

Universidade Federal do Rio de Janeiro

Escola Politécnica

Departamento de Eletrônica e de Computação

**Estabilização em Modo Comum em Filtros Ladder OTA-C  
Balanceados**

Autor:

---

Igor Oliveira Gameleiro

Orientador:

---

Prof. Antônio Carlos Moreirão de Queiroz, D. Sc.

Examinador:

---

Prof. Mariane Rembold Petraglia, Ph D.

Examinador:

---

Prof. José Gabriel R. C. Gomes, Ph.D.

DEL

Março de 2013

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO DE JANEIRO

Escola Politécnica - Departamento de Eletrônica e de Computação

Centro de Tecnologia, bloco H, sala H-217, Cidade Universitária

Rio de Janeiro - RJ CEP 21949-900

Este exemplar é de propriedade da Universidade Federal do Rio de Janeiro, que poderá incluí-lo em base de dados, armazenar em computador, microfilmear ou adotar qualquer forma de arquivamento.

É permitida a menção, reprodução parcial ou integral e a transmissão entre bibliotecas deste trabalho, sem modificação de seu texto, em qualquer meio que esteja ou venha a ser fixado, para pesquisa acadêmica, comentários e citações, desde que sem finalidade comercial e que seja feita a referência bibliográfica completa.

Os conceitos expressos neste trabalho são de responsabilidade do(s) autor(es) e do(s) orientador(es).

## DEDICATÓRIA

Dedico este trabalho a duas pessoas: a minha mãe, Lucia, por toda sua preocupação e dedicação aos meus estudos e a Rafaela, meu grande amor, pelo seu apoio incondicional e por sua compreensão nos momentos que a deixei para a realização deste trabalho.

## AGRADECIMENTO

Agradeço a minha vó materna que de forma involuntária sempre me fez querer estudar bastante. Agradeço também a todos que me apoiaram, dentre estes o meu orientador por todo conhecimento passado e paciência que teve comigo nos últimos anos.

## RESUMO

Filtros OTA-C são constituídos por circuitos contendo apenas OTAs (Operational Transconductance Amplifiers) e capacitores. Um transconductor é essencialmente uma fonte de corrente controlada por tensão, com elevadas impedâncias de entrada e saída (idealmente infinitas). Devido aos transcondutores não serem ideais, estes possuem uma rejeição a tensão de modo comum de entrada finita o que causa em estruturas clássicas de realização de filtros ladder OTA-C balanceados, instabilização do circuito, saturando os OTAs, logo é necessário introduzir ao filtro algum método de estabilização em modo comum, que é o tema deste projeto.

Palavras-Chave: filtros, OTA-C, estabilização, modo comum.

## ABSTRACT

OTA-C filters are constituted by circuits containing only OTAs (Operational Amplifiers Transconductance - OTA) and capacitors. An OTA is essentially a current source controlled by voltage with high input and output impedances (ideally infinite). Because Transconductors are not ideal, they have a finite common mode rejection which causes instability in balanced OTA-C filters, saturating the OTAs. Because of this, it is necessary to introduce some method of common mode stabilization, which is the theme of this project.

Key-words: filters, OTA-C, estabilization, common mode .

## SIGLAS

UFRJ - Universidade Federal do Rio de Janeiro

OTA - *Operational Transconductance Amplifier*

CMMR - *Common-Mode Rejection Ratio*

DC - *Direct Current*

VCCS - *Voltage Controlled Current Source*

# Sumário

<b>1</b>	<b>Introdução</b>	<b>1</b>
1.1	Tema . . . . .	1
1.2	Delimitação . . . . .	1
1.3	Justificativa . . . . .	2
1.4	Objetivos . . . . .	3
1.5	Descrição . . . . .	3
<b>2</b>	<b>Elementos de Circuito - Análise Nodal</b>	<b>4</b>
2.1	Resistor, Capacitor e Indutor . . . . .	4
2.2	Girador . . . . .	5
2.3	Fonte de corrente controlada por tensão (VCCS) ou Transconductor . . . . .	6
2.3.1	Simulando um Resistor . . . . .	7
2.3.2	Simulando um Girador . . . . .	8
<b>3</b>	<b>OTA - Amplificador Operacional de Transcondutância</b>	<b>9</b>
3.1	Simbologia e Modelo . . . . .	9
3.2	Blocos de circuito com OTAs . . . . .	10
3.2.1	Amplificador de tensão . . . . .	10
3.2.2	Integrador . . . . .	12
3.2.3	Girador . . . . .	13
3.2.4	Transformador . . . . .	13
3.3	Características não ideais . . . . .	17
3.4	Circuitos com OTAs Diferenciais . . . . .	18
<b>4</b>	<b>Filtros Ladder OTA-C</b>	<b>20</b>
4.1	Introdução . . . . .	20



4.2	Etapas do projeto de um filtro ladder OTA-C balanceado . . . . .	21
4.2.1	Síntese da Rede Ladder e do Filtro com OTAs simples . . . . .	21
4.2.2	Síntese do Filtro OTA-C Clássico . . . . .	23
4.2.3	Síntese do Filtro OTA-C com Entradas Rearranjadas (Modificado) . . . . .	23
4.3	O Problema do Modo Comum . . . . .	25
4.4	Estabilização em modo comum . . . . .	26
4.4.1	Resistor . . . . .	27
4.4.2	Girador . . . . .	28
4.5	Estabilizando em modo comum o filtro Ladder OTA-C balanceado . . . . .	28
4.5.1	Filtro Ladder OTA-C Clássico . . . . .	29
4.5.2	Filtro Ladder OTA-C com Entradas Rearranjadas . . . . .	30
<b>5</b>	<b>Caso de Estudo - Projeto de um Filtro Elíptico Ladder OTA-C Balanceado (Passa Baixa de Quinta Ordem)</b>	<b>32</b>
5.1	Especificações e Síntese da Rede Ladder . . . . .	32
5.2	Filtro OTA-C Clássico . . . . .	33
5.2.1	Estabilização em modo comum . . . . .	33
5.3	Filtro OTA-C Modificado . . . . .	39
5.3.1	Estabilização em Modo Comum . . . . .	40
5.4	Resultados Comparativos . . . . .	41
5.4.1	Nível de tensão nas entradas dos trancondutores . . . . .	41
5.4.2	Sensibilidades . . . . .	41
5.5	Conclusões . . . . .	42
<b>6</b>	<b>Conclusão</b>	<b>44</b>
6.1	Considerações Finais . . . . .	44
6.2	Trabalhos Futuros . . . . .	44
	<b>Bibliografia</b>	<b>46</b>

