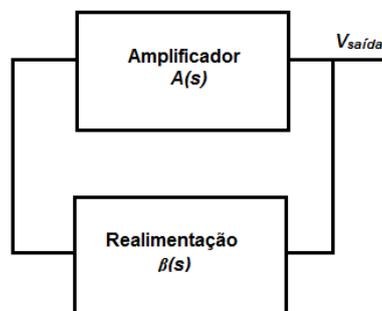
(HERENC SAR et al, 2011) concebeu o MCBTA, que possui algumas modificações em relação ao CBTA: agora as correntes saindo pelos terminais ‘N’ e ‘P’ são iguais, e não mais inversas, e a saída ‘Z’ foi suprimida. Pode ser representado pelas seguintes equações:

$$I_z = g_m (V_p - V_n), \quad V_w = V_z, \quad I_p = I_n = I_w \quad (1.11)$$

1.3 OSCILADORES HARMÔNICOS

A estrutura de um oscilador harmônico consiste num amplificador e uma malha seletiva a frequências conectada a um elo de realimentação positiva [9], como mostrado na figura 14.

Figura 14 - Diagrama de blocos de um oscilador harmônico



Fonte: Produção do próprio autor

O ganho de realimentação é dado por:

$$A_f(s) = \frac{A(s)}{1-A(s)\beta(s)} \quad (1.12)$$

Vale notar que esse tipo de circuito não apresenta um sinal de entrada. A energia do sinal de saída é proveniente da alimentação de elementos ativos presentes no circuito. Para $A(s)\beta(s)$ unitário, o ganho ‘ A_f ’ tende ao infinito. Como a entrada do circuito é nula, ao se multiplicar esta entrada por um ganho infinito, obtém-se uma saída de valor finito. Portanto, fica bem explicitado que para ocorrer a oscilação, o módulo de $A(s)\beta(s)$ deverá ser unitário e sua fase deverá ser nula. Estes são os chamados critérios de Barkhausen, que determinam as condições necessárias para haver oscilação. A frequência de oscilação ‘ ω_0 ’ será a frequência cuja fase de $A(s)\beta(s)$ seja nula [9].

Porém não linearidades físicas, como variações na temperatura do circuito, podem alterar o valor de $A(s)\beta(s)$, havendo a possibilidade deste valor ser menor que a unidade. Para solucionar esse problema, projeta-se o oscilador de forma que ao se ligar o circuito, $A(s)\beta(s)$ seja maior que 1, fazendo com que a amplitude cresça. Após a amplitude alcançar o valor desejado, componentes não lineares “puxam” $A(s)\beta(s)$ de volta para a unidade, mantendo assim a oscilação conforme desejado [9]. Os circuitos osciladores podem ser separados em duas classes: os de alta frequência, e os de baixa, que serão o alvo do presente trabalho.

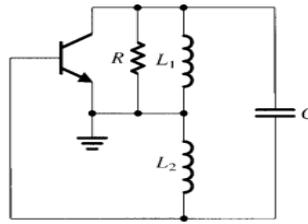
1.2.1 Osciladores de alta frequência

Nesta sessão serão apresentadas algumas topologias básicas de osciladores harmônicos para operação em altas frequências. Entre os osciladores descritos nesta seção, destacam-se os osciladores LC, à cristal e em anel.

Osciladores LC são circuitos osciladores que utilizam um circuito tanque LC para determinar a frequência de oscilação [20]. São utilizados na faixa de frequências de 100 kHz até centenas de MHz [9]. Entre as principais topologias de osciladores LC, destacam-se os osciladores Hartley, Colpitts e Armstrong.

No oscilador Hartley, o amplificador transistorizado proporciona a amplificação necessária para um ganho de tensão de malha unitário na frequência de ressonância [20].

Figura 15 - Oscilador Hartley

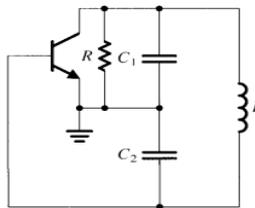


Fonte: [9]

O circuito tanque LC neste caso é formado por dois indutores e um capacitor, onde a tensão entre os indutores se torna a tensão de realimentação. Se a frequência de oscilação for suficientemente baixa a ponto de desprezar-se as capacitâncias parasitas no transistor, a frequência de oscilação será determinada pela frequência de ressonância do circuito tanque em paralelo [9].

O oscilador Colpitts possui grande semelhança com o oscilador Hartley, diferenciando-se apenas no circuito tanque LC, que possui dois capacitores e um indutor, onde a divisão da tensão de realimentação é feita pelos capacitores [20].

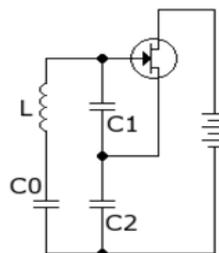
Figura 16 - Oscilador Colpitts



Fonte: [9]

O oscilador Clapp, por sua vez, é um oscilador Colpitts melhorado. O sinal de realimentação é produzido por um divisor de tensão capacitivo. A capacitância C_0 representa a capacitância parasita do MOSFET [23].

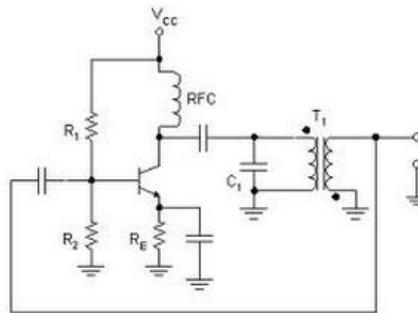
Figura 17 - Oscilador Clapp



Fonte: [23]

Já o oscilador Armstrong utiliza um transformador para produzir o sinal de realimentação, através do pequeno enrolamento do secundário (bobina de realimentação). Existe um deslocamento de fase de 180 graus no transformador, que significa que o deslocamento de fase pela malha é zero. O oscilador Armstrong não é usado com frequência visto que utiliza um transformador [23].

Figura 18 - Oscilador Armstrong

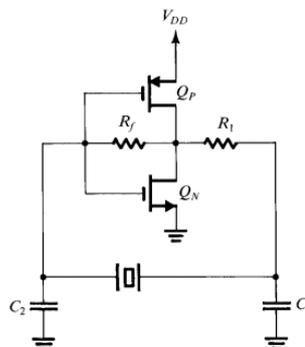


Fonte: [23]

Além dos osciladores LC, outro tipo de oscilador bastante empregado para geração de senóides de alta frequência são os osciladores à cristal. Os osciladores à cristal utilizam um cristal piezoelétrico, como o quartzo, que exhibe características de ressonância eletromecânica que são muito estáveis e altamente seletivas. As propriedades de ressonância são caracterizadas por uma indutância de alto valor (na casa das centenas de Henrys), uma capacitância em série de valor muito baixo, uma resistência em série representando um fator de qualidade que pode ser de até algumas centenas de milhares e uma capacitância em paralelo de alguns picofarads [9].

Um oscilador à cristal muito comum é o oscilador Pierce. Como os osciladores a cristal são sistemas ressonantes mecânicos, os mesmos possuem frequências fixas.

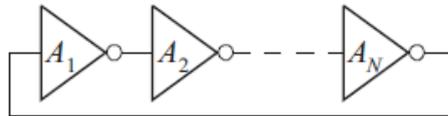
Figura 19 - Oscilador Pierce



Fonte: [9]

Em telecomunicações, um circuito muito empregado é o oscilador em anel. Osciladores em anel são constituídos por N estágios de ganho, sendo N um número ímpar. A saída do último estágio é conectada à entrada do primeiro estágio, como ilustrado na figura 20 [24].

Figura 20 - Esquema genérico de um oscilador em anel



Fonte: [24]

Cada estágio possui um ganho $G_n(s)$. O ganho em malha aberta é dado pela equação 1.13.

$$G(s) = G_1(s) \times G_2(s) \times G_3(s) \times \dots \times G_N(s) \quad (1.13)$$

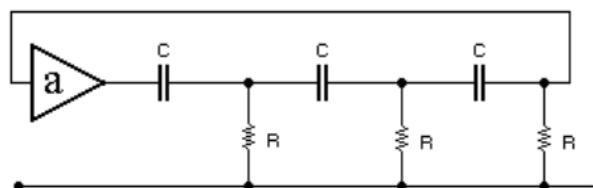
Para que a oscilação ocorra, a cadeia de estágios deverá ter um deslocamento de fase total de 360° , além de ter ganho unitário na frequência de oscilação. Em um oscilador com N estágios, cada estágio deverá ter um deslocamento de fase de $180^\circ/N$, e a inversão DC fornece os 180° restantes [25]. Cada estágio pode ser constituído de várias formas, desde simples circuitos inversores até portas lógicas NOT.

1.3.2 Osciladores de baixa frequência

Serão apresentados nesta sessão os osciladores para baixas frequências, que são o foco deste trabalho. Entre os osciladores de baixa frequência, destacam-se os osciladores por deslocamento de fase, ponte de Wien, em quadratura e multifásicos.

O oscilador por deslocamento de fase consiste de um amplificador com ganho negativo com três seções de malhas RC em degraus (terceira ordem) na realimentação, como pode ser visto na figura 21. O circuito oscilará na frequência em que o deslocamento de fase da malha RC for de 180° . Somente nesta frequência o deslocamento total será 0 ou 360° em torno da malha [9].

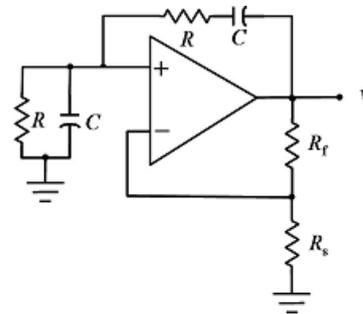
Figura 21 - Oscilador por deslocamento de fase



Fonte: [26]

Os osciladores Ponte Wien são usados sempre que se deseja um gerador de senóides puras, isto é senóides com distorção muito reduzida. Assim, este tipo de oscilador tornou-se clássico devido à sua simplicidade [6]. Esta estrutura é composta de um amplificador e uma rede avanço-atraso. Um exemplo pode ser visto na figura 22.

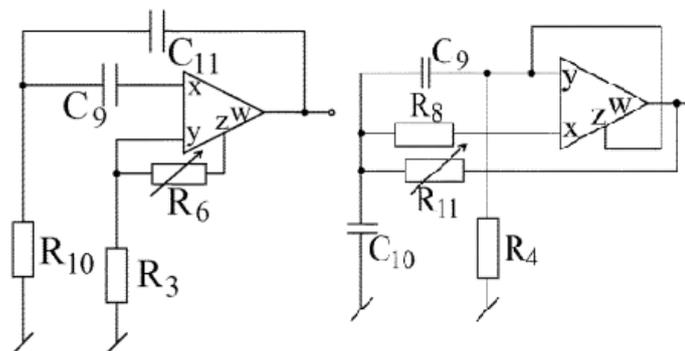
Figura 22 – Oscilador ponte de Wien



Fonte: [27]

(SINGH et al, 2005) apresenta dois circuitos osciladores ponte de Wien canônicos obtidos com amplificadores operacionais com realimentação de corrente (CFOA – *Current feedback operational amplifier*).

Figura 23 - Osciladores ponte de Wien com CFOA

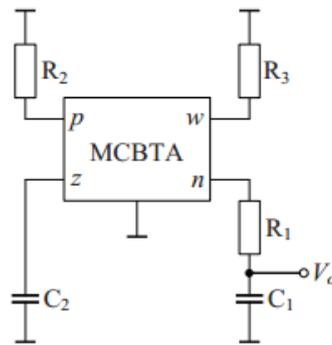


Fonte: [28]

As condições e frequência de oscilação podem ser ajustadas mudando apenas os valores das resistências.

Em (HERENC SAR et al, 2011) [8], faz-se presente um circuito oscilador ponte de Wien utilizando um MCBTA. A condição de oscilação pode ser manipulada através dos valores de R_1 e R_2 , enquanto a frequência de oscilação pode ser controlada variando-se R_3 e/ou a transcondutância do MCBTA.

Figura 24 - Oscilador ponte de Wien com MCBTA



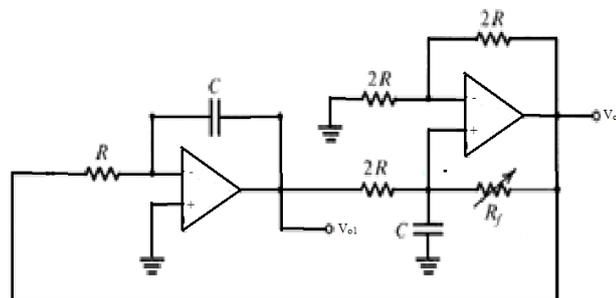
Fonte: [8]

A simulação desta estrutura poderá ser encontrada no anexo B.1.

Outros osciladores comumente empregado para baixas frequências é o oscilador em quadratura. O oscilador em quadratura pode ser constituído de duas maneiras. No primeiro, pode ser descrito como um tipo de oscilador por deslocamento de fase, porém cada seção RC fornece um deslocamento de fase de 90° , fazendo com que haja duas saídas defasadas em 90° , ou seja, uma seno e outra cosseno. Cada seção RC num oscilador em quadratura também pode ser interpretada como sendo um integrador.

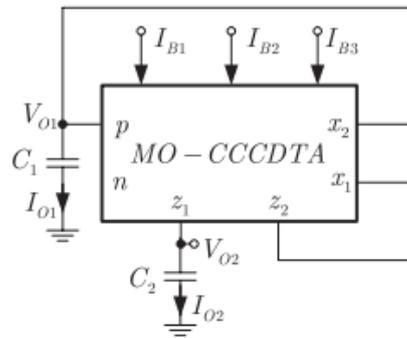
A ideia do oscilador em quadratura se dá pelo fato que a integral dupla de uma onda senoidal é a mesma onda, porém negativa, ou seja, defasada em 180° . A fase do segundo integrador é então invertida e sua saída é utilizada como realimentação positiva, para que haja oscilação [29].

Figura 25 - Oscilador em quadratura por deslocamento de fase



Fonte: Modificado de [14]

(SIRIPRUCHYANUNM JAIKLA, 2007) apresentam uma topologia de oscilador em quadratura utilizando um MO-CCCDTA, que é um CCCDTA com múltiplas saídas.

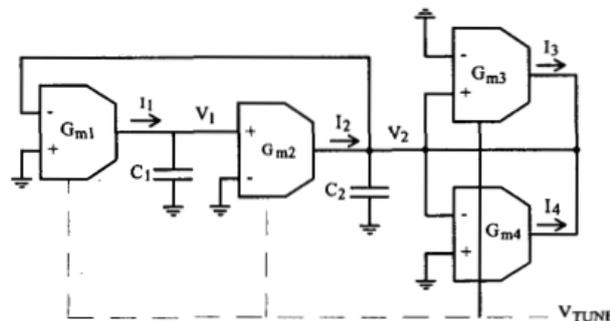


Fonte: [7]

O autor se utiliza de dois terminais extras, sendo um 'x₂', que é uma cópia de 'x₁', e o outro 'z₂', cópia de 'z₁'. As correntes 'I_{B1}', 'I_{B2}' e 'I_{B3}' controlam as condições e frequência de oscilação. A simulação desta estrutura se encontra no anexo B.2.

Outra maneira de se implementar oscilador em quadratura seria implementando um circuito RLC ativo, como apresentado por (LIMA, 2002). Este circuito é baseado numa estrutura diferencial composta por dois integradores, sendo um não-inversor ($g_{m1} - C_1$) e um inversor ($g_{m2} - C_2$). Interessante notar que se trata na prática de um oscilador LC, cujo indutor é simulado pelas transcondutâncias g_{m1} e g_{m2} e pelo capacitor C_1 . As transcondutâncias g_{m3} e g_{m4} comportam-se como resistências negativa e positiva, respectivamente, permitindo que os polos sejam colocados no semi-plano direito. A operação não-linear de saturação dos amplificadores de transcondutâncias permitem que os polos sejam empurrados para o eixo imaginário, garantindo a oscilação.

Figura 26 - Oscilador em quadratura LC ativo

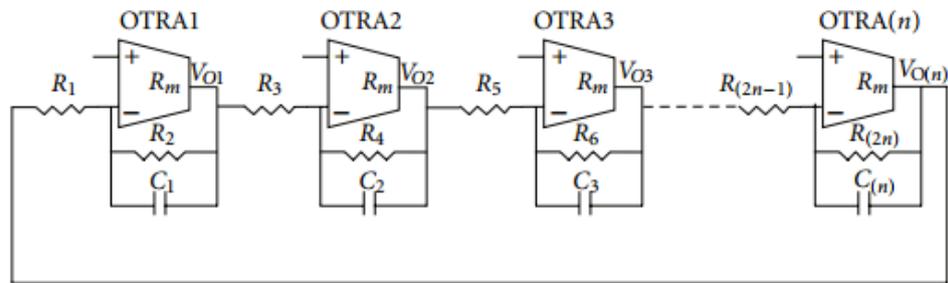


Fonte: [30]

Outra classe de osciladores, que podem ser utilizados tanto para baixas frequências quanto para altas, são os multifásicos, que como o próprio nome sugere, possuem saídas com

várias fases. (PANDEY et al, 2011) apresenta duas topologias de oscilador multifásico utilizando OTRAs.

Figura 27 - Oscilador multifásico utilizando OTRA

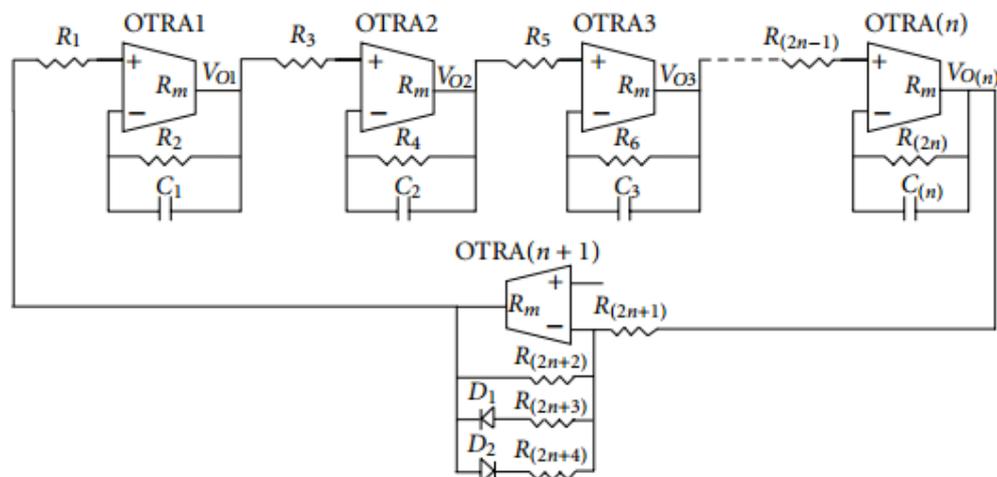


Fonte: [18]

O primeiro circuito, apresentado na figura 27, produz tensão de saída com ‘n’ fases, onde ‘n’ é o número de OTRAs utilizados em cascata. Cada estágio se compõe de um filtro passa-baixas com inversão de fase. Este circuito apenas funciona para fases ímpares e maiores que 3.