# Lista de Figuras

2.1	Resistor . . . . .	5
2.2	Capacitor . . . . .	5
2.3	Indutor . . . . .	5
2.4	Girador . . . . .	6
2.5	Girador . . . . .	6
2.6	Transcondutor . . . . .	7
2.7	Transcondutor simulando um resistor . . . . .	7
2.8	Girador . . . . .	8
3.1	OTA simples . . . . .	9
3.2	OTA balanceado . . . . .	9
3.3	Modelo ideal . . . . .	10
3.4	Amplificador de tensão simples com resistor . . . . .	11
3.5	Amplificador de tensão balanceado com resistor . . . . .	11
3.6	Amplificador de tensão simples sem resistor . . . . .	11
3.7	Amplificador de tensão balanceado sem resistor . . . . .	11
3.8	Integrador simples . . . . .	12
3.9	Integrador balanceado . . . . .	12
3.10	Integrador balanceado com o dobro da capacitância . . . . .	13
3.11	Integrador balanceado com a transcondutância reduzida a metade . . . . .	13
3.12	Girador aterrado . . . . .	13
3.13	Girador semi-suspenso . . . . .	13
3.14	Girador suspenso . . . . .	13
3.15	Simulando um Transformador . . . . .	14
3.16	Sinais de entrada e saída . . . . .	16
3.17	Simulando um Transformador . . . . .	16

3.18	Modelo para OTA . . . . .	17
3.19	Transformação para circuito diferencial . . . . .	19
3.20	Transformação para circuito diferencial . . . . .	19
4.1	Rede Ladder . . . . .	21
4.2	Equivalente de Norton . . . . .	22
4.3	Filtro com OTAs simples . . . . .	22
4.4	Filtro balanceado . . . . .	23
4.5	Filtro com entrada dobrada . . . . .	25
4.6	Filtro com entradas rearranjadas . . . . .	26
4.7	Simulando um Transformador . . . . .	27
4.8	Modelo . . . . .	28
4.9	Circuito equivalente em modo comum 1 para o filtro clássico . . . . .	30
4.10	Circuito equivalente em modo comum 2 para o filtro clássico . . . . .	30
4.11	Circuito equivalente em modo comum para o filtro modificado . . . . .	31
5.1	Rede Ladder . . . . .	33
5.2	Filtro Ladder OTA-C Clássico . . . . .	34
5.3	Resposta em Frequência . . . . .	34
5.4	Circuito equivalente em modo comum 1 . . . . .	34
5.5	Mapa de pólos e zeros do circuito equivalente em modo comum 1 . . . . .	35
5.6	Circuito equivalente em modo comum 2 . . . . .	36
5.7	Mapa de pólos e zeros do circuito equivalente em modo comum 2 . . . . .	37
5.8	Circuito equivalente em modo comum 3 . . . . .	37
5.9	Mapa de pólos e zeros do circuito equivalente em modo comum 3 . . . . .	38
5.10	Circuito equivalente em modo comum 4 . . . . .	39
5.11	Mapa de pólos e zeros do circuito equivalente em modo comum 4 . . . . .	40
5.12	Filtro Ladder OTA-C Modificado . . . . .	40
5.13	Circuito equivalente em modo comum 5 . . . . .	41
5.14	Nível de tensão no sinal de entrada nos transdutores para filtro clássico . . . . .	42
5.15	Nível de tensão no sinal de entrada nos transdutores para filtro modificado . . . . .	42

5.16 Sensibilidade do filtro clássico e modificado . . . . .	43
--	----

# Lista de Tabelas

3.1	Ganhos do OTAs . . . . .	16
3.2	Vantagens x Desvantagens dos circuitos diferenciais . . . . .	18
5.1	Primeira configuração dos ganhos de modo comum do OTAs para o filtro clássico . . . . .	35
5.2	Segunda configuração dos ganhos de modo comum do OTAs para o filtro clássico . . . . .	36
5.3	Terceira configuração dos ganhos de modo comum do OTAs para o filtro clássico . . . . .	37
5.4	Quarta configuração dos ganhos de modo comum do OTAs para o filtro clássico . . . . .	39
5.5	Configuração dos ganhos de modo comum do OTAs para o filtro modificado . . . . .	41

# Capítulo 1

## Introdução

### 1.1 Tema

O tema do trabalho é o estudo da estabilização em modo comum para filtros ladder OTA-C balanceados. Em [1] ficou demonstrado que é possível a estabilização desses tipos de filtros para a topologia balanceada clássica, sem a necessidade de algum circuito de controle da tensão de modo comum explícito. Entretanto, o mesmo não fora conseguido para outra topologia, também proposta em [1], baseado em [3], a qual reduzia a distorção gerada pelos transcondutores, rearranjando as tensões de entradas destes. Neste sentido, pretende-se confrontar a necessidade da utilização de um circuito extra para o controle da tensão de modo comum sobre todos pares de nós simétricos do filtro balanceado.

### 1.2 Delimitação

O objeto de estudo são filtros ladder OTA-C, ou seja, filtros sintetizados através da substituição de componentes de uma rede ladder, os quais utilizam apenas OTAs e capacitores. Assim, o projeto abrangerá um estudo sobre estabilização em modo comum nesses filtros.

## 1.3 Justificativa

Filtros OTA-C são uma escolha bem atrativa para filtros sintonizáveis. Até mesmo quando a sintonia na frequência não é um requisito, esses filtros podem ser usados com um sistema de sintonia automática, para compensar as variações do processo de fabricação e das condições do ambiente. Filtros obtidos por simulação da rede ladder são preferíveis devido a sua baixa sensibilidade à variação dos elementos, em comparação a outros tipos de filtros. Para melhorar a linearidade desses filtros, é utilizada a topologia balanceada, que cancela os harmônicos de ordem par. Essa topologia também é menos sensível a interferências externas e do substrato.