A segunda topologia, mostrada na figura 28, possui um estágio de controle automático de ganho na realimentação. Com esta modificação, oscilador passa a ser capaz de produzir número par de fases.

Figura 28 - Oscilador multifásico com estágio de controle automático de ganho na realimentação



Fonte: [18]

Além das topologias até aqui apresentadas, também vale salientar a existência de outras topologias de osciladores para baixas frequências, as quais não serão abordadas neste trabalho.

Os valores ' μC_{ox} ', ' $\mu_p C_{ox}$ ' e ' V_{Th} ' são parâmetros intrínsecos dos transistores, cujos valores utilizados na simulação se encontram no anexo A. Nos espelhos de corrente acoplados ao par diferencial, os valores de ' W/L ' foram calculados para obter-se tensões de igual magnitude nos espelhos dos tipos P e N utilizando-se a equação 2.1, enquanto nos transistores do par diferencial, os cálculos foram executados visando obter uma transcondutância g_m próxima de $350\mu S$ com base na equação 2.2. Os valores de ' W/L ' calculados se encontram na tabela 1.

Tabela 1 - Dimensão dos transistores do estágio de amplificação

Transistor	L(μm)	W(μm)
M1	1	10
M2	1	10
M3	1	30
M4	1	30
M5	1	50
M6	1	50
M7	1	50
M8	1	50
M9	1	100
M10	1	100
M19	1	40
M19A	1	40
M21	1	120
M21A	1	120
M56	1	40
M57	1	120

Fonte: Produção do próprio autor.

De maneira semelhante, as dimensões dos transistores do estágio de saída foram calculadas com a equação 2.1 a fim de que a tensão de polarização nos terminais 'X' e 'Z' sejam zero. Os valores obtidos podem ser vistos na tabela 2.

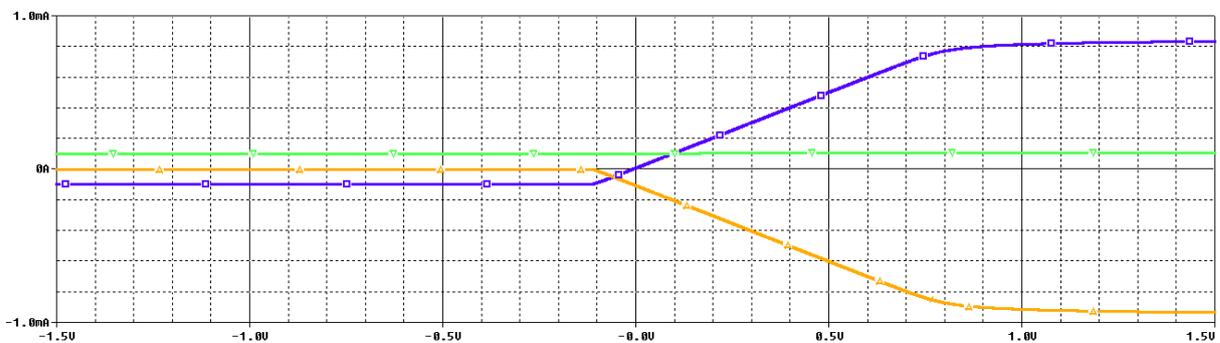
Tabela 2 - Dimensão dos transistores do estágio de saída

Transistor	L(μm)	W(μm)
M15	1	40
M16	1	120
M17	1	120
M18	1	40
M30	1	40
M31	1	120

Fonte: Produção do próprio autor.

Na análise DC, tira-se a função de transferência do circuito considerando a saída do circuito no terminal 'Z'. Como pode ser notado na figura 31, este componente possui operação classe A, onde o transistor do espelho inferior conduz a corrente de polarização, enquanto o transistor do espelho superior conduz o sinal de saída em cima do nível DC obtido pelo transistor inferior. O sinal de saída obtido no terminal 'Z' se dá pela subtração dos dois sinais. Também pela mesma figura nota-se que para um sinal de saída com amplitude acima de 107 μA , há saturação no semi-ciclo negativo. A distorção harmônica neste ponto é de 0,99%, considerando a entrada do circuito como sendo uma senoidal pura. Para a região linear, a distorção harmônica está em torno de 0.18%.

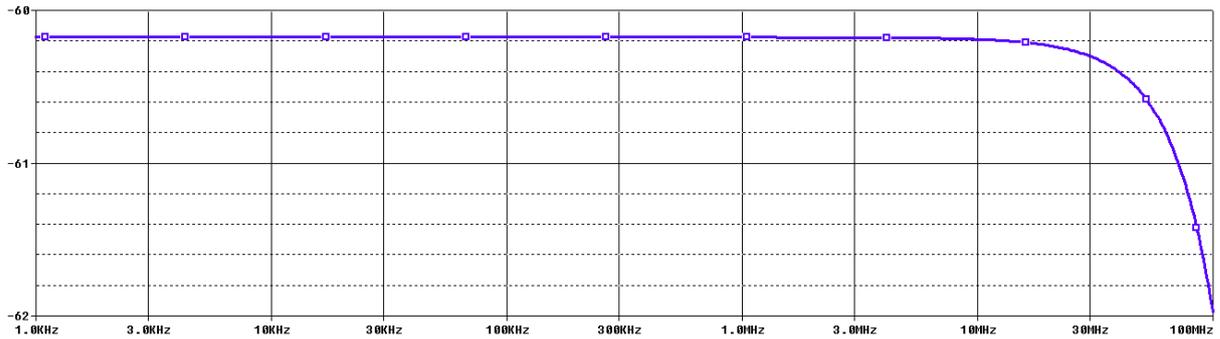
Figura 31 - Característica de transferência do CCII com par diferencial Classe A



Fonte: produção do próprio autor.

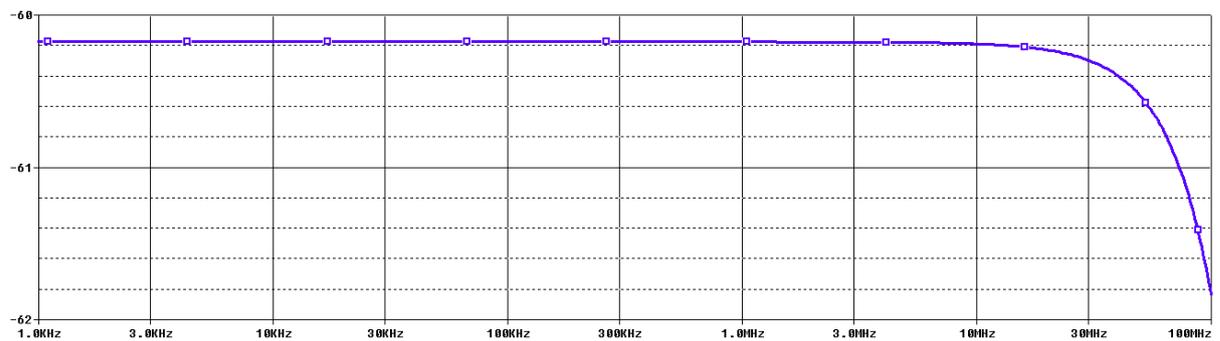
Nas figuras 32 e 33 mostra-se a análise AC executada nos terminais 'X' e 'Z', respectivamente. Para o ganho de tensão do terminal 'X' em relação à entrada no domínio na frequência, nota-se um ganho de -362.8mdB, enquanto o ganho de corrente em relação à tensão de entrada no terminal 'Z' é de -60.4dB.

Figura 32 - Função de transferência do terminal X



Fonte: produção do próprio autor

Figura 33 - Função de transferência do terminal Z



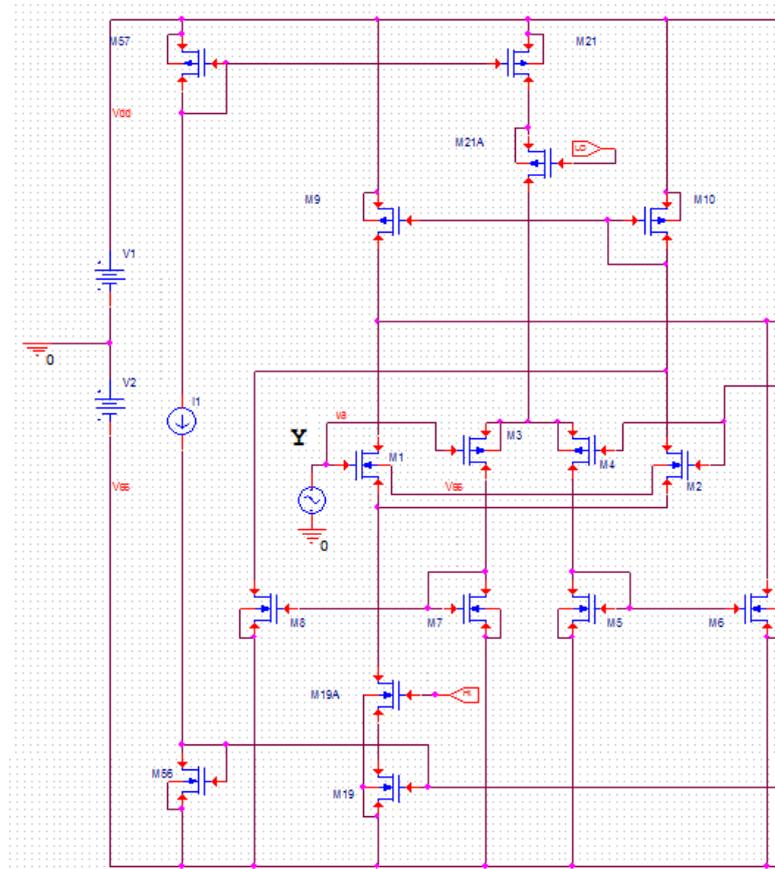
Fonte: produção do próprio autor.

Esta estrutura apresenta uma boa linearidade, além de uma queda de tensão aceitável entre os terminais 'Y' e 'X'. Também apresentam ganho praticamente constante no intervalo entre 1kHz e 10MHz.

2.1.2 Transportador de corrente classe AB utilizando par diferencial

A segunda topologia proposta em (ELWAN, SOLIMAN, 1997) é apresentada na figuras 34 e 35.

Figura 34 – Par diferencial do transportador de corrente classe AB



Fonte: produção do próprio autor

Como mencionado pelos autores, apesar da tensão de operação do circuito anterior ser baixa, por causa do modo de operação classe A, há um grande consumo de potência, causado pelas fontes de corrente constante formadas pelos transistores M_{15} , M_{18} e M_{30} . Para resolver tal problema, foram utilizados estágios classe AB nos terminais 'X' e 'Z' no desenvolvimento do circuito da figura 12. Para esta nova estrutura, os transistores M_{15} e M_{16} formam um terminal 'X' *push pull*. Os transistores M_{13} e M_{14} são transistores de mudança de nível, proporcionando polarização necessária para o transistor M_{15} . Se a corrente está saindo do terminal 'X', então as tensões nas portas dos transistores M_{15} e M_{16} são diminuídas. Além disso, a corrente através do transistor M_{16} aumenta enquanto a do transistor M_{15} diminui. De maneira similar, quando a corrente está entrando no terminal 'X', então as tensões nas portas de M_{15} e M_{16} aumentam, fazendo com que a corrente sobre o transistor M_{16} diminua e que a corrente sobre M_{15} aumente. Esta ação *push pull* dos transistores M_{15} e M_{16} ajudam a reduzir o consumo de potência. Para prevenir distorção de cruzamento, ambos os transistores M_{15} e M_{16} devem manter-se ligados quando não há corrente fluindo pelo terminal X. Para tal, o transistor M_{13} ajusta a troca de nível de tensão nas portas de M_{15} e M_{16} [32].

De maneira semelhante ao transportador de corrente da seção 2.1, os transistores do par diferencial foram dimensionados com base na equação 2.2, com fim de manter a transcondutância g_m em valores próximos de $100\mu S$, enquanto os transistores dos espelhos foram calculados pela equação 2.1 com a intenção de equalizar as tensões nos espelhos dos tipos P e N e manter a tensão de polarização nas saídas próxima de zero.

Tabela 3 - Dimensão dos transistores do estágio de amplificação

Transistor	L(μm)	W(μm)
M1	1	10
M2	1	10
M3	1	15
M4	1	15
M5	1	5
M6	1	5
M7	1	5
M8	1	5
M9	1	10
M10	1	10
M19	1	5
M19A	1	5
M21	1	12
M21A	1	12
M56	1	5
M57	1	12

Fonte: Produção do próprio autor

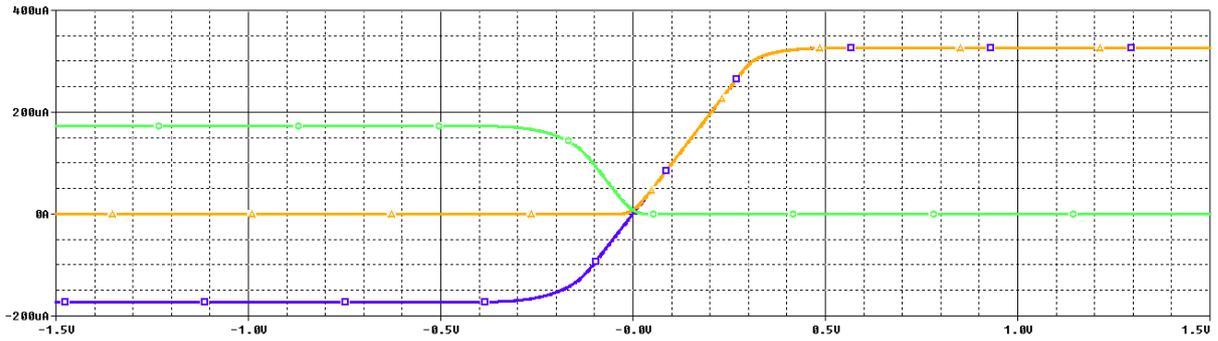
No estágio *push pull*, os transistores foram dimensionados para manter a tensão de polarização nos terminais 'X' e 'Z' próxima de zero. Os valores se encontram na tabela 4.

Tabela 4 – Dimensão dos transistores do estágio de saída

Transistor	L(μm)	W(μm)	Transistor	L(μm)	W(μm)
M11	1	50	M30	1	4.6
M12	1	23	M31	1	10
M13	1	1			
M14	1	1			
M15	1	4.6			
M16	1	10			
M17	1	10			
M18	1	4.6			
M20	1	5			

Fonte: Produção do próprio autor.

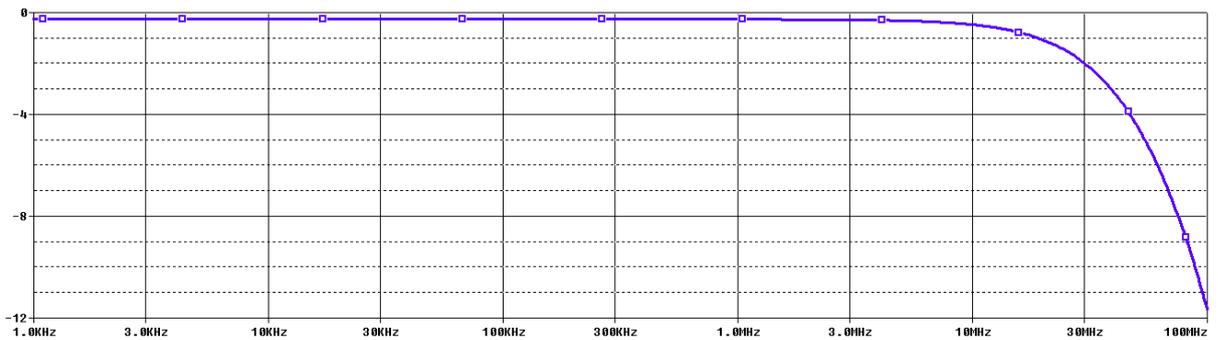
Figura 36 - Característica de transferência do CCII com par diferencial classe AB



Fonte: produção do próprio autor.

Na análise AC, mostrada nas figuras 37 e 38, notou-se que o ganho de tensão verificado no terminal 'X' é de -806.4mdB , enquanto o ganho de corrente no terminal 'Z' é de aproximadamente -60.8dB .

Figura 37 - Função de transferência do terminal X



Fonte: produção do próprio autor.

Figura 38 - Função de transferência do terminal Z



Fonte: produção do próprio autor.

Os terminais de saída mostraram ganho praticamente unitário entre 1kHz e 5MHz, além disso, o terminal 'X' mostrou ter uma baixa queda de tensão em relação ao terminal 'Y', fazendo esta estrutura ser viável como transportador de corrente.

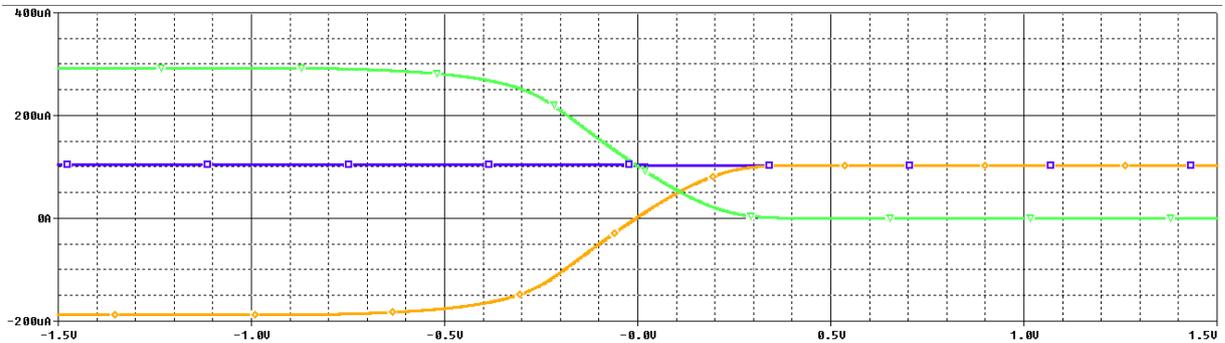
Tabela 5 - Dimensão dos transistores

Transistor	L(μm)	W(μm)	Transistor	L(μm)	W(μm)
M1	1	150	M8	1	30
M2	1	150	M9	1	10
M3	1	10	M10	1	10
M4	1	10	M11	1	10
M5	1	30	M12	1	30
M6	1	30	M13	1	10
M7	1	30			

Fonte: Produção do próprio autor.

A característica de transferência deste componente pode ser vista na figura 40.

Figura 40 - Característica de transferência do CCII com malha translinear Classe A

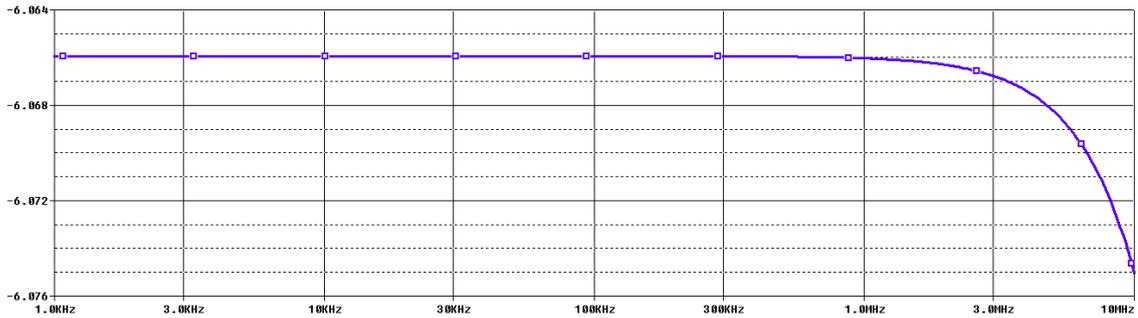


Fonte: produção do próprio autor.

Nota-se que este circuito possui operação classe A, pois enquanto um transistor do espelho conduz a corrente de polarização por onde ocorrerá a excursão do sinal de saída, seu oposto conduz a corrente de saída somada à corrente de polarização. A amplitude máxima do sinal de saída para que o mesmo seja linear é de $146\mu\text{A}$. A distorção harmônica neste ponto é de 1,86%, enquanto para a região linear é de 1,54%.

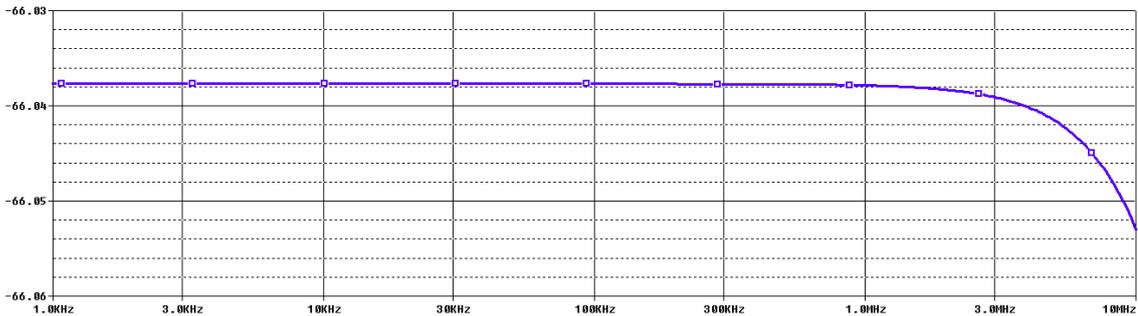
O ganho de tensão no terminal 'X' é de -6.07dB, como mostrado na figura 41. Este resultado evidencia uma alta queda de tensão entre os terminais 'Y' e 'X'. Tal queda ocorre por causa da impedância parasita acentuada presente na estrutura da malha translinear. O ganho de corrente no terminal 'Z' é de -66dB, como mostra a figura 42. O ganho é praticamente constante na faixa entre 1kHz e 1MHz.

Figura 41 - Função de transferência do terminal X



Fonte: produção do próprio autor.

Figura 42 - Função de transferência para o terminal Z

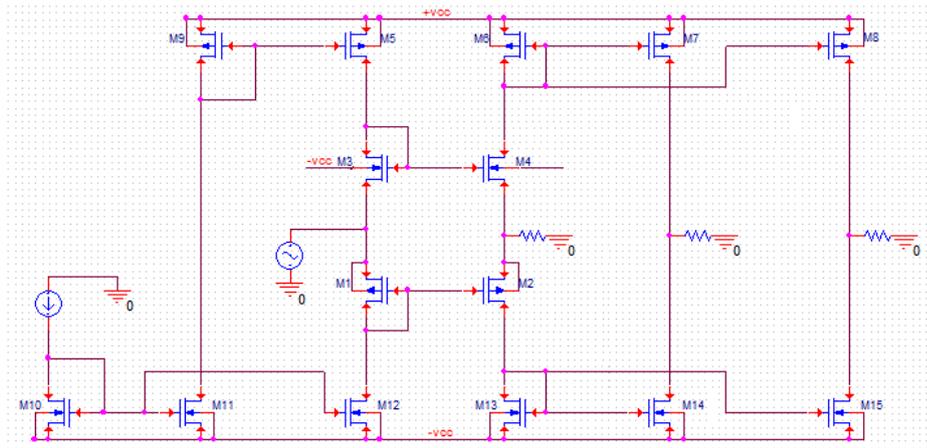


Fonte: produção do próprio autor.

2.1.4 Transportador de corrente classe AB com malha translinear

Este circuito foi baseado em (SIRIPRUCHYANUN, JAIKLA, 2007), porém com todos os transistores da malha translinear presentes na proposta original. Assim, enquanto os transistores do tipo 'P' excursionam durante o semi-ciclo negativo, os transistores do tipo 'N' excursionam durante o semi-ciclo positivo. As correntes são então copiadas para os terminais 'Z', criando-se assim saída com operação classe AB.

Figura 43 - Transportador de corrente com malha translinear classe AB



Fonte: produção do próprio autor.

Assim como no transportador de corrente com malha translinear, tensões de polarização não nulas são indesejáveis nos terminais de saída. Para isso, os transistores dos espelhos de corrente foram calculados de forma com que as tensões de polarização nos terminais de saída sejam valores próximos de zero com base na equação 2.1, enquanto os transistores da malha translinear foram calculados pela equação 2.2 esperando-se uma transcondutância próxima de $700\mu\text{S}$.

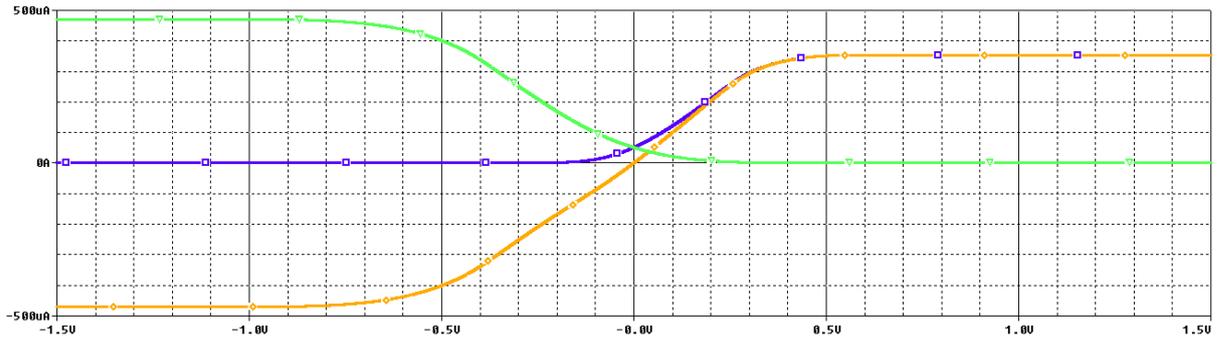
Tabela 6 - Dimensão dos transistores

Transistor	L(μm)	W(μm)	Transistor	L(μm)	W(μm)
M1	1	42	M9	1	21
M2	1	42	M10	1	21
M3	1	114	M11	1	21
M4	1	114	M12	1	21
M5	1	60	M13	1	21
M6	1	60	M14	1	60
M7	1	60	M15	1	21
M8	1	60			

Fonte: Produção do próprio autor.

Na análise DC, mostrada na figura 44, nota-se comportamento do tipo classe AB, onde a corrente de um transistor do espelho é complementar à corrente do transistor do espelho oposto. A amplitude máxima no sinal de saída sem que haja distorção considerável por não-linearidade é de $903\mu\text{A}$, no qual a distorção harmônica para tal amplitude é de 3,54%. Para a faixa linear, a distorção harmônica é de 1,37%.

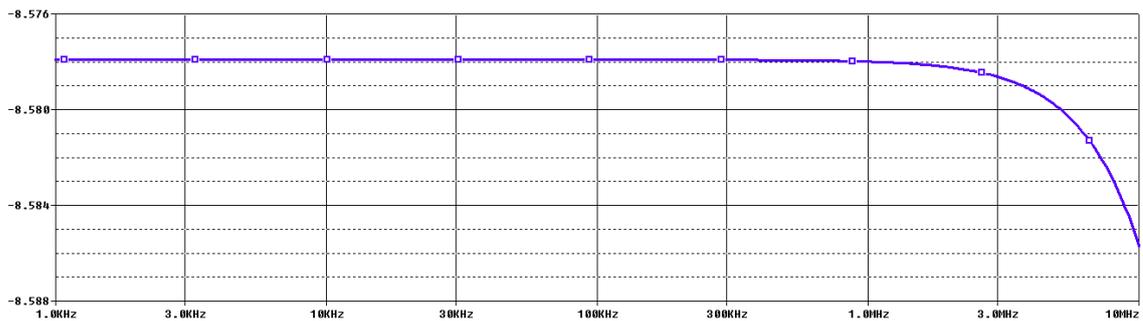
Figura 44 - Análise DC do CCII com malha translinear Classe AB



Fonte: produção do próprio autor.

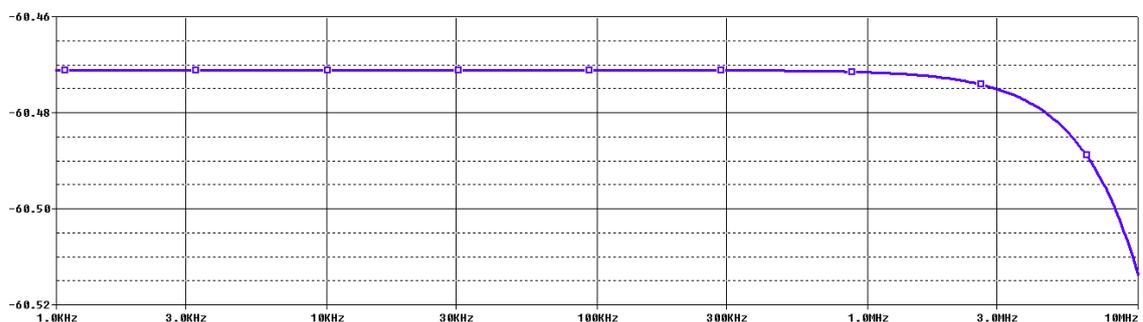
Por causa da impedância parasita presente na malha translinear, o ganho de tensão no terminal 'X' é de -8,58dB, como pode ser visto na figura 45. Já o ganho de corrente no terminal 'Z' é de -60,5dB, como observado na figura 46. O ganho permanece praticamente constante entre 1kHz e 1MHz.

Figura 45 - Função de transferência para o terminal X



Fonte: produção do próprio autor.

Figura 46 - Função de transferência do terminal Z



Fonte: produção do próprio autor.

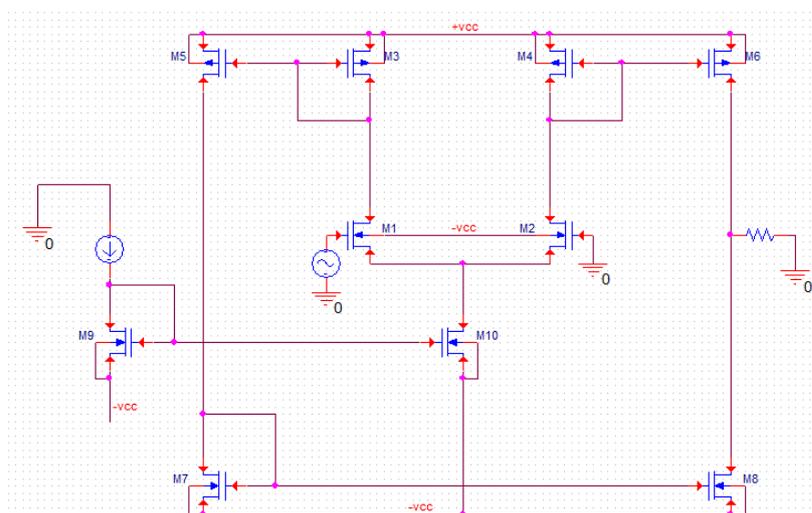
2.2 AMPLIFICADOR OPERACIONAL DE TRANSCONDUTÂNCIA

Os amplificadores operacionais de transcondutância são conhecidos por sua simplicidade e versatilidade. A forma como a saída se comporta em relação às entradas, como visto na seção 1.2.3 o faz próprio para a implementação tanto de indutores quanto capacitores ativos. O seu ganho variável abre um leque de possibilidades quanto à sua aplicação, e a simplicidade de sua estrutura o faz ser desejável para integração de circuitos.

O componente proposto nesta seção foi apresentado por (BHASKAR et al, 2011). Trata-se de um amplificador operacional de transcondutância classe A com par diferencial. Duas variações deste circuito foram construídas, uma com saída simples, e outra com saída dupla inversa. Os circuitos podem ser vistos nas figuras 47 e 48, respectivamente.

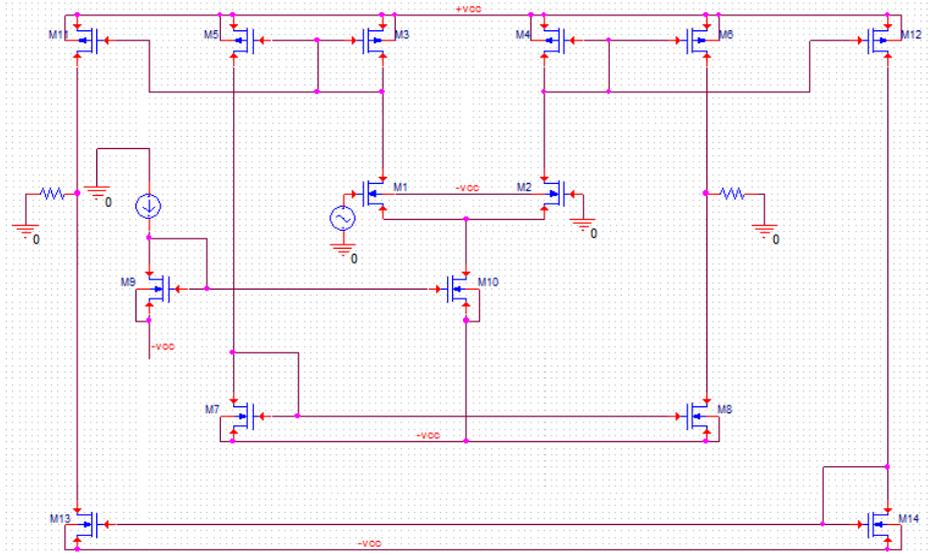
Os transistores M_1 e M_2 formam o par diferencial, enquanto M_3 e M_4 formam a carga ativa. No semi-ciclo positivo da carga (e negativo da fonte), a corrente é espelhada para a carga através do transistor M_6 , enquanto no semi-ciclo negativo da carga, a corrente é espelhada através de M_5 , M_7 e M_8 . Na variação com duas saídas, onde uma é a inversa da outra, coloca-se mais dois ramos, onde um, formado por M_{12} e M_{14} , espelha a corrente numa saída, e outro, formado por M_{11} e M_{13} inverte a mesma corrente e a injeta na segunda carga.

Figura 47 - OTA com saída simples



Fonte: produção do próprio autor

Figura 48 - OTA com saída diferencial



Fonte: produção do próprio autor

Os transistores dos espelhos de corrente foram dimensionados com base na equação 2.1 com a finalidade de minimizar a tensão de polarização nos terminais de saída, enquanto o dimensionamento dos transistores dos pares diferenciais foi feito considerando um g_m de $400\mu S$ para uma corrente de polarização de $100\mu A$ com base na equação 2.2. Os valores se encontram na tabela 7.

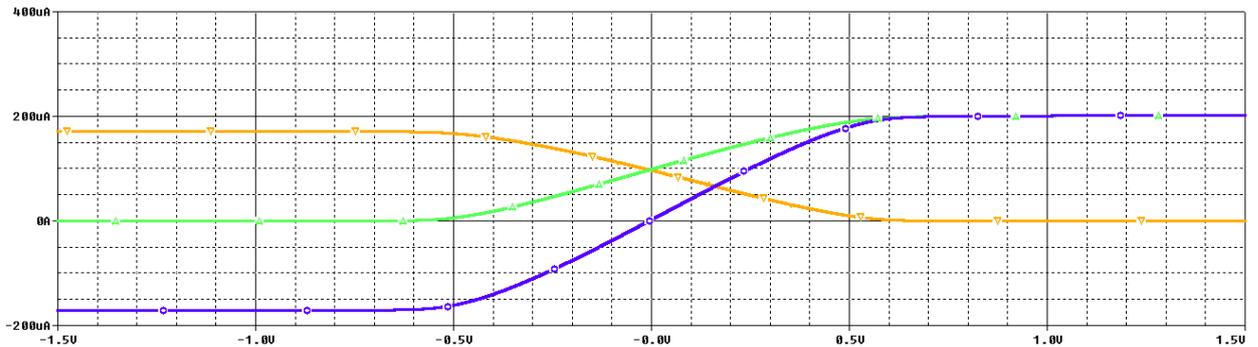
Tabela 7 - Dimensão dos transistores

Transistor	L(μm)	W(μm)
M1	1	8
M2	1	8
M3	2	18
M4	2	18
M5	2	18
M6	2	18
M7	2	6
M8	2	6
M9	2	6
M10	2	12
M11	2	18
M12	2	18
M13	2	6
M14	2	6

Fonte: Produção do próprio autor.

Como pode ser constatado na figura 49, na análise DC as correntes se complementam, passando a impressão de ser um classe AB, porém, por causa da corrente quiescente alta (Em torno de $100\mu\text{A}$), considera-se como sendo um classe A. A amplitude máxima do sinal de saída na faixa linear é de $112\mu\text{A}$, onde a distorção harmônica é de 1,32%. Na faixa linear, a distorção é de 0,76%.