Ao balancear um filtro OTA-C, dobramos a ordem do filtro, adicionando frequências naturais extras, não observáveis na saída, que estão em zero caso o transcondutor utilizado seja ideal. Isso corresponde a tensões DC de valor indeterminado sobre as entradas dos transdutores. Mais especificamente, essas frequências naturais extras ficam em zero caso a CMRR seja infinita. Em casos práticos, os OTAs possuem um certo ganho de modo comum, o que desloca algumas dessas frequências naturais extras, também conhecidas como frequências naturais de modo comum, para o semiplano lateral direito, o que instabiliza o filtro. Para estabilizar o filtro, blocos de controle da tensão de modo comum devem ser aplicados a todos os pares de nós simétricos do filtro. Para que esses blocos de controle sejam os mais simples possíveis, os transdutores são construídos para ter uma elevada rejeição ao modo comum. Os blocos de controle devem ser construídos de forma que não introduzam distorções ao sinal diferencial aplicado ao filtro. A necessidade desses circuitos de controle aumenta o espaço ocupado pelo filtro. O filtro sendo estável, pode-se dispensar o uso desses blocos de circuito.

Neste sentido, o presente projeto é uma complementação de estudos anteriores, buscando avançar na estabilização em modo comum de filtros ladder OTA-C. Sua originalidade reside no fato de não existirem topologias para esses filtros que reduzam a distorção e não necessitem de circuitos explícitos de controle da tensão de modo comum. Assim, a importância deste trabalho está relacionada com a possibilidade da construção de filtros com uma topologia que introduza menos distorção, não necessite de controle de tensão de modo comum explícito em todos os nós simétricos, o que permitiria a utilização de transdutores mais simples, ocupando

menos espaço, para atender as especificações de algum filtro.

## 1.4 Objetivos

O objetivo geral é, então, propor critérios a serem seguidos pelas topologias para filtro ladder OTA-C balanceado, não necessitando de blocos explícitos de controle da tensão de modo comum sobre todos os nós simétricos. Desta forma, tem-se como objetivos específicos: (1) relacionar os ganhos de modo comum com a estabilidade do filtro; (2) verificar através de simulação que as topologias ao atenderem certos critérios passam a ser estáveis, e; (3) encontrar uma maneira de aplicar os critérios de estabilidade para a topologia que reduz a distorção.

## 1.5 Descrição

No capítulo 2 será apresentado alguns elementos de circuito considerados principais e a forma de análise nodal matricial.

O capítulo 3 é focado no que é um OTA e blocos de circuitos contruídos com este.

As etapas de um projeto de filtro ladder OTA-C são apresentadas no capítulo 4. Nele será explicitado como obter a partir da rede ladder, um filtro OTA-C balanceado clássico e a versão modificada.

Um caso de estudos é apresentado no capítulo 5. Neste será dada a especificação de um filtro, mostrada a síntese da rede ladder e os filtros OTA-C balanceados correspondentes. É importante ressaltar que o presente trabalho não entra no mérito do projeto do OTA, é focado na estrutura utilizada pelo filtro.

Por último, a conclusão, que é apresentada no capítulo 6 deste trabalho que, contém as considerações finais e sugestões para trabalhos futuros.



# Capítulo 2

## Elementos de Circuito - Análise Nodal

Este capítulo apresenta uma breve descrição de alguns elementos de circuitos que foram considerados importantes para o entendimento dos capítulos seguintes. Para cada um destes elementos, será apresentada sua representação esquemática e a relação entre tensão e corrente no domínio da frequência de Laplace na seguinte forma matricial:

$$[I] = [G][e] \quad (2.1)$$

Aonde,  $[I]$  é o vetor coluna das correntes,  $[e]$  o vetor coluna das tensões nos nós e  $[G]$  a matriz de condutância.

### 2.1 Resistor, Capacitor e Indutor

Dentre a grande variedade de elementos de circuitos, resistores, capacitores e indutores são os principais elementos passivos. A representação esquemática de cada um destes elementos pode ser vista na figura 2.1 para o resistor, 2.2 para o capacitor e 2.3 para o indutor. Circuitos contendo esses elementos (conhecido como circuitos RLC), apenas utilizam energia de fonte externa, não retornam energia para a fonte, ou seja, não possuem fonte de energia interna.

O Resistor, cuja representação esquemática pode ser vista na figura 2.1, é um elemento linear que dissipa energia na forma de calor. Sendo  $R$  o valor da resistência

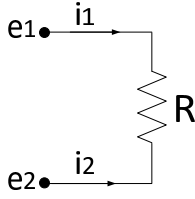


Figura 2.1: Resistor

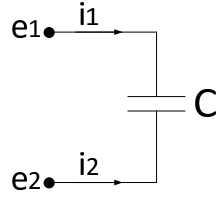


Figura 2.2: Capacitor

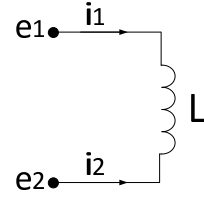


Figura 2.3: Indutor

em ohms ( $\Omega$ ), a relação entre as corrente  $i_1$  e  $i_2$  e as tensões nodais  $e_1$  e  $e_2$ , podem ser expressas pela seguinte equação matricial:

$$\begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} +\frac{1}{R} & -\frac{1}{R} \\ -\frac{1}{R} & +\frac{1}{R} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} +\frac{1}{R} \\ -\frac{1}{R} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

O Capacitor, cuja representação esquemática pode ser vista na figura 2.2, é um elemento de circuito que armazena energia na forma de campo elétrico. Sendo  $C$  o valor da capacitância em farads ( $F$ ), a relação entre as corrente  $i_1$  e  $i_2$  e as tensões nodais  $e_1$  e  $e_2$ , podem ser expressas pela seguinte equação matricial:

$$\begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} +sC & -sC \\ -sC & +sC \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} +sC \\ -sC \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

O Indutor, cuja representação esquemática pode ser vista na figura 2.3, é um elemento que armazena energia na forma de campo magnético. Sendo  $L$  o valor da indutância em henrys ( $H$ ), a relação entre as corrente  $i_1$  e  $i_2$  e as tensões nodais  $e_1$  e  $e_2$ , podem ser expressas pela seguinte equação matricial:

$$\begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} +\frac{1}{sL} & -\frac{1}{sL} \\ -\frac{1}{sL} & +\frac{1}{sL} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} +\frac{1}{sL} \\ -\frac{1}{sL} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

## 2.2 Girador

Baseado em [4], o girador, cujo símbolo está apresentado na figura 2.4, é um elemento ideal de duas portas que não dissipa nem armazena energia.

A relação entre as correntes  $i_1$  e  $i_2$  e as tensões  $v_1$  e  $v_2$  é expressa por duas equações lineares:

$$\begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & G \\ -G & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

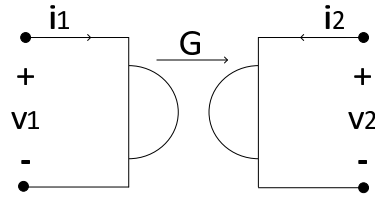


Figura 2.4: Girador

Aonde, a constante  $G$  é conhecida como condutância de giração. A propriedade fundamental do girador é dada pela seguinte equação:

$$\frac{v_1}{i_1} = \frac{-i_2/G}{Gv_2} = \frac{1}{G^2} \frac{-i_2}{v_2} \quad (2.6)$$

A equação acima mostra que a imitância vista por uma das portas é proporcional a imitância recíproca conectada à outra porta. Por exemplo, considere uma impedância  $Z_L$  conectada em uma das portas como mostra a figura 2.5.

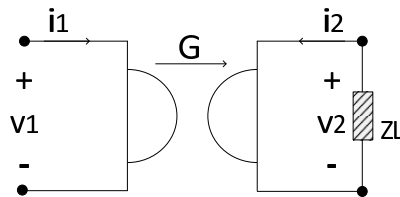


Figura 2.5: Girador

A impedância vista pela outra porta será:

$$Z_{in} = \frac{v_1}{i_1} = \frac{-i_2/G}{Gv_2} = \frac{1}{G^2} \frac{1}{(v_2/-i_2)} = \frac{1}{G^2} \frac{1}{Z_L} \quad (2.7)$$

Com isso é possível obter o dual de imitâncias. Um aplicação bastante utilizada são os filtros sem indutores, que utilizam giradores acoplados a capacitores para simular os indutores.

## 2.3 Fonte de corrente controlada por tensão (VCCS) ou Transcondutor

Uma fonte de corrente controlada por tensão ou comumente também chamada de transcondutor, cuja representação pode ser vista na figura 2.6, satisfaz o seguinte

conjunto de equações expresso na forma matricial:

$$\begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ -G & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

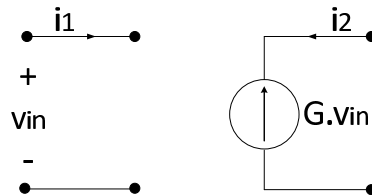


Figura 2.6: Transcondutor

É importante ressaltar que a relação entre a corrente de saída e a tensão de entrada é obrigatoriamente linear, logo  $G$  é uma constante medida em siemens ( $S$ ).

### 2.3.1 Simulando um Resistor

Fazendo a conexão como mostra a figura 2.7, temos uma fonte de corrente controlada pela tensão sobre ela mesma, que é equivalente a um resistor.

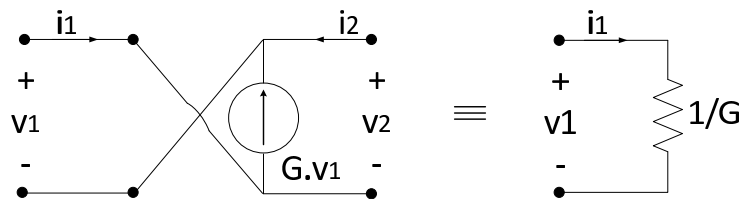


Figura 2.7: Transcondutor simulando um resistor

Ao realimentar negativamente a fonte de corrente,  $i_2 = -i_1$  e  $v_2 = -v_1$ , o que leva a:

$$\begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G & -G \\ -G & G \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

Assim, a relação entre  $i_1$  e  $v_1$  é linear como a de um resistor de valor  $1/G$ .

### 2.3.2 Simulando um Girador

Observando as equações que relacionam tensão e corrente do girador, é possível notar que este pode ser construído através 2 fontes de corrente controladas por tensão. A solução é colocar um fonte de corrente na porta 2 controlada pela tensão

da porta 1 e colocar uma outra fonte de corrente na porta 1 controlada pela oposto da tensão na porta 2. A conexão descrita acima pode ser vista na figura 2.8.

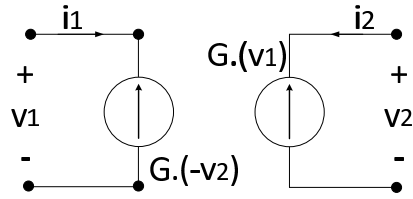


Figura 2.8: Girador

Com isso,

$$i_1 = Gv_2 \quad (2.10)$$

$$i_2 = -Gv_1 \quad (2.11)$$

que representam as mesmas equações de um girador apresentada pela equação 2.5.

# Capítulo 3

## OTA - Amplificador Operacional de Transcondutância

Um amplificador operacional de transcondutância (OTA), tem como entrada um sinal em tensão e como saída um sinal em corrente. A relação entre a tensão de entrada e a corrente de saída é dada pelo ganho do amplificador (ganho de transcondutância) que possui uma curva característica de acordo com a tensão de entrada. Neste capítulo será apresentado os símbolos mais encontrados na literatura para a representação esquemática, blocos básicos construídos com OTAs, modelo ideal, algumas características não ideais que estão presente nos OTAs e como transformar circuitos simples em circuitos diferenciais.

### 3.1 Simbologia e Modelo

Os dois símbolos mais encontrados na literatura para representar um OTA, são os mostrados nas figuras 3.1 e 3.2. A primeira representa um OTA simples, com apenas um saída e a segunda um OTA balanceado, com saídas diferenciais.