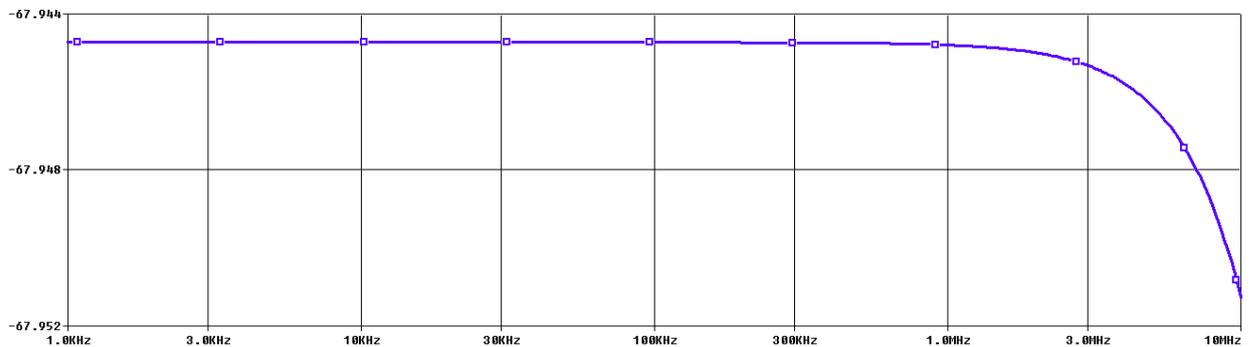
Figura 49 - Análise DC do amplificador operacional de transcondutância



Fonte: Produção do próprio autor.

Na análise AC, mostrada na figura 50, o ganho da corrente de saída em relação à tensão presente na entrada é de $-67,94\text{dB}$. O ganho é praticamente unitário entre 1kHz e 1MHz .

Figura 50 - Análise AC do amplificador operacional de transcondutância



Fonte: Produção do próprio autor.

3 PROJETO E RESULTADOS DOS OSCILADORES HARMÔNICOS

Neste capítulo, é apresentado o projeto dos osciladores harmônicos utilizado as estruturas vistas no capítulo 2, além dos resultados das correntes de saída, distorção harmônica total e potência média consumida.

Para o projeto dos osciladores, as condições definidas foram:

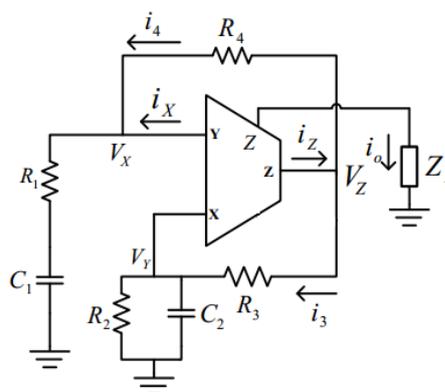
- Frequência de oscilação variável entre 1kHz e 1MHz;
- Amplitude da corrente de saída de aproximadamente $100\mu\text{A}$;
- Carga de $1\text{k}\Omega$;
- Potência média de consumo desejável na casa de 1mW .

Neste trabalho não serão utilizados circuitos osciladores básicos realizados com um ou dois transistores devido à dificuldade de controle. Os amplificadores operacionais de transresistência e de tensão não serão utilizados nos projetos do oscilador porque a saída destes elementos é em tensão, e como o objetivo deste trabalho é a obtenção de circuitos de excitação com saída em corrente, não são de interesse.

3.1 OSCILADORES PONTE DE WIEN

O oscilador ponte de Wien é uma estrutura amplamente utilizada por sua simplicidade e capacidade de originar senóides com pouquíssima distorção em baixas frequências. Como utiliza apenas um elemento ativo, se faz atraente para aplicações envolvendo integração de circuitos.

Figura 51 - Oscilador ponte de Wien proposto



Fonte: Modificado de [6]

O oscilador proposto neste trabalho foi baseado na estrutura apresentada em (DE MARCELLIS, FERRI, 2011) [33]. A única modificação presente foi a adição de um terminal Z extra para extração da saída em corrente. As condições de oscilação são:

$$R_1 C_1 = R_2 C_2 \quad (3.1)$$

$$2 \left(\frac{R_3}{R_4} \right) = \frac{R_2}{2R_1} - 1 \quad (3.2)$$

Já a frequência pode ser calculada da seguinte forma:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi R_1 C_1} \quad (3.3)$$

3.1.1 Oscilador utilizando CCII classe A com par diferencial

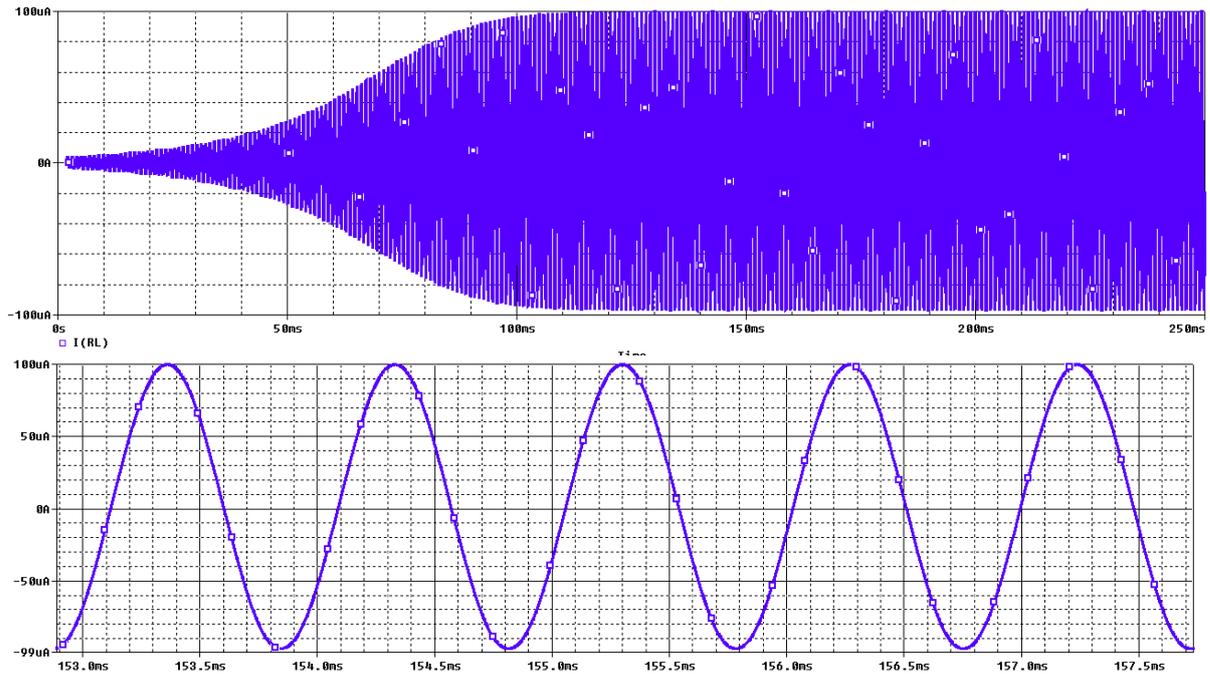
Este oscilador utiliza a estrutura apresentada na seção 2.1. Os valores dos componentes utilizados neste circuito foram:

- $R_1=4,85k\Omega$
- $R_2=9,7k\Omega$
- $R_3=1,12k\Omega$
- $R_4=20k\Omega$

Os valores das capacitâncias foram variados a fim de se ajustar a frequência de oscilação. A corrente de polarização foi fixada em $100\mu A$.

Para $C_1=36nF$ e $C_2=14,4nF$, a corrente de saída possui uma amplitude de $99\mu A$ a $1kHz$, como pode ser visto na figura 52.

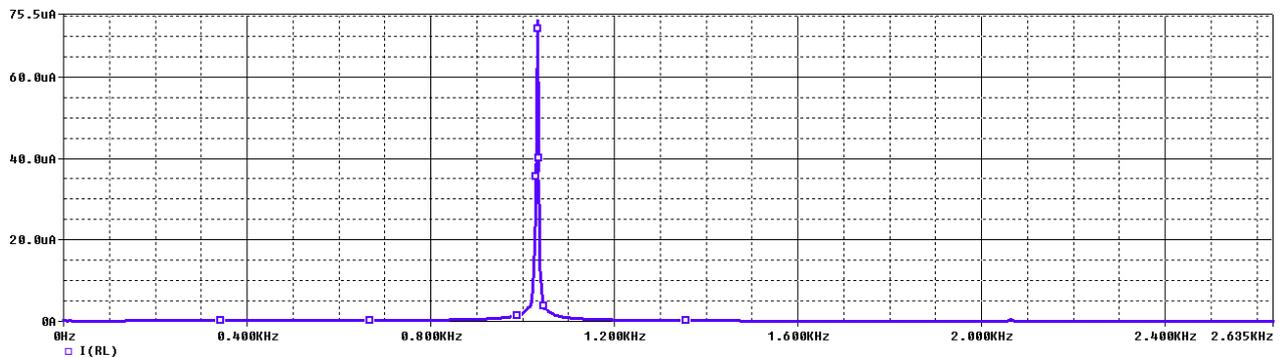
Figura 52 – Oscilação em 1kHz



Fonte: Produção do próprio autor.

A distorção harmônica obtida foi de 0,45% para a frequência de 1kHz. O espectro de frequências, que foi obtido utilizando a ferramenta FFT do PSpice, é mostrado na figura 53.

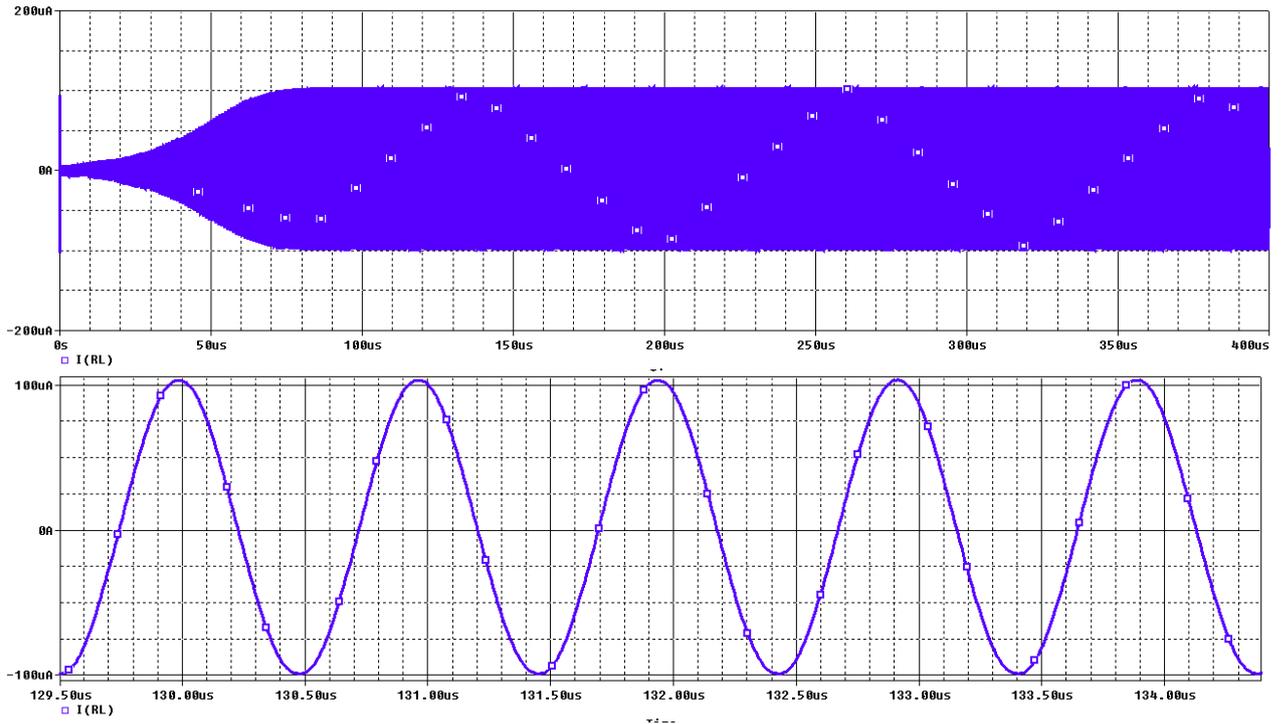
Figura 53 – Espectro de harmônicos para 1kHz



Fonte: Produção do próprio autor.

Alterando-se o valor das capacitância de C_1 e C_2 para 36pF e 14pF respectivamente, obtém-se um corrente de saída de frequência 1MHz e amplitude de 103 μ A, como visto na figura 54.

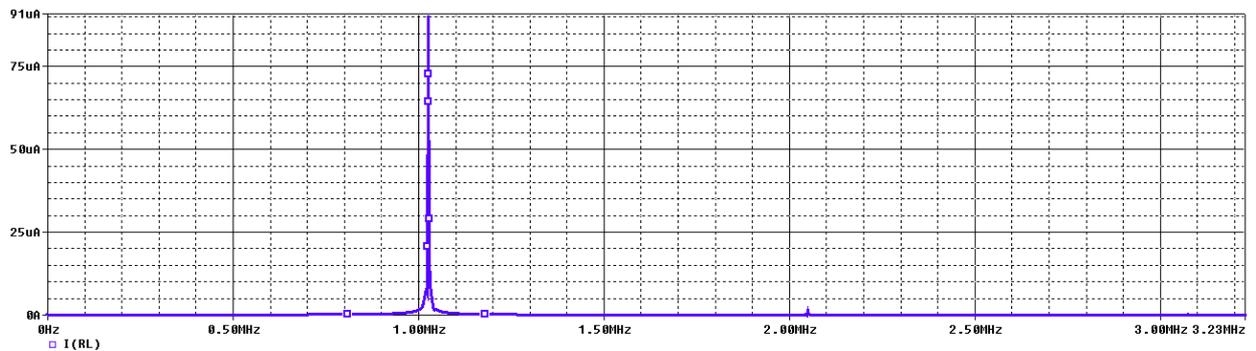
Figura 54 – Oscilação em 1MHz



Fonte: Produção do próprio autor.

A análise de Fourier retornou um valor de distorção harmônica de 1,03%. O espectro pode ser visto na figura 55.

Figura 55 – Espectro de harmônicos em 1MHz



Fonte: Produção do próprio autor.

Para medir o consumo, utilizou-se a simulação do tipo *Bias Point*. Mediu-se a corrente nas fontes de tensão responsáveis pela alimentação do circuito, e a tensão nos terminais da fonte de corrente responsável pela polarização. A potência média consumida pelo circuito para uma saída com frequência 1MHz, distorção de 1,03% e amplitude de 102 μ A é:

$$P_{Consumo} = 1,5x721,1\mu + 1,5x703,8\mu + 100\mu x(0,661+0,968) = 2.30mW$$

Apesar de apresentar baixa distorção harmônica, o consumo de potência é relativamente alto, acima do valor desejável de 1mW.

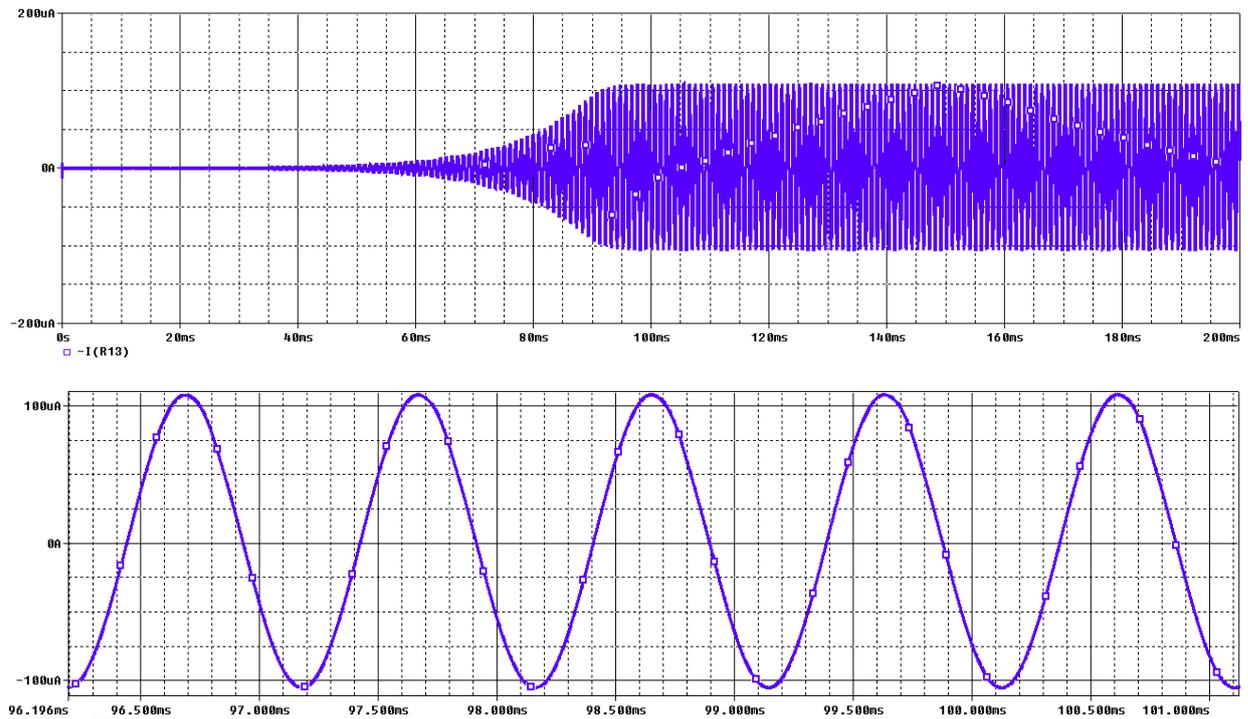
3.1.2 Oscilador utilizando CCII classe AB com par diferencial

O amplificador utilizado foi apresentado na seção 2.2. Os resistores utilizados possuem os respectivos valores:

- $R_1=4,85k\Omega$
- $R_2=9,7k\Omega$
- $R_3=1k\Omega$
- $R_4=21k\Omega$

A corrente de polarização foi fixada no valor de $10\mu A$. Para se produzir uma corrente de saída de frequência 1kHz, fixou-se os valores dos capacitores C_1 e C_2 em $36nF$ e $14.4nF$, respectivamente. Com estes valores de capacitâncias, a corrente de saída obtida possui amplitude de $105\mu A$.

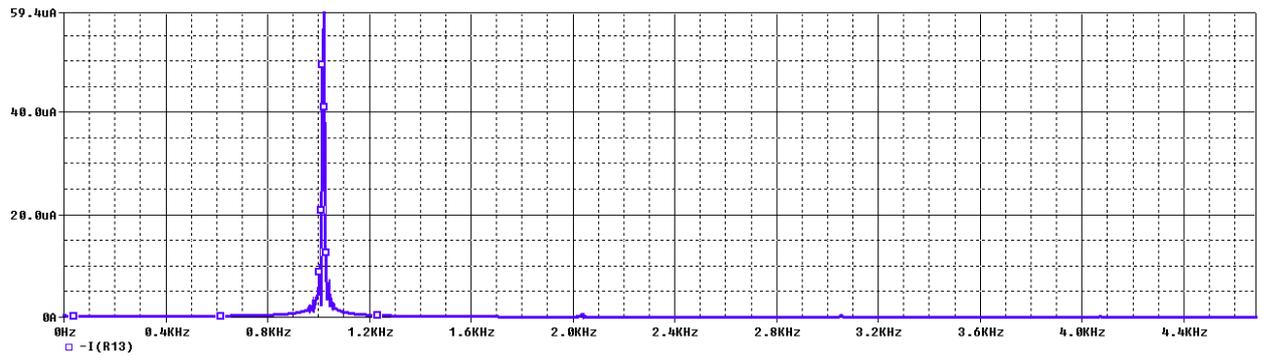
Figura 56 – Saída em 1kHz



Fonte: Produção do próprio autor.

A distorção harmônica obtida foi de 1,15%, com o espectro visível na figura 57.

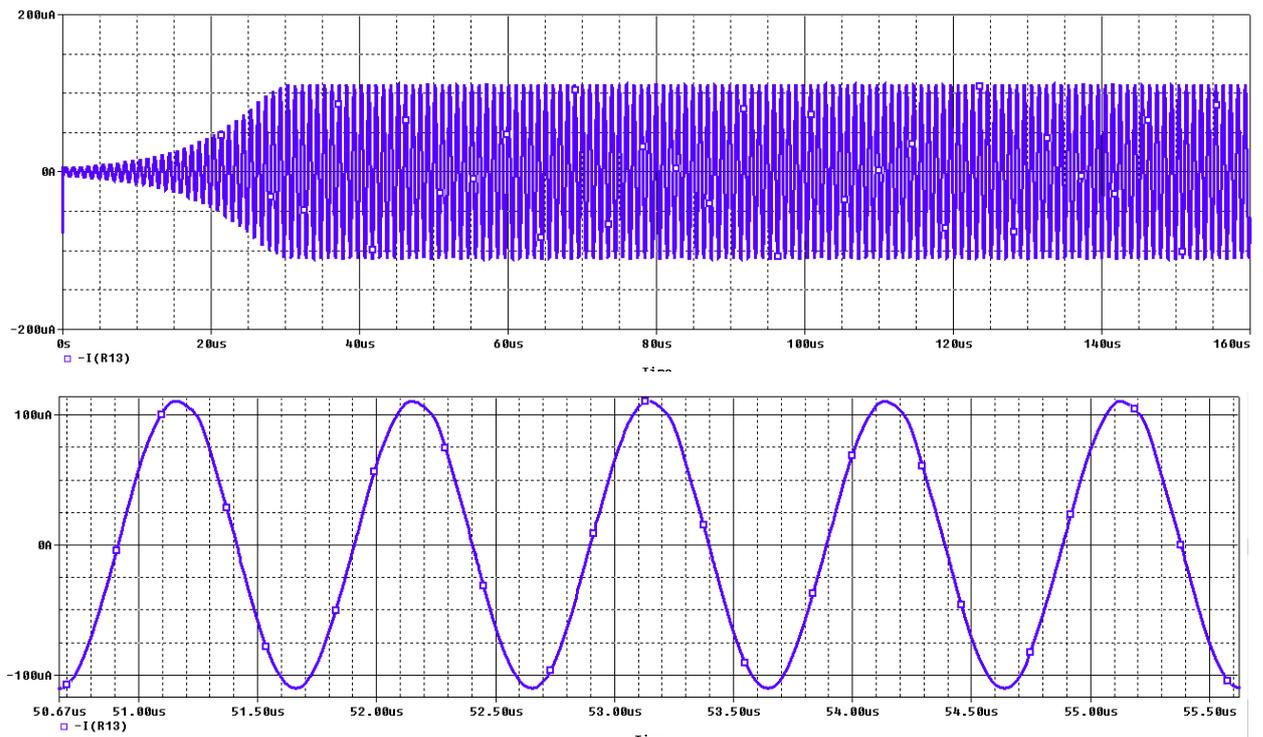
Figura 57 – Espectro de harmônicos em 1kHz



Fonte: Produção do próprio autor.

Alterando-se o valor das capacitâncias C_1 e C_2 para 36pF e 14pF respectivamente, obtém-se uma corrente de saída de frequência 1MHz com amplitude de 106 μ A, como mostra a figura 58.

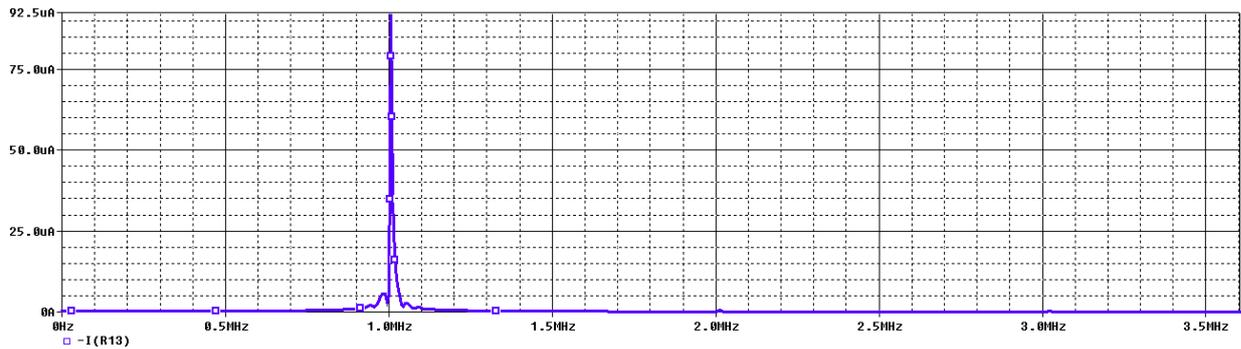
Figura 58 - Saída em 1MHz



Fonte: Produção do próprio autor

A distorção harmônica total nesta frequência é de 1.14%, com o espectro de frequência mostrado na figura 59.

Figura 59 – Espectro de harmônicos em 1MHz



Fonte: Produção do próprio autor.

A potência média consumida para corrente de saída de frequência de 1MHz, THD de 1,14% e amplitude de $105\mu\text{A}$ é:

$$P_{\text{Consumo}} = 1,5 \times 110,2\mu + 1,5 \times 109,2\mu + 10\mu \times (0,658 + 0,832) = 344,0\mu\text{W}$$

Esta estrutura se mostrou bastante promissora, com valores de distorção harmônica mínimos e consumo bastante reduzido.

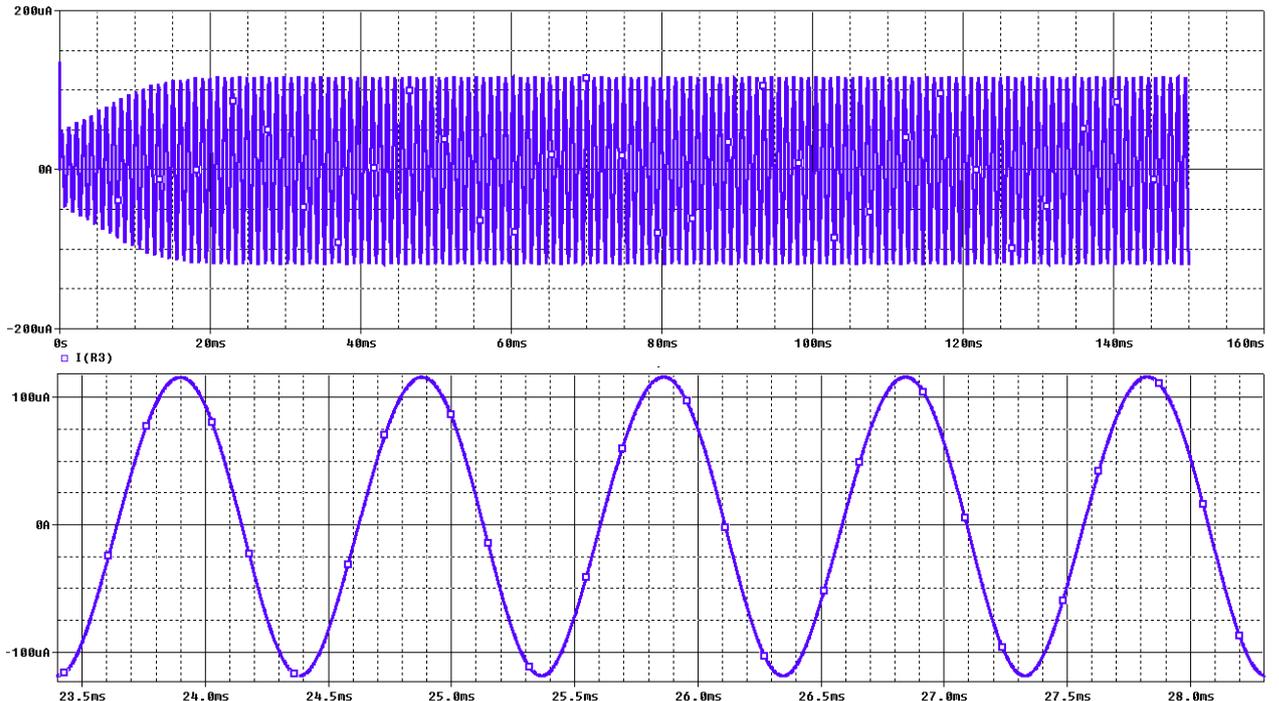
3.1.3 Oscilador utilizando CCII classe A com malha translinear

Neste circuito, utiliza-se o amplificador apresentado na seção 2.3. Os componentes utilizados possuem os respectivos valores:

- $R_1 = 11\text{k}\Omega$
- $R_2 = 33\text{k}\Omega$
- $R_3 = 1\text{k}\Omega$
- $R_4 = 30\text{k}\Omega$

Possui corrente de polarização fixada em $100\mu\text{A}$. Com os capacitores C_1 e C_2 de 15nF e $5,6\text{nF}$ respectivamente, oscila na frequência de 1kHz numa amplitude de $116\mu\text{A}$, como mostra a figura 60.

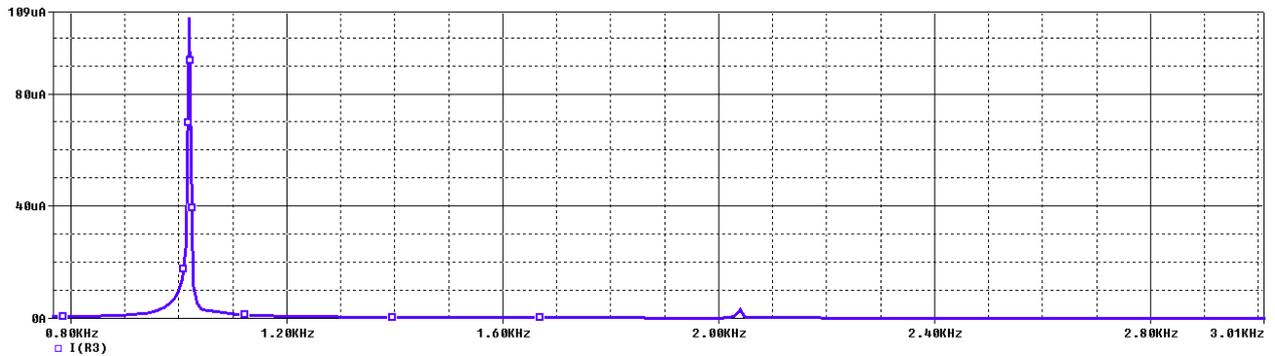
Figura 60 – Corrente de saída em 1kHz



Fonte: Produção do próprio autor.

A distorção harmônica é de 3,35%. O espectro de harmônicas se encontra presente na figura 61.

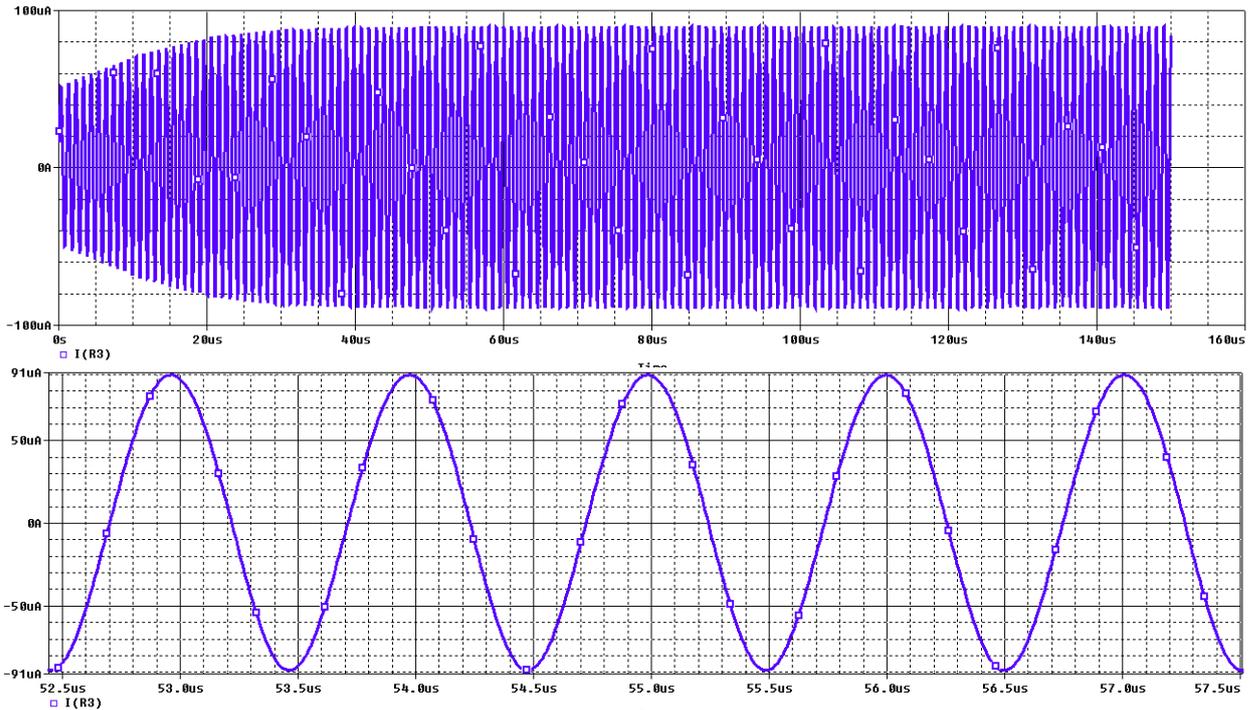
Figura 61 – Harmônicos em 1kHz



Fonte: Produção do próprio autor.

Diminuindo-se o valor das capacitâncias em três décadas, chega-se a uma oscilação de 1MHz. A amplitude da corrente de saída é de 90µA.

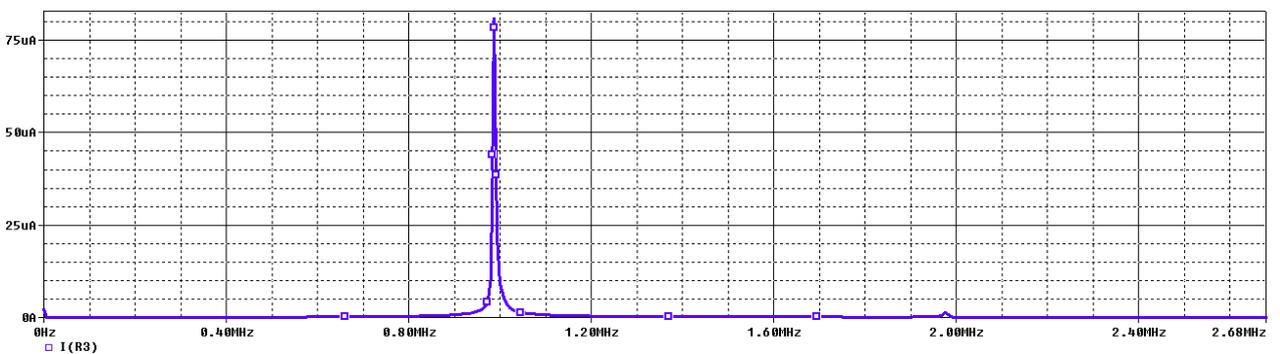
Figura 62 – Oscilação em 1MHz



Fonte: Produção do próprio autor.

O espectro de harmônicos pode ser visto na figura 63. A distorção harmônica total é de 2,01%.

Figura 63 – Harmônicos em 1MHz



Fonte: Produção do próprio autor.

Nota-se uma certa distorção no semi-ciclo negativo, comum numa malha translinear. Uma das grandes desvantagens dessa estrutura está no fato de haver uma impedância parasita relativamente alta no terminal 'X', fazendo com que a mesma se associe com as impedâncias do circuito oscilador, alterando as condições e a frequência de oscilação. Para as demais frequências, o sinal de saída obtido foi similar. A potência média de consumo para saída de frequência 1MHz, distorção total de 2,01% e amplitude de 83 μ A é:

$$P_{Consumo} = 1,5 \times 933,4 + 1,5 \times 1029 + 100 \times 0,581 = 3mW$$

Este circuito mostrou-se desfavorável em relação aos vistos anteriormente, já que possui consumo de potência elevado e taxa de distorção harmônica pouco mais acentuada, apesar de se encontrar em valores aceitáveis.