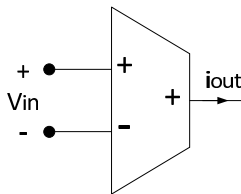


Figura 3.1: OTA simples

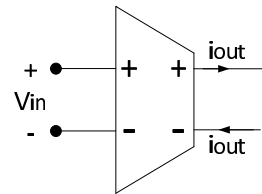


Figura 3.2: OTA balanceado

O modelo ideal para pequenos sinais de um OTA balanceado pode ser visto na figura 3.3. Este consiste em um transcondutor e, para um OTA com saída simples, possui um dos ramos da fonte de corrente aterrado.

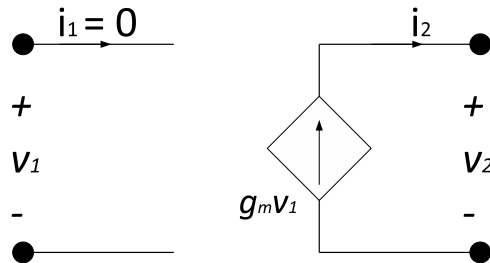


Figura 3.3: Modelo ideal

A relação entre as correntes ( $i_1$  e  $i_2$ ) e tensões ( $v_1$  e  $v_2$ ) são similares às vistas para a fonte de corrente controlada por tensão na subseção 2.3, podendo ser expressa por duas equações lineares:

$$\begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ g_m & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

Aonde,  $i_1$  e  $v_1$  são respectivamente a corrente e tensão de entrada e,  $i_2$  e  $v_2$  as variáveis de saída. O valor de  $g_m$  para o modelo ideal é uma constante medida em siemens ( $S$ ) mas, na prática isso não ocorre, apesar de ser desejável. Essas e outras características não ideais serão abordadas mais adiante, na subseção 3.3

## 3.2 Blocos de circuito com OTAs

Alguns blocos básicos utilizando OTAs como o Amplificador de Tensão, Integrador, Girador e Transformador serão apresentados a seguir. Isso permite ao leitor uma visão de algumas das aplicações dos OTAs e facilitará o entendimento das seções que seguem.

### 3.2.1 Amplificador de tensão

Para se obter uma amplificação de tensão utilizando OTAs, o qual possui saída em corrente, é necessário colocar um conversor corrente-tensão na saída de um OTA, que pode ser simplesmente um resistor. Amplificadores de tensão utilizando OTAs

são mostrados nas figuras 3.4 e 3.5, sendo respectivamente a versão simples e a balanceada.

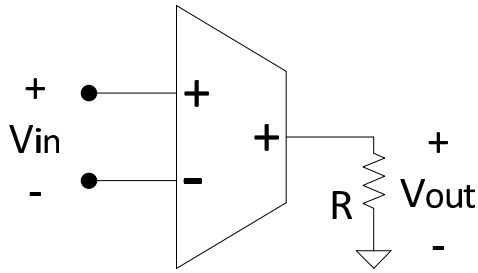


Figura 3.4: Amplificador de tensão simples com resistor

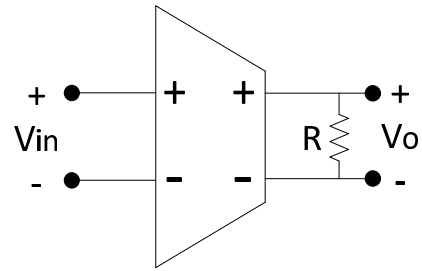


Figura 3.5: Amplificador de tensão balanceado com resistor

A tensão de saída  $V_o$  é facilmente calculada, valendo:

$$V_o = g_m V_{in} R \quad (3.2)$$

Aonde,  $g_m$  é o valor da transcondutância do OTA,  $R$  é o valor da resistência conectada à saída e  $v_{in}$  a tensão de entrada.

Usualmente não são utilizados resistores devido as suas dificuldades de integrar. Como foi visto em seção anterior, é possível simular um resistor através de uma realimentação negativa em uma fonte de corrente controlada por tensão e, devido ao OTA poder ser modelado como uma fonte de corrente, é utilizado um OTA realimentado negativamente para simular o resistor, como mostram as figuras 3.6 e 3.7.

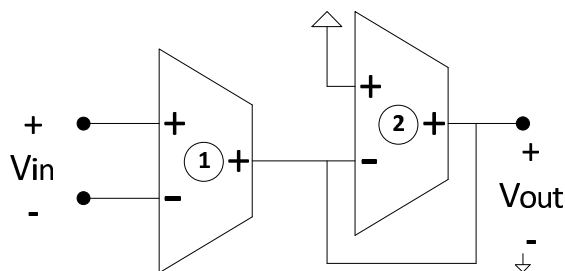


Figura 3.6: Amplificador de tensão simples sem resistor

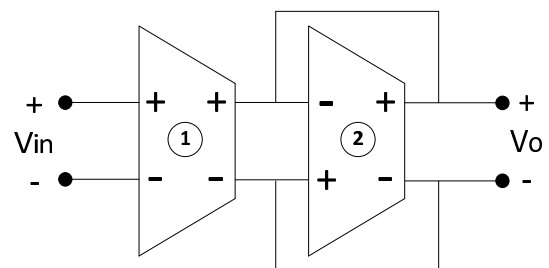


Figura 3.7: Amplificador de tensão balanceado sem resistor

Nesse caso, a expressão da tensão de saída é modificada, trocando-se a resistência  $R$  pela resistência do OTA realimentado que nesse caso vale  $\frac{1}{g_{m2}}$ , sendo  $g_{m2}$  o valor



da transcondutância do realimentado que, pode ser escrita como:

$$V_o = \frac{g_{m1}}{g_{m2}} V_{in} \quad (3.3)$$

### 3.2.2 Integrador

O integrador é o bloco de circuito mais importante na síntese de filtros. Dada uma tecnologia, se é possível fazer um integrador, filtros podem ser sintetizados. O circuito integrador na tecnologia OTA-C é mostrado nas figuras 3.8 e 3.9, sendo respectivamente o integrador simples e o integrador balanceado.

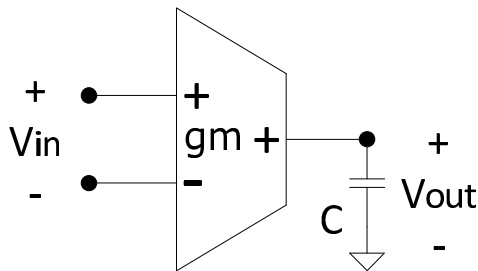


Figura 3.8: Integrador simples

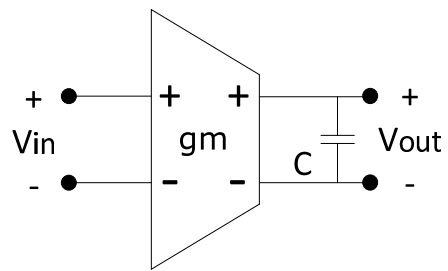


Figura 3.9: Integrador balanceado

Considerando o capacitor inicialmente descarregado, a tensão de saída  $V_{out}$  é dada por:

$$V_{out}(t) = V_{out}(0-) + \frac{1}{C} \int_{0+}^t g_m V_{in}(t) dt \quad (3.4)$$

Aonde, o valor da transcondutância do OTA vale  $g_m$ ,  $C$  é a capacitância conectada ao nó de saída e  $V_{in}$  a tensão de entrada.

No integrador balanceado, a tensão de modo comum sobre o capacitor está indeterminada logo, seria necessário dar referência a um dos ramos, por exemplo, conectando ao terra. Como as capacitâncias parasitas associadas a cada uma das placas do capacitor são diferentes, usualmente, ao invés de um capacitor entre os terminais diferenciais do OTA, é preferível dois capacitores aterrados com o dobro da capacitância em cada um dos ramos ou dois capacitores aterrados com a mesma capacitância e os OTAs com a transcondutância reduzida a metade. Isso mantém o equilíbrio entre os ramos diferenciais do circuito, pois agora as capacitâncias parasitas associadas a cada nó terminal são iguais. As figuras 3.10 e 3.11 ilustram

respectivamente as ideias discutidas para o integrador balanceado.

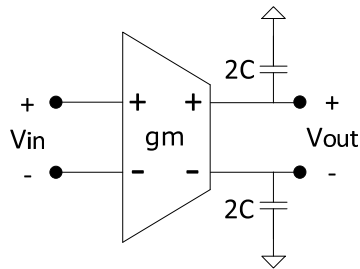


Figura 3.10: Integrador balanceado com o dobro da capacitância

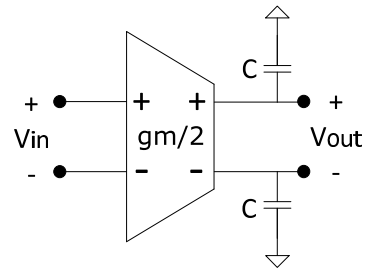


Figura 3.11: Integrador balanceado com a transcondutância reduzida a metade

### 3.2.3 Girador

Como foi mostrado anteriormente, é possível simular um girador utilizando fontes de correntes controladas por tensão. Como o OTA pode ser modelado como tal, é possível utilizar OTAs para simular um girador. Com OTAs simples não tem jeito de simular um girador suspenso, apenas aterrado ou semi-suspenso, como mostram as figuras 3.12 e 3.13. Já com OTAs balanceado é possível e a figura 3.14 mostra como.

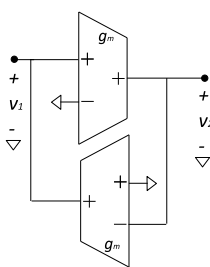


Figura 3.12: Girador aterrado

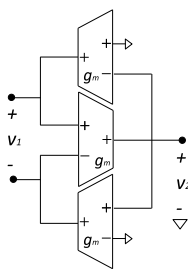


Figura 3.13: Girador semi-suspenso

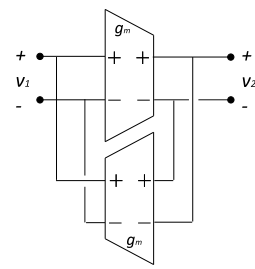


Figura 3.14: Girador suspenso

### 3.2.4 Transformador

Considere o circuito mostrado na figura 3.15. Este circuito possui porta de entrada ( $v_1$  e  $i_1$ ) e de saída ( $v_2$  e  $i_2$ ). Conforme será mostrado em sequência, os pares de

transcondutores 1-2 e 3-4, formam giradores com condutância de giração iguais a  $\sqrt{G_1G_2}$  e  $\sqrt{G_3G_4}$ , respectivamente. A análise nodal do circuito, nos fornece as seguintes equações:

$$i_1 = G_2 v_x \quad (3.5)$$

$$i_2 = -G_3 v_x \quad (3.6)$$

$$i_k = -G_1 v_1 \quad (3.7)$$

$$i_y = G_4 v_2 \quad (3.8)$$

$$i_k + i_y = 0 \quad (3.9)$$

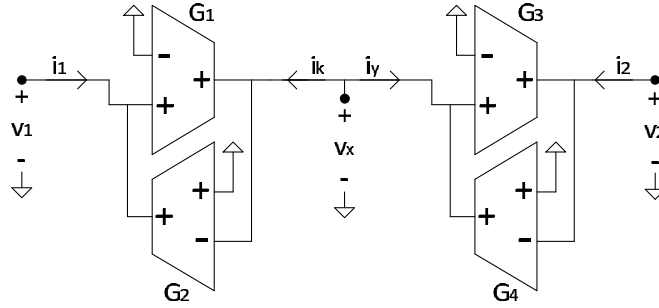


Figura 3.15: Simulando um Transformador

A partir das equações acima, ao calcular as imitâncias de entrada e saída, obtemos:

$$\frac{v_1}{i_1} = \frac{-i_k/G_1}{G_2 v_x} = \frac{1}{G_1 G_2} \frac{-i_k}{v_x} \quad (3.10)$$

$$\frac{v_2}{i_2} = \frac{-i_y/G_4}{G_3 v_x} = \frac{1}{G_3 G_4} \frac{-i_y}{v_x} \quad (3.11)$$