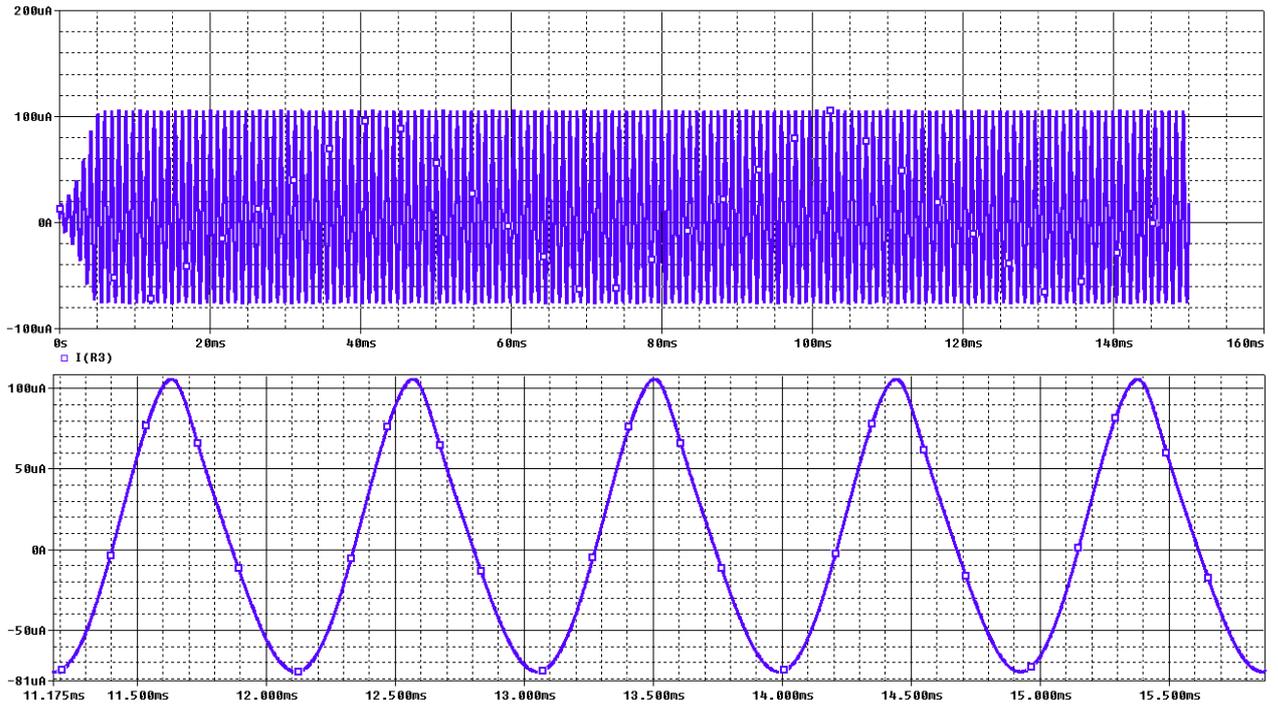
3.1.4 Oscilador utilizando CCII classe AB com malha translinear

Na seção 2.4 é apresentada a estrutura do amplificador aqui utilizado. Os valores dos componentes são:

- $R_1=11k\Omega$
- $R_2=36k\Omega$
- $R_3=1k\Omega$
- $R_4=30k\Omega$

A corrente de polarização utilizada foi de 50 μ A. Com os capacitores C_1 e C_2 com valores de capacitância de 14nF e 5,6nF respectivamente, a corrente de saída oscila a uma frequência de 1kHz com uma amplitude de 95 μ A, como é mostrado na figura 64.

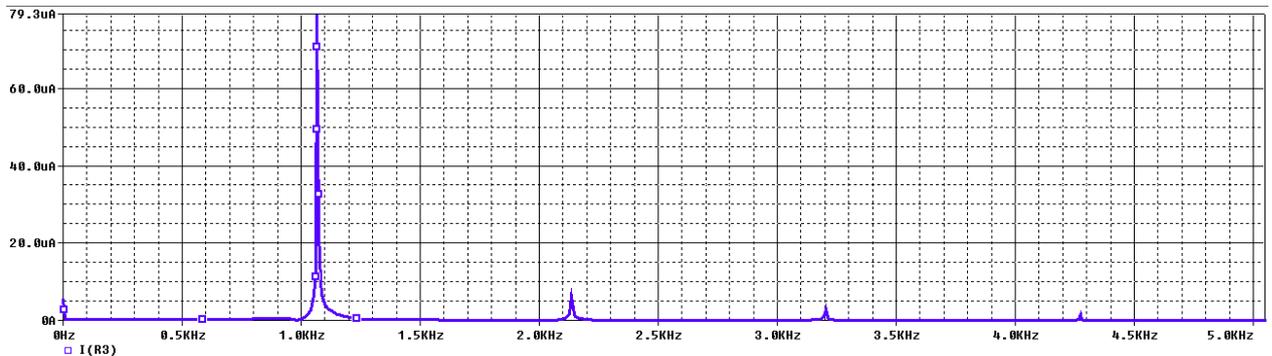
Figura 64 – Oscilação da corrente de saída em 1kHz



Fonte: Produção do próprio autor.

Uma distorção harmônica de 11,02% foi observada durante a análise de Fourier. O espectro de harmônicos pode ser visto na figura 65.

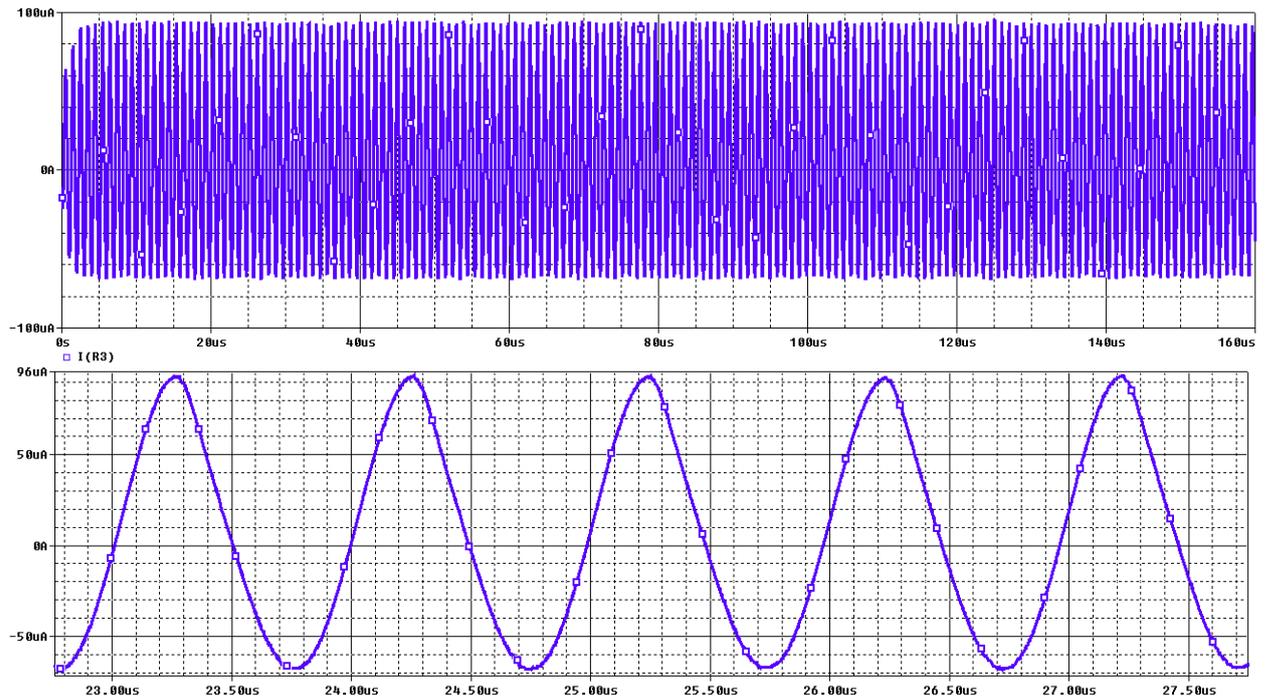
Figura 65 – Espectro de harmônicos em 1kHz



Fonte: Produção do próprio autor.

Ao se diminuir o valor dos capacitores em mil vezes, obtém-se uma corrente de saída oscilando em 1MHz, com amplitude de 80µA como mostra a figura 66.

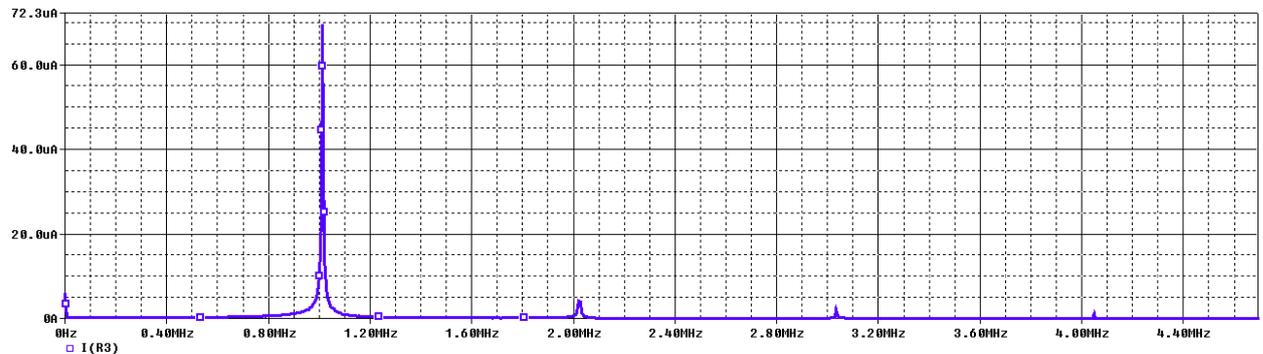
Figura 66 – Oscilação em 1MHz



Fonte: Produção do próprio autor.

A distorção harmônica total é de 8,64%, com espectro de harmônicos visível na figura 67.

Figura 67 – Harmônicos em 1MHz



Fonte: Produção do próprio autor.

Nota-se um certo “estrangulamento” no semi-ciclo positivo das ondas. Tal efeito ocorre pelo fato do transportador de corrente com malha translinear apresentar não-linearidade acentuada.

A potência média consumida pelo circuito com saída em 1MHz, THD de 8,64% e amplitude de 80µA é de:

$$P_{Consumo} = 1,5 \times 462,5 + 1,5 \times 506,2 + 50 \times 0,794 = 1,49mW$$

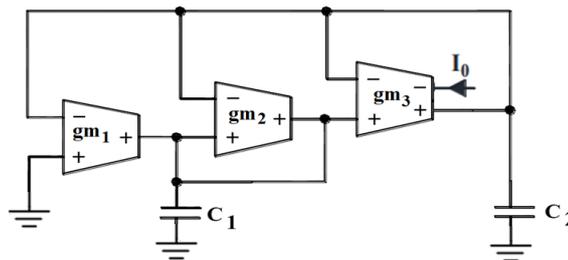
Esta estrutura se mostrou a pior até então para o oscilador ponte de Wien, já que possui consumo relativamente alto, mas aceitável, e distorção harmônica muito acima do aceitável. A potência acima do esperado ocorre devido à impedância parasita da malha translinear, pois para valores baixos de corrente, a mesma apresenta valores altos, afetando ainda mais o funcionamento do circuito. Também nota-se uma componente DC alta na corrente de saída.

3.2 OSCILADOR OTA-C

Osciladores utilizando apenas OTA e capacitores, também conhecidos na literatura como osciladores OTA-C, são amplamente difundidos por conta da sua versatilidade, controlabilidade e compactação. A característica de saída dos OTA permite com que o mesmo opere como um resistor ativo, dispensando o uso de resistores físicos, o que é desejado em circuitos integrados, além disso, sua transcondutância variável em relação à corrente de polarização faz com que o valor dessa resistência ativa seja modificável, propiciando um aumento na controlabilidade do oscilador.

O oscilador aqui apresentado na figura 68 foi proposto em (SENANI et al, 2015), composto por três OTAs e dois capacitores aterrados, sendo assim apropriado para integração de circuitos. Apesar do circuito original ser trifásico, como para a aplicação visada para este trabalho só necessita de uma fase, duas saídas foram suprimidas. Porém, com uma fácil manipulação, reconstrói-se as duas saídas retiradas.

Figura 68 - Oscilador utilizando OTA



Fonte: Modificado de [34]

A condição de oscilação é:

$$g_{m3} - g_{m2} = 0$$

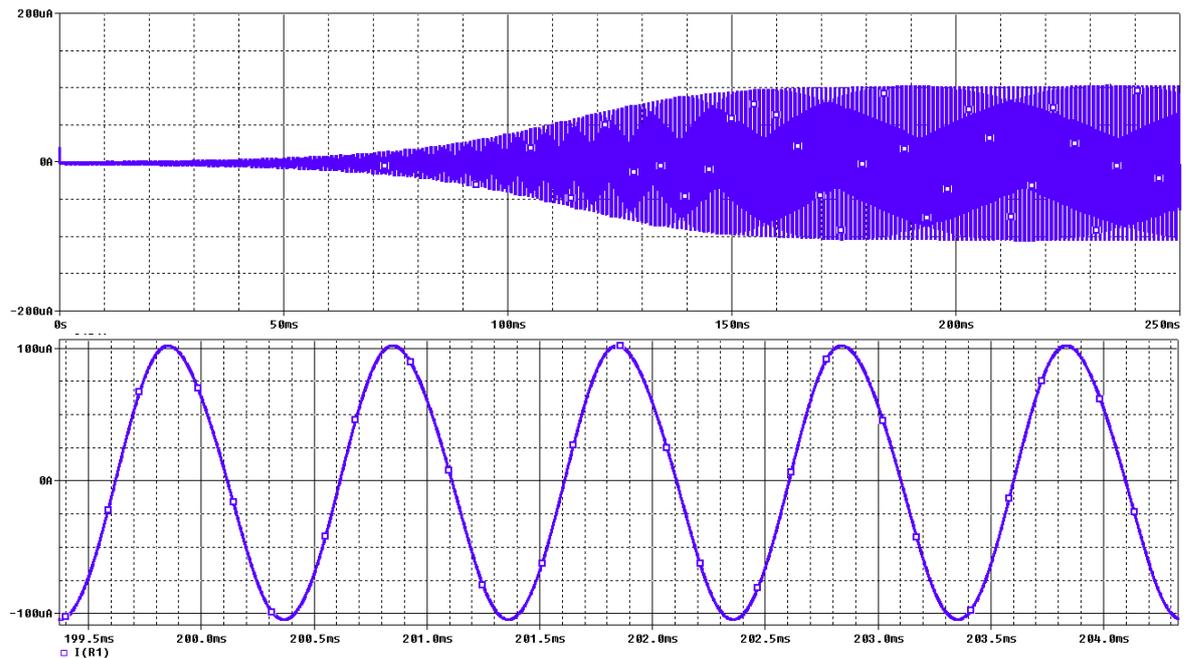
onde g_{m3} e g_{m2} são as transcondutâncias dependentes das corrente de polarização. A frequência é dada por:

$$f_o = \frac{1}{2\pi C} \sqrt{g_{m1} g_{m2}}$$

onde $C_1=C_2=C$.

Utilizando-se capacitores de 36nF, $I_{gm1}=I_{gm3}=100\mu\text{A}$ e $I_{gm2}=112\mu\text{A}$, obtém-se uma corrente de saída de frequência 1kHz e amplitude de $102\mu\text{A}$, como pode ser visto na figura 69.

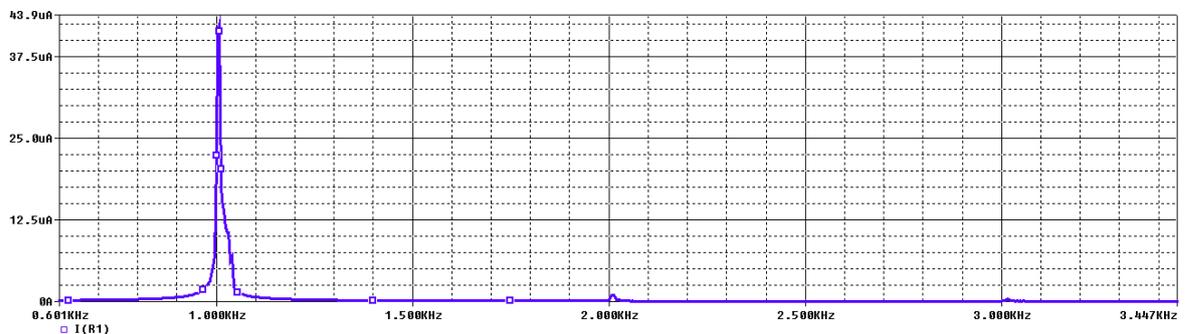
Figura 69 – Oscilação em 1kHz



Fonte: Produção do próprio autor.

A distorção harmônica obtida levando em consideração as dez primeiras harmônicas foi de 2,78%. Na figura 70 nota-se um pouco de influência da 2ª e 3ª harmônica.

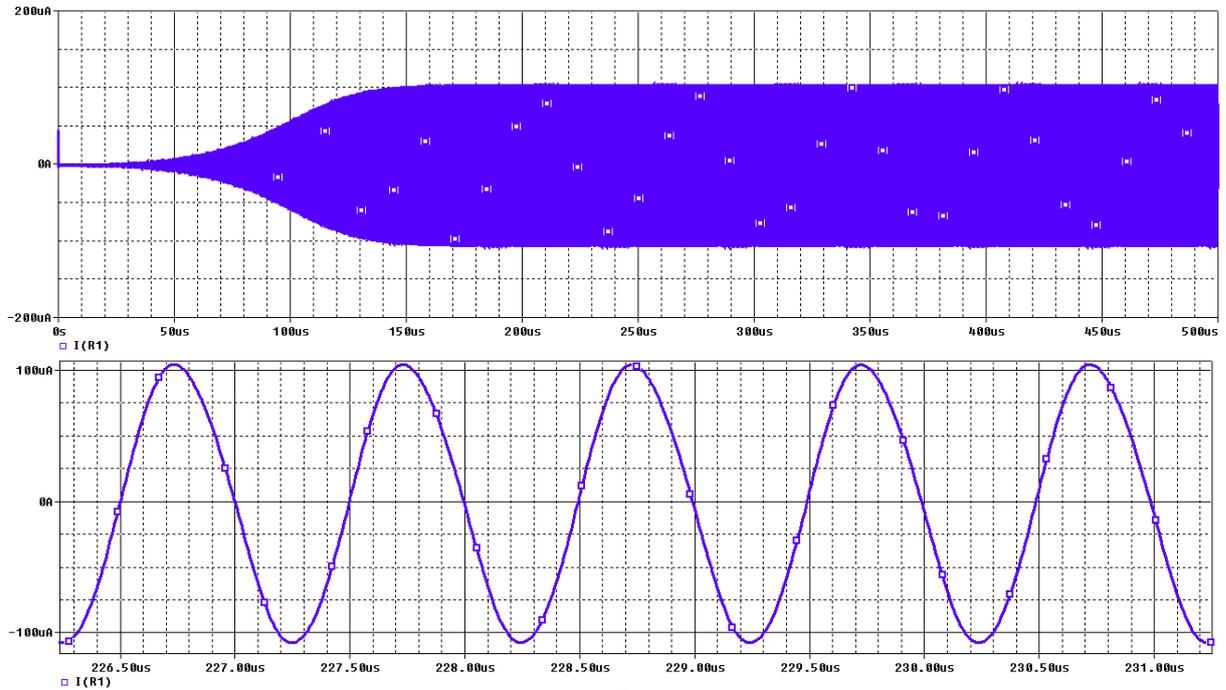
Figura 70 – Espectro de harmônicos em 1kHz



Fonte: Produção do próprio autor.