Comparando as equações acima (3.10 e 3.11) com a equação 2.6 do girador convencional, os pares de OTAs 1-2 e 3-4, simulam giradores com condutância de giração  $\sqrt{G_1G_2}$  e  $\sqrt{G_3G_4}$ , respectivamente. Os resultados obtidos até agora mostram que ao conectar uma impedância  $Z$  aterrada ao nó central ( $v_x$ ), esta simulará uma imitância recíproca para cada uma das portas, ponderada de acordo com a condutância de giração que cada par de OTAs simula. Utilizando ainda as equações que foram usadas para calcular as imitâncias vista pelas portas, pode-se encontrar a relação das correntes e tensões das portas, que são as seguintes:

Utilizando as equações 3.5 e 3.6, obtemos:

$$\frac{i_1}{(-i_2)} = \frac{G_2}{G_3} \quad (3.12)$$

Utilizando as equações 3.7, 3.8 e 3.9, obtemos:

$$\frac{v_1}{v_2} = \frac{G_4}{G_1} \quad (3.13)$$

Como mencionado na subseção 2.2, o girador é um elemento que não dissipa nem armazena energia e, isso implica na conservação de potência:

$$P_{in} = -P_{out} \quad (3.14)$$

Considerando  $P_{in}$  a potência na porta de entrada e  $P_{out}$  na de saída, temos que:

$$v_1 i_1 = v_2 (-i_2) \quad (3.15)$$

que pode ser reescrita como:

$$\frac{v_1}{v_2} \frac{i_1}{(-i_2)} = 1 \quad (3.16)$$

Substituindo na equação acima as relações entre tensões em correntes encontradas nas equações 3.13 e 3.12, obtemos:

$$\frac{v_1}{v_2} \frac{i_1}{(-i_2)} = \frac{G_4 G_2}{G_1 G_3} = 1 \quad (3.17)$$

Obedecendo a implicação acima (equação 3.17), a relação entre as tensões e corrente (equações 3.13 e 3.12) ficam:

$$\frac{i_1}{(-i_2)} = \frac{G_2}{G_3} = \frac{G_1}{G_4} \quad (3.18)$$

$$\frac{v_1}{v_2} = \frac{G_4}{G_1} = \frac{G_3}{G_2} \quad (3.19)$$

Esse resultado é de grande importância pois, implica que este circuito simula o funcionamento de um transformador com relação de espiras  $G_4 : G_1$  ou  $G_3 : G_2$ .

Considere, por exemplo, que o circuito da figura 3.15 possua para os OTAs os seguintes ganhos de transcondutância:

Esta distribuição de ganhos para os OTAs é válida pois obedece a equação 3.17. Aplicando na entrada o sinal  $V_1$  mostrado na figura 3.16, de acordo com o que

Tabela 3.1: Ganhos do OTAs

Ganho	Valor (S)
$G_1$	3
$G_2$	6
$G_3$	2
$G_4$	1

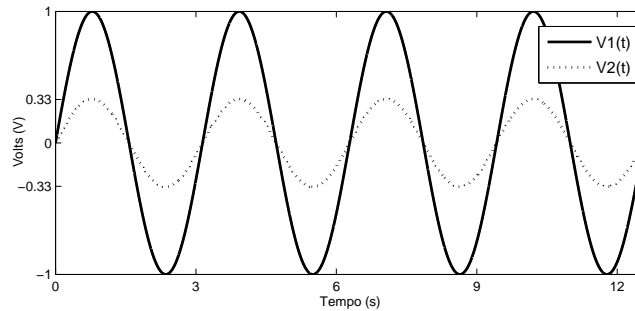


Figura 3.16: Sinais de entrada e saída

fora discutido, a tensão de saída  $V_2$ , plotada na mesma figura, corresponde a terça parte do valor da tensão de entrada, obedecendo a relação de espiras 2 : 6 ( $G_3 : G_2$ ) ou 1 : 3 ( $G_4 : G_1$ ).

Para resumir os resultados encontrados, considere o circuito da figura 3.15 com uma impedância  $Z$  conectada ao nó central. Aplicando o que fora discutido nesta subseção, temos o seguinte circuito equivalente:

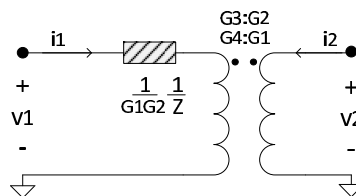


Figura 3.17: Simulando um Transformador

A impedância  $Z$  foi "girada" para a porta de entrada, restando um transformador em série, com relação de espiras  $G_3 : G_2$  ou  $G_4 : G_1$ , interligando até a porta de saída. É interessante comentar que a impedância  $Z$  poderia ter sido "girada" para a porta de saída, não alterando os resultados, apenas a representação do circuito equivalente seria outra. Isso pode ser confirmado pela reflexão de impedância entre

o primário e o secundário do transformador que acarretaria no mesmo circuito equivalente caso a impedância fosse girada para a porta de saída, validando este circuito equivalente.

### 3.3 Características não ideais

O modelo de fonte de corrente controlada por tensão, muitas vezes não representa bem o OTA e, aparecem resultados inesperados quando este modelo é adotado sem uma investigação prévia. Algumas das principais características não ideais dos OTAs é a resistência de entrada e saída finitas, um ganho de modo comum não nulo, o que implica em um CMRR finita e o próprio ganho de transcondutância (modo diferencial) não ser constante para toda faixa de tensão de entrada. Esses problemas são contornados se previstos com cuidado. Para as resistência de entrada e saída, basta que as impedâncias conectadas a esses nós sejam suficientemente inferiores. O fato do ganho de modo comum não ser nulo, como será visto detalhadamente mais adiante, implica em uma instabilização em filtros balanceados, por isso é necessário utilizar algum controle de modo comum sobre os pares de nós do filtro. No que tange o ganho de transcondutância (modo diferencial), existe na literatura diversas técnicas para linearizar o valor da transcondutância para uma grande faixa de tensão de entrada sendo comum a utilização da realimentação negativa. Como este projeto está focado para o problema da instabilização em modo comum em filtros balanceados, outras imperfeições sem ser o ganho de modo comum não nulo, não serão discutidas. Um modelo para OTA que leva em consideração o ganho de modo comum é apresentado na figura 3.18.