Mudando os valores dos capacitores para 60pF e a corrente I_{gm2} para 103 μ A, obtém-se uma corrente de saída de frequência 1 MHz e amplitude de 104 μ A, como pode ser visto na figura 71.

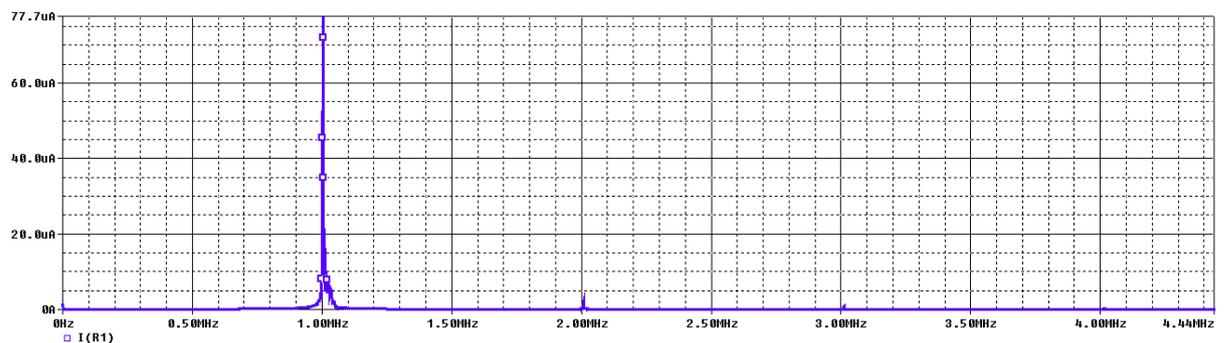
Figura 71 – Oscilação em 1MHz



Fonte: Produção do próprio autor.

Na figura 58 vê-se o espectro de frequência para esta saída. Nota-se uma pequena interferência da 2ª e 3ª harmônica. A distorção harmônica total foi de 2,65%.

Figura 72 - harmônicos em 1MHz



Fonte: Produção do próprio autor.

A potência média consumida para frequência de 1MHz no sinal de saída, THD de 2,65% e amplitude de 104 μ A é:

$$P_{consumo} = 1,5 \times 1,773m + 1,5 \times 1,774m + 6 \times 100\mu + 3 \times 103\mu = 6,23mW$$

Este oscilador apresentou o maior consumo médio até então, com uma distorção harmônica moderada. Porém, possui duas grandes vantagens: controle de frequência independente do controle de amplitude, além de não utilizar resistores, facilitando a integração do circuito.

3.3 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Os resultados finais podem ser vistos na tabela 8.

Tabela 8 - Resultados finais

Oscilador	Ampl. 1kHz (μ A)	Ampl. 1MHz (μ A)	THD (%) 1kHz	THD (%) 1MHz	Pot. Média(mW)
Wien Classe A Par Dif.	99	102	0.45	1.03	2.30
Wien Classe AB Par Dif.	105	105	1.15	1.14	0.34
Wien Classe A Malha Trans.	117	83	3.35	2.01	3.00
Wien Classe AB Malha Trans.	95	80	11.2	8.64	1.49
OTA-C	102	104	2.78	2.65	6.23

Fonte: Produção do próprio autor.

Com exceção da estrutura analisada na seção 3.1.4, todos os circuitos obtiveram resultados satisfatórios. O oscilador ponte de Wien utilizando transportador de corrente com par diferencial classe AB apresentou os melhores resultados no geral, já que o consumo médio de potência se encontrou abaixo do esperado, que foi de 1mW. Suas correntes de saída também apresentaram baixa distorção, em torno de 1%. A mesma estrutura, porém com estágio de saída classe A, apesar de apresentar níveis mínimos de distorção harmônica, possui um consumo de potência muito maior que a estrutura classe AB, fazendo com que seja obsoleta perto da mesma. Em relação às estrutura utilizando transportador de corrente com malha translinear, ambas se saíram mal nas análises, apresentando alta distorção harmônica e alto consumo. O oscilador

com malha translinear classe AB em especial apresentou níveis de distorção muito acima do aceitável, fazendo com que seja completamente descartável no atual formato. O consumo de potência também ficou acima do esperado, já que se trata de um classe AB, onde espera-se consumo baixíssimo. O oscilador OTA-C apresentou bons resultados em relação à distorção harmônica, porém um consumo alto em relação aos demais.

Em relação aos aspectos construtivos, nota-se que para implementação em baixas frequências, tais osciladores necessitam de valores de capacitâncias muito altas para circuitos integrados. Então em caso de implementação em baixas frequências, talvez seja necessário incluir os capacitores fora do circuito integrado.

Na questão da controlabilidade, os osciladores ponte de Wien mostram-se limitadíssimos, já que necessitam da alteração dos valores dos seus componentes para mudar tanto a frequência quanto as condições de oscilação. Tal limitação poderia ser removida caso utiliza-se resistores ativos. Neste quesito, o oscilador multifásico se sobressai, já que sua frequência pode ser ajustada externamente pelas correntes de polarização dos OTAs.

4 CONCLUSÕES FINAIS

Este trabalho propiciou a oportunidade de conhecer conceitos de microeletrônica que não são vistos na graduação, especialmente conceitos ligados à construção física dos circuitos integrados. Também estimulou a pesquisa em livros e artigos científicos, a fim de dar embasamento para as palavras aqui escritas.

Os objetivos iniciais deste projeto eram coletar uma série de circuitos amplificadores, e a partir destes montar osciladores a fim de compará-los. Tais objetivos foram concluídos, a fim de que no total cinco osciladores foram testados e comparados entre si, dentre muitos outros que foram descartados no meio do processo, seja por não funcionarem corretamente ou por sua complexidade elevada.

4.1 SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

A partir deste trabalho, trabalhos futuros poderão ser realizados, procurando aperfeiçoar as estruturas aqui apresentadas. Entre as sugestões, estão:

- Reproduzir os osciladores ponte de Wien utilizando resistências ativas, a fim de propiciar maior controlabilidade ao usuário;
- Aperfeiçoar as estruturas com malha translinear, a fim de diminuir tanto a distorção harmônica quanto a potência média consumida;
- Realizar um oscilador trifásico com OTAs classe AB;
- Projetar estruturas utilizando circuitos especiais como CCCDTA e MCBTA.

5 BIBLIOGRAFIA

- [1] TAKA, E. **Transvarredura por bioimpedância: Uma ferramenta para detecção precoce de câncer de mama em mulheres jovens**. 2008. Dissertação (Mestrado em Engenharia Biomédica). Universidade Federal do Rio de Janeiro, Brasil. 2008.
- [2] GLICKMAN, Y.; FILO, O.; DAVID, M.; YAYON, A.; TOPAZ, M.; ZAMIR, B.; GINZBURG, A.; ROZENMAN D.; KENAN, G.; **Electral impedance scanning: a new approach to skin cancer diagnosis**. SKIN RESEARCH AND TECHNOLOGY, 2003.
- [3] PAIVA, S. **Uso da Bioimpedância do Acompanhamento de pacientes em Quimioterapia: Alterações no Ângulo de Fase**. 2007. Dissertação (Mestrado em Saúde e Comportamento). Universidade Católica de Pelotas, Brasil. 2007.
- [4] BERTEMES FILHO, P. **Tissue characterisation using an impedance spectroscopy probe**. 2002. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica). University of Sheffield, Reino Unido. 2002.
- [5] PETHIG R. **Dielectric properties of biological materials: biophysical and medical applications**. IEEE TRANSACTION, 1984.
- [6] SILVA, P. C. **Sistemas de excitação CMOS de baixa potência para uso em bioimpedância elétrica**. 2012. TCC (Bacharelado em Engenharia Elétrica). Universidade do Estado de Santa Catarina, Brasil. 2012.
- [7] SIRIPRUCHYANUN, M.; JAIKLA, W. **CMOS current-controlled current differencing transconductance amplifier**. INTERNATIONAL JOURNAL OF ELECTRONICS AND COMMUNICATIONS, 2007.
- [8] HERENC SAR, N.; KOTON, J.; VRBA, K.; LAHIRI, A.; AYTEN, E.; SAGBAS, M. **A New Compact CMOS Realization of Sinusoidal Oscillator Using a Single Modified CBTA**. Radioelektronika, 2011 21st International Conference. IEEE. 2011.

- [9] SEDRA, A.; SMITH, K. **Microeletrônica**. Pearson Prentice Hall, 5ª edição, São Paulo, 2007.
- [10] Disponível em: <https://commons.wikimedia.org/wiki/File:BJT_symbol_NPN.svg>. Acesso em: 06/12/2015.
- [11] Disponível em: <<https://pt.wikipedia.org/wiki/MOSFET>>. Acesso em: 06/12/2015.
- [12] RAZAVI, B. **Design of Analog CMOS Integrated Circuits**. McGraw Hill, Cingapura, 2001.
- [13] ALLEN, P.; HOLBERG, D. **CMOS Analog Circuit Design**. Oxford University Press, Oxford, 2002.
- [14] SEDRA, A.; SMITH, K. **Microelectronic Circuits**. 6ª ed, Oxford University Press, Oxford, 2010.
- [15] LAKER, K. R.; SANSEN, V. M. C. **Design of analog integrated circuits and systems**. McGraw Hill, Nova Iorque, 1994, 1ª ed.
- [16] SHARMA, S.; KAUR, P.; SINGH, T.; KUMAR, M. **A review of different architectures of operational transconductance amplifiers**. International Journal of Electronics and Communications Systems. 2002.
- [17] SARAVANAKUMAR, O. M.; KALEESWARI, N.; RAJENDRAN, K. **Design and analysis of two-stage operational transconductance amplifier (OTA) using Cadence tool**. International Journal of Emerging Technology and Advanced Technology. 2014.
- [18] PANDEY, R.; PANDEY, N.; BOTHRA, M.; PAUL, S. K. **Operational Transresistance Amplifier-Based Multiphase Sinusoidal Oscillators**. JOURNAL OF ELECTRICAL AND COMPUTER ENGINEERING. 2011.
- [19] **Current Conveyors**. Disponível em : <<https://classes.yale.edu/04-05/enas627b/lectures/EENG427113cc.pdf>>. Acesso em 15/11/2015.
- [20] SENANI, R.; BHASKAR, D. R.; SINGH, A. K. **Current Conveyors: Variants, applications and hardware implementations**. Springer, Berlin, 2015.

- [21] KOLI, K. **CMOS Current Amplifiers: Speed versus Nonlinearity**. 2000. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica). Helsinki University of Technology, Finlândia. 2000.
- [22] AYTEN, U.; SAGBAS, M.; SEDEF, H. **Current mode leapfrog ladder filters using a new active block**. INTERNATIONAL JOURNAL OF ELECTRONICS AND COMMUNICATIONS, 2009.
- [23] **Aprender Eletrônica**. Disponível em: <<http://www.aprender eletronica.com.br/tipos-de-osciladores.php>>. Acesso em: 01/11/2015.
- [24] Jovanovic, G.; Stojcev, M.; Stamenkovic, Z. **A CMOS Voltage Controlled Ring Oscillator with Improved**. SCIENTIFIC PUBLICATIONS OF THE STATE UNIVERSITY OF NOVI PAZAR, 2010.
- [25] MANDAL, M.; SARKAR, B. **Ring Oscillators: Characteristics and Applications**. INDIAN JOURNAL OF PURE & APPLIED PHYSICS, 2010.
- [26] MIYARA, F.; PETROCELLI, J. **Osciladores senoidales**. 2004. Apostila (Bacharelado em engenharia elétrica). Universidad Nacional de Rosario, Argentina. 2004.
- [27] **Problem in Wien bridge oscillator**. Disponível em: <<http://electronics.stackexchange.com/questions/130064/problem-in-wien-bridge-oscillator>>. Acesso em 06/12/2015.
- [28] SINGH, V. K.; SHARMA, A. K.; BHASKAR, D. R.; SENANI, R. **Two New Canonic Single-CFOA Oscillators With Single Resistor Controls**. IEEE TRANSACTIONS ON CIRCUITS AND SYSTEMS, 2005.
- [29] TOBEY, G.; GRAEME, J.; HUELSMAN, L. **Operational Amplifiers: Design and Application**. McGraw-Hill Kogakusha. Tóquio. 1971.
- [30] LIMA, J. A. **A linearly-tunable OTA-C sinusoidal oscillator for low voltage applications**. ISCAS 2002. IEEE. 2002.
- [31] BARTHELEMY, H.; FERRI, R.; GUERRINI, N. **A 1.5V CCII-Based Tunable Oscillator for Portable Industrial Applications**. ISIE 2002. IEEE. 2002.

- [32] ELWAN, H.; SOLIMAN, A. **Low-Voltage Low-Power CMOS Current Conveyors.** IEEE TRANSACTIONS ON CIRCUITS AND SYSTEMS—I: FUNDAMENTAL THEORY AND APPLICATIONS, 1997.
- [33] DE MARCELLIS, A.; FERRI, G. **Analog circuits and systems for Voltage-Mode and Current-Mode sensor interface applications.** Springer, Italia, 2011.
- [34] D SENANI, R.; BHASKAR, D. R.; GUPTA, M.; SINGH, A. K. **Canonic OTA-C Sinusoidal Oscillators: Generation of New Grounded-Capacitor Versions.** AMERICAN JOURNAL OF ELECTRICAL AND ELECTRONIC ENGINEERING, 2015.

ANEXO A – MODELO DO PSPICE DO AMS 0,35µm

A.1 MOSFET P

```
.MODEL ams035_P PMOS LEVEL=7
* -----
***** SIMULATION PARAMETERS *****
* -----
* format      : HSPICE
* model       : MOS BSIM3v3
* process     : CS[ADFI]
* extracted   : CSA C61417; 1998-10; ese(487)
* doc#        : 9933016 REV_N/C
* created     : 1999-01-12
* -----
*                                     TYPICAL MEAN CONDITION
* -----
*
*          *** Flags ***
+MOBMOD =1.000e+00 CAPMOD =2.000e+00
*          *** Threshold voltage related model parameters ***
+K1      =5.675e-01
+K2      =-4.39e-02 K3      =4.540e+00 K3B      =-8.52e-01
+NCH     =1.032e+17 VTH0    =-6.17e-01
+VOFF    =-1.13e-01 DVT0    =1.482e+00 DVT1     =3.884e-01
+DVT2    =-1.15e-02 KETA    =-2.56e-02
+PSCBE1  =1.000e+09 PSCBE2  =1.000e-08
+DVT0W   =0.000e+00 DVT1W   =0.000e+00 DVT2W    =0.000e+00
*          *** Mobility related model parameters ***
+UA      =2.120e-10 UB      =8.290e-19 UC      =-5.28e-11
+U0      =1.296e+02
*          *** Subthreshold related parameters ***
+DSUB    =5.000e-01 ETA0    =2.293e-01 ETAB     =-3.92e-03
+NFACTOR =8.237e-01
*          *** Saturation related parameters ***
+EM      =4.100e+07 PCLM    =2.979e+00
+PDIBLC1 =3.310e-02 PDIBLC2 =1.000e-09 DROUT    =5.000e-01
+A0      =1.423e+00 A1      =0.000e+00 A2      =1.000e+00
+PVAG    =0.000e+00 VSAT    =2.000e+05 AGS      =3.482e-01
+B0      =2.719e-07 B1      =0.000e+00 DELTA    =1.000e-02
+PDIBLCB =-1.78e-02
*          *** Geometry modulation related parameters ***
+W0      =4.894e-08 DLC      =-5.64e-08
+DWC     =3.845e-08 DWB      =0.000e+00 DWG      =0.000e+00
+LL      =0.000e+00 LW       =0.000e+00 LWL      =0.000e+00
+LLN     =1.000e+00 LWN      =1.000e+00 WL       =0.000e+00
+WW      =0.000e+00 WWL      =0.000e+00 WLN      =1.000e+00
+WWN     =1.000e+00
*          *** Temperature effect parameters ***
+AT      =3.300e+04 UTE      =-1.35e+00
+KT1     =-5.70e-01 KT2     =2.200e-02 KT1L     =0.000e+00
+UA1     =0.000e+00 UB1     =0.000e+00 UC1     =0.000e+00
+PRT     =0.000e+00
*          *** Overlap capacitance related and dynamic model parameters ***
+CGDO    =2.100e-10 CGSO    =2.100e-10 CGBO     =1.100e-10
+CGDL    =0.000e+00 CGSL    =0.000e+00 CKAPPA  =6.000e-01
+CF      =0.000e+00 ELM     =5.000e+00
+XPART   =1.000e+00 CLC     =1.000e-15 CLE      =6.000e-01
*          *** Parasitic resistance and capacitance related model parameters
***
```

```

+RDSW    =1.853e+03
+CDSC    =6.994e-04 CDSCB  =2.943e-04 CDSCD  =1.970e-04
+PRWB    =0.000e+00 PRWG   =0.000e+00 CIT    =1.173e-04
*        *** Process and parameters extraction related model parameters ***
+TOX     =7.700e-09 NGATE  =0.000e+00
+NLX     =1.770e-07
+XL      =5.000e-08 XW     =0.000e+00
*        *** Substrate current related model parameters ***
+ALPHA0  =0.000e+00 BETA0  =3.000e+01
*        *** Noise effect related model parameters ***
+AF      =1.290e+00 KF     =1.090e-27 EF     =1.000e+00
+NOIA    =1.000e+20 NOIB   =5.000e+04 NOIC   =-1.40e-12
+NLEV    =0
*        *** Common extrinsic model parameters ***
*+ACM    =2
+RD      =0.000e+00 RS     =0.000e+00 RSH    =1.560e+02
+RDC     =0.000e+00 RSC    =0.000e+00
+LINT    =-5.64e-08 WINT   =3.845e-08
+LDIF    =0.000e+00 HDIF   =6.000e-07
*WMLT    =1.000e+00 LMLT   =1.000e+00
+XJ      =3.000e-07
+JS      =2.000e-05 JSW    =0.000e+00 IS     =0.000e+00
+N       =1.000e+00
*NDS     =1000. VNDS     =-1.000e+00
+CBD     =0.000e+00 CBS    =0.000e+00 CJ     =1.420e-03
+CJSW    =3.800e-10 FC     =0.000e+00
+MJ      =5.500e-01 MJSW   =3.900e-01 TT     =0.000e+00
+PB      =1.020e+00
*PHP     =9.400e-01
* -----

```

A.2 MOSFET N

```

.MODEL acm035_N NMOS LEVEL=7
* -----
***** SIMULATION PARAMETERS *****
* -----
* format      : HSPICE
* model       : MOS BSIM3v3
* process     : CS[ADFI]
* extracted   : CSA C61417; 1998-10; ese(487)
* doc#       : 9933016 REV_N/C
* created    : 1999-01-12
* -----
*
*                                     TYPICAL MEAN CONDITION
* -----
*
*        *** Flags ***
+MOBMOD =1.000e+00 CAPMOD =2.000e+00
*        *** Threshold voltage related model parameters ***
+K1     =6.044e-01
+K2     =2.945e-03 K3     =-1.72e+00 K3B    =6.325e-01
+NCH    =2.310e+17 VTH0   =4.655e-01
+VOFF   =-5.72e-02 DVT0   =2.227e+01 DVT1   =1.051e+00
+DVT2   =3.393e-03 KETA   =-6.21e-04
+PSCBE1 =2.756e+08 PSCBE2 =9.645e-06
+DVT0W  =0.000e+00 DVT1W  =0.000e+00 DVT2W  =0.000e+00
*        *** Mobility related model parameters ***
+UA     =1.000e-12 UB     =1.723e-18 UC     =5.756e-11
+U0     =4.035e+02

```

```

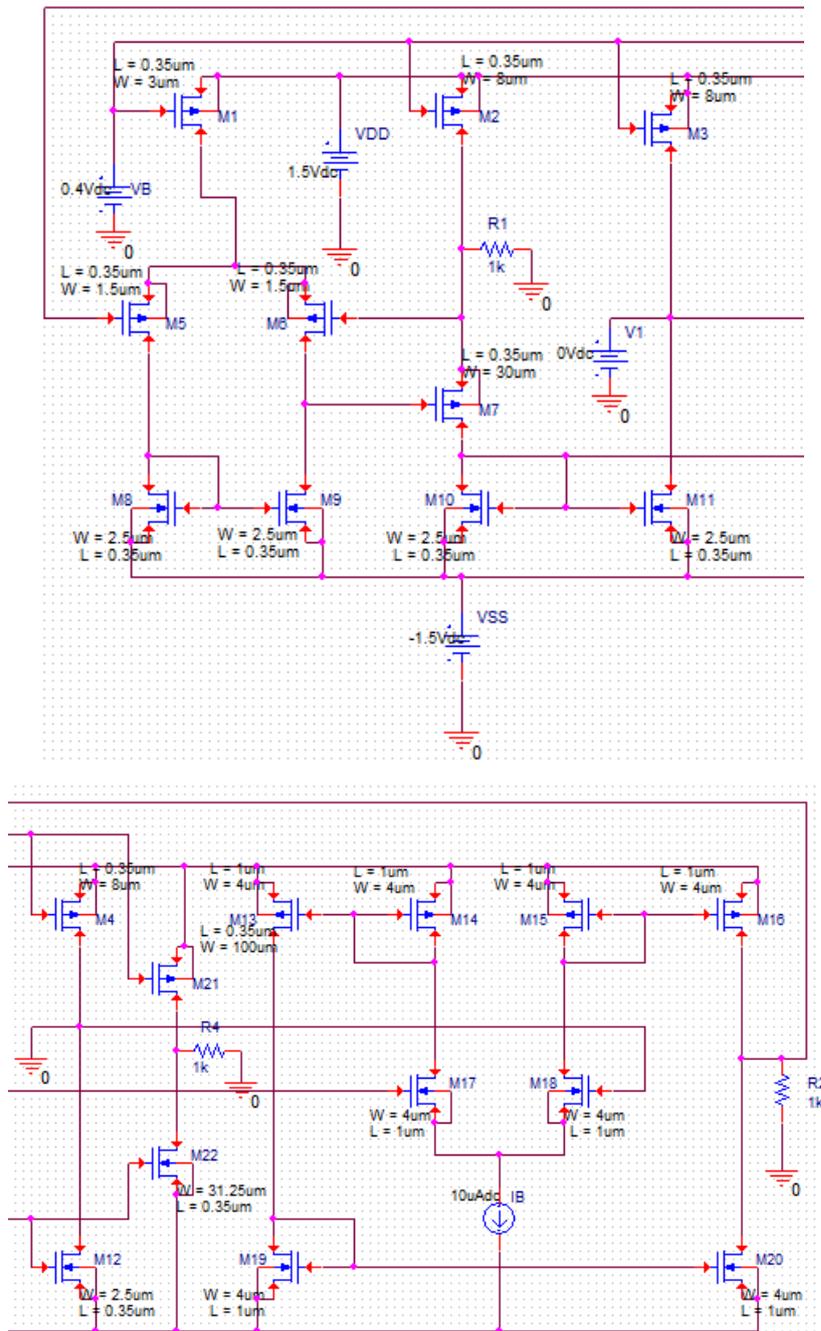
*      *** Subthreshold related parameters ***
+DSUB  =5.000e-01 ETA0   =3.085e-02 ETAB   =-3.95e-02
+NFACTOR=1.119e-01
*      *** Saturation related parameters ***
+EM    =4.100e+07 PCLM   =6.831e-01
+PDIBLC1=1.076e-01 PDIBLC2=1.453e-03 DROUT  =5.000e-01
+A0    =2.208e+00 A1     =0.000e+00 A2     =1.000e+00
+PVAG  =0.000e+00 VSAT  =1.178e+05 AGS    =2.490e-01
+B0    =-1.76e-08 B1     =0.000e+00 DELTA  =1.000e-02
+PDIBLCB=2.583e-01
*      *** Geometry modulation related parameters ***
+W0    =1.184e-07 DLC    =8.285e-09
+DWC   =2.676e-08 DWB    =0.000e+00 DWG     =0.000e+00
+LL    =0.000e+00 LW     =0.000e+00 LWL     =0.000e+00
+LLN   =1.000e+00 LWN    =1.000e+00 WL      =0.000e+00
+WW    =0.000e+00 WWL    =0.000e+00 WLN     =1.000e+00
+WWN   =1.000e+00
*      *** Temperature effect parameters ***
+AT    =3.300e+04 UTE    =-1.80e+00
+KT1   =-3.30e-01 KT2    =2.200e-02 KT1L   =0.000e+00
+UA1   =0.000e+00 UB1    =0.000e+00 UC1    =0.000e+00
+PRT   =0.000e+00
*      *** Overlap capacitance related and dynamic model parameters ***
+CGDO  =2.100e-10 CGSO   =2.100e-10 CGBO   =1.100e-10
+CGDL  =0.000e+00 CGSL   =0.000e+00 CKAPPA =6.000e-01
+CF    =0.000e+00 ELM    =5.000e+00
+XPART =1.000e+00 CLC    =1.000e-15 CLE    =6.000e-01
*      *** Parasitic resistance and capacitance related model parameters
***
+RDSW  =6.043e+02
+CDSC  =0.000e+00 CDSCB  =0.000e+00 CDSCD  =8.448e-05
+PRWB  =0.000e+00 PRWG   =0.000e+00 CIT    =1.000e-03
*      *** Process and parameters extraction related model parameters ***
+TOX   =7.700e-09 NGATE  =0.000e+00
+NLX   =1.918e-07
+XL    =5.000e-08 XW     =0.000e+00
*      *** Substrate current related model parameters ***
+ALPHA0 =0.000e+00 BETA0  =3.000e+01
*      *** Noise effect related model parameters ***
+AF    =1.400e+00 KF     =2.810e-27 EF     =1.000e+00
+NOIA  =1.000e+20 NOIB   =5.000e+04 NOIC   =-1.40e-12
+NLEV  =0
*      *** Common extrinsic model parameters ***
+ACM   =2
+RD    =0.000e+00 RS     =0.000e+00 RSH    =8.200e+01
+RDC   =0.000e+00 RSC    =0.000e+00
+LINT  =8.285e-09 WINT   =2.676e-08
+LDIF  =0.000e+00 HDIF   =6.000e-07
+WMLT  =1.000e+00 LMLT  =1.000e+00
+XJ    =3.000e-07
+JS    =2.000e-05 JSW    =0.000e+00 IS     =0.000e+00
+N     =1.000e+00
*NDS   =1000. VNDS     =-1.000e+00
+CBD   =0.000e+00 CBS    =0.000e+00 CJ     =9.300e-04
+CJSW  =2.800e-10 FC     =0.000e+00
+MJ    =3.100e-01 MJSW  =1.900e-01 TT     =0.000e+00
+PB    =6.900e-01
*PHP   =9.400e-01
* -----

```


ANEXO B – RESULTADO DAS SIMULAÇÕES DE OSCILADORES COM ESTRUTURAS ESPECIAIS

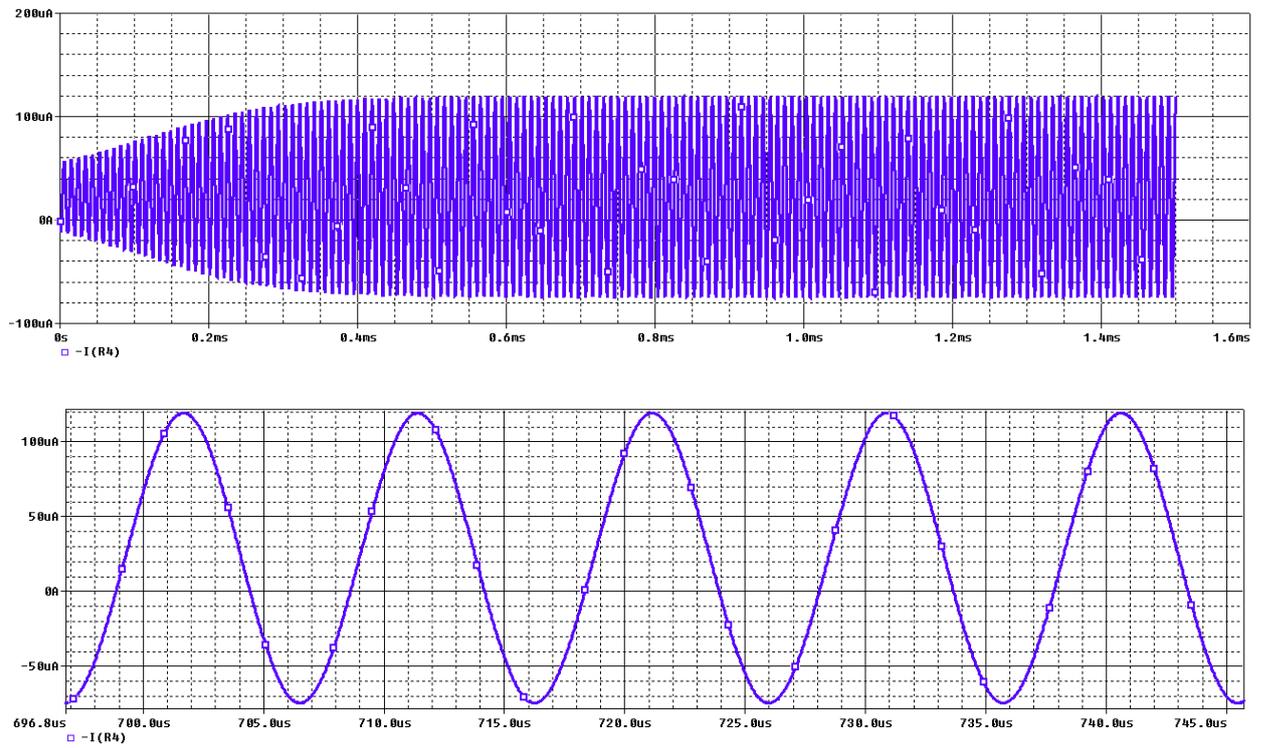
B.1 - OSCILADOR COM AMPLIFICADOR DE TRANSCONDUTÂNCIA DE CORRENTE REVERSA MODIFICADO CLASSE A

Figura 73 - Oscilador utilizando MCBTA



Fonte: Produção do próprio autor.

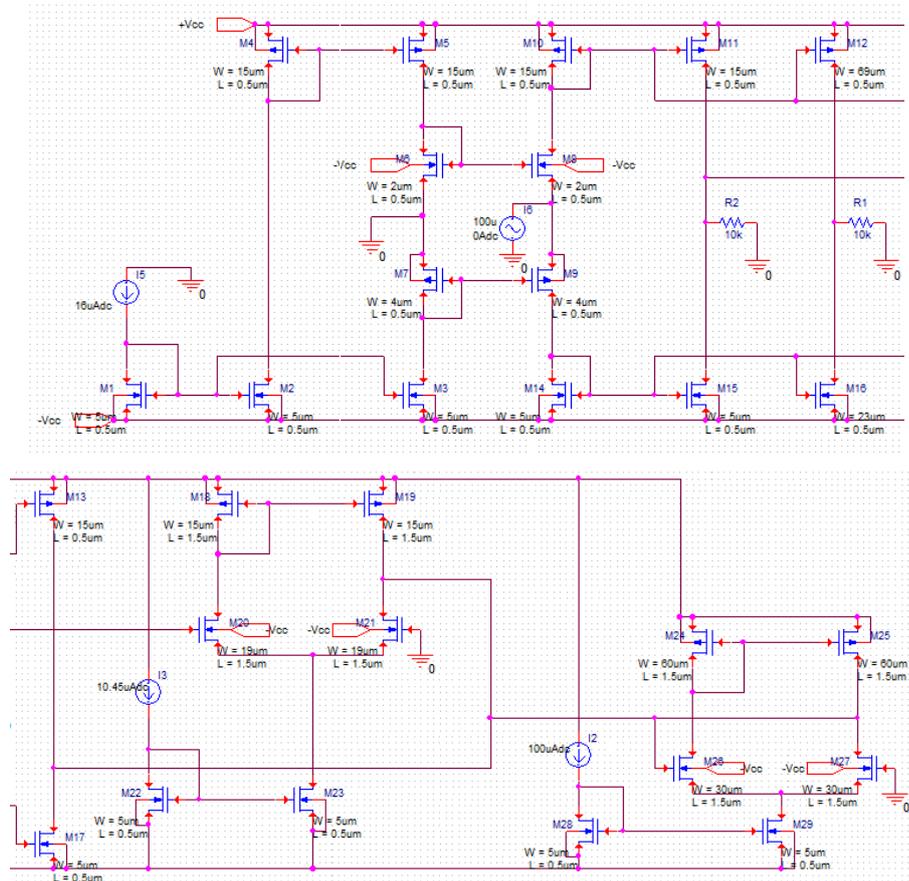
Figura 74 - Resultados da simulação com MBCTA



Fonte: Produção do próprio autor

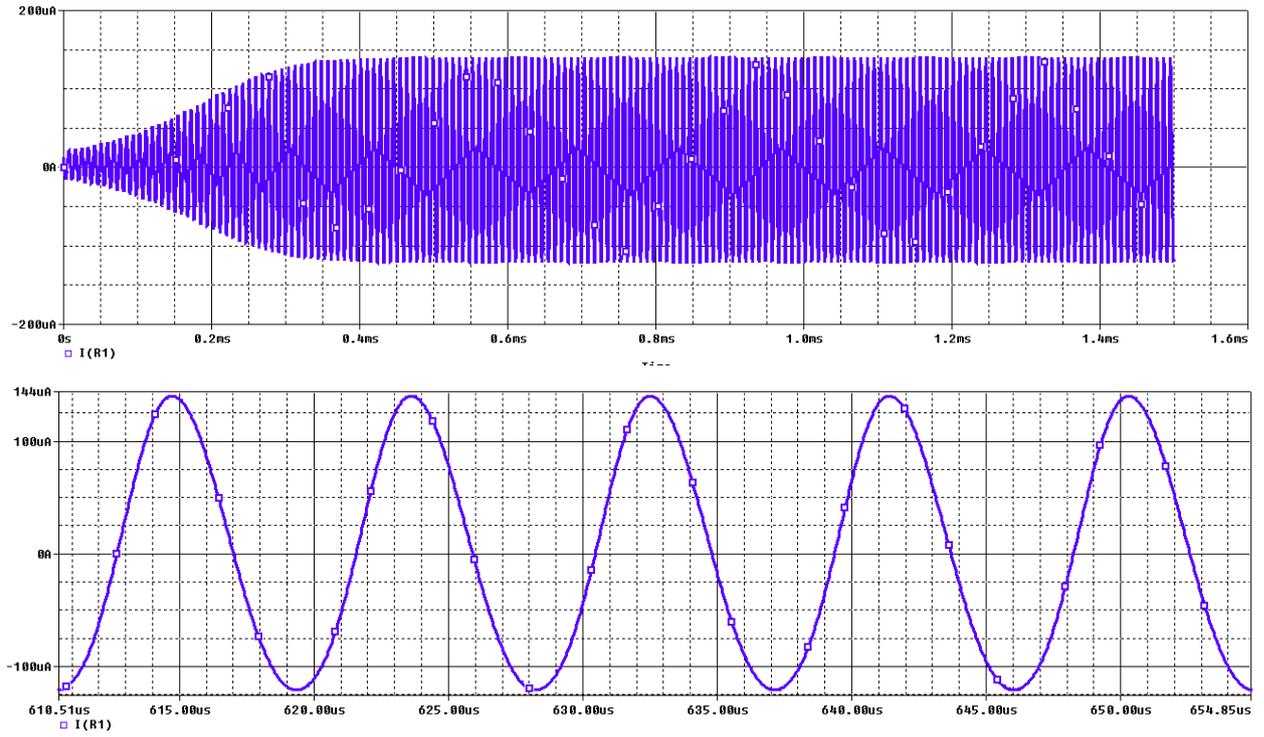
B.2 - OSCILADOR COM AMPLIFICADOR DE TRANSCONDUTÂNCIA DIFERENCIADOR DE CORRENTE CONTROLADO POR CORRENTE DE MÚLTIPLAS SAÍDAS

Figura 75 - Simulação do oscilador com DO-CCCDTA



Fonte: Produção do próprio autor.

Figura 76 - Resultado da simulação



Fonte: Produção do próprio autor.