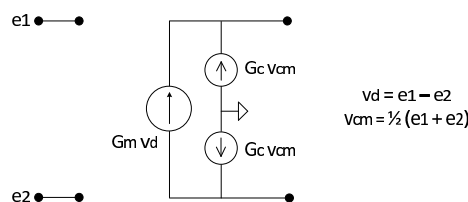


Figura 3.18: Modelo para OTA

Considerando que a tensão de entrada pode ser representada pela parcela

diferencial e pela comum, temos:

$$v_d = e_1 - e_2 \quad (3.20)$$

$$v_{cm} = \frac{(e_1 + e_2)}{2} \quad (3.21)$$

E com isso, a corrente de saída pode ser representada por:

$$i_+ = g_m(e_1 - e_2) + g_c \frac{(e_1 + e_2)}{2} = g_m v_d + g_c v_{cm} \quad (3.22)$$

$$i_- = -g_m(e_1 - e_2) + g_c \frac{(e_1 + e_2)}{2} = -g_m v_d + g_c v_{cm} \quad (3.23)$$

$$(3.24)$$

Este modelo será discutido de forma mais profunda na subseção 4.4, a qual trata diretamente do problema da instabilização.

### 3.4 Circuitos com OTAs Diferenciais

Circuitos que utilizam OTAs balanceados são conhecidos como circuitos diferenciais. A tabela 3.2 cita algumas vantagens e desvantagens dos circuitos diferenciais.

Tabela 3.2: Vantagens x Desvantagens dos circuitos diferenciais

Vantagens	Desvantagens
Aumento da linearidade devido ao cancelamento dos harmônicos de ordem par.	Aumento da área ocupada e do consumo.
Aumento da excursão do sinal de saída.	É necessário adicionar circuito de controle de modo comum
Melhora da relação sinal-ruído.	Se a entrada ou a saída do circuito não é diferencial, é preciso adicionar circuitos para fazer a conversão.
Maior imunidade aos ruídos do substrato e externos.	

É comum, durante o projeto de um circuito obter sua versão simples para depois obter a versão diferencial. A transformação é feita quando temos um circuito

com OTAs simples e queremos obter sua versão diferencial. Ela é obtida combinando duas cópias da versão simples, usando os OTAs diferenciais, onde uma cópia utiliza as entradas e saídas não utilizadas da outra. A figura 3.19 ilustra essa ideia.

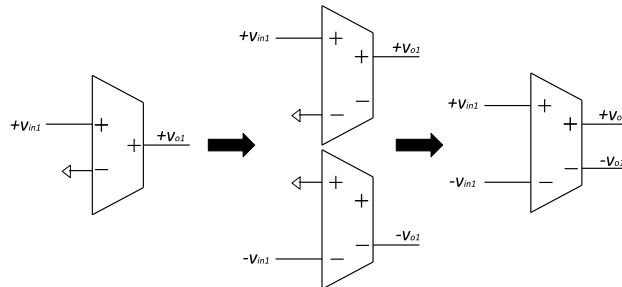


Figura 3.19: Transformação para circuito diferencial

Para exemplificar o processo de transformação, considere o circuito amplificador de tensão simples mostrado na figura 3.6. Redesenhando o circuito simples com OTAs com saídas balanceadas e acrescentando uma cópia oposta deste circuito, obtemos o circuito balanceado. A figura 3.20 ilustra este procedimento.

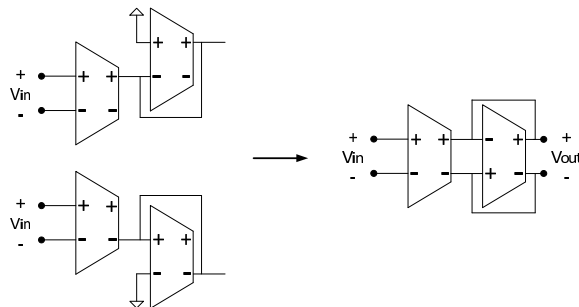


Figura 3.20: Transformação para circuito diferencial

Este processo de transformação pode ser aplicado a qualquer circuito simples quando for desejado obter a versão balanceada.



# Capítulo 4

## Filtros Ladder OTA-C

### 4.1 Introdução

Filtros OTA-C são muito utilizados para realização de filtros de alta frequência em circuito integrado, devido a relativa estrutura simples para o OTA, que geralmente não necessita de circuitos de compensação. Os filtros resultantes são também sintonizáveis em frequência, basta que todos os OTAs sejam alterados simultaneamente ao passo que suas proporções são mantidas. Essa é uma característica essencial para um filtro preciso pois o processo de fabricação dos capacitores e OTAs são feitos em etapas não correlatas durante a fabricação do circuito integrado e a própria condição ambiental a qual o circuito está inserido pode alterar as características do filtro. A sintonia pode ser facilmente alcançada mas não existe técnica simples que produza um OTA com boa linearidade e também ajustável para uma grande faixa, então alguma não linearidade está sempre presente. A linearidade pode ser melhorada com a utilização de estrutura balanceada, que implica o cancelamento das não linearidades de ordem par. Essas estruturas são também menos sensíveis à interferências externas e do substrato, o que justifica a preferência deste tipo de estrutura em muitas aplicações. Dentre as diversas técnicas existentes como cascata de biquads, simulação de equação de estados, a simulação da rede ladder é bastante utilizada devido a baixa sensibilidade à variação dos elementos quando comparada com outras técnicas.

## 4.2 Etapas do projeto de um filtro ladder OTA-C balanceado

A partir das especificações do filtro e do tipo de aproximação escolhida (Chebyshev, Butterworth, Elíptico, etc.) é obtida a função de transferência, formada por uma razão de polinômios com coeficientes reais que atende as especificações. É comum utilizar a função de transferência normalizada considerando um filtro passa-baixa com frequência de corte em  $w = 1\text{rad/s}$ . A partir desta, através de métodos de síntese de redes passivas encontrados largamente na literatura, obtém-se a rede ladder. A partir deste momento que entram as peculiaridades para se utilizar a tecnologia OTA-C a fim de simular a rede ladder. Para isso, substitui-se o ramo de entrada pelo seu equivalente de Norton, desta forma a entrada é um sinal de corrente que pode ser facilmente obtido com OTAs. O próximo passo consiste em substituir os resistores por OTAs realimentados e os indutores por giradores (construídos por OTAs) acoplados a capacitores. Aplica-se a transformação para circuitos diferenciais e para atender as especificações é necessário desnormalizar o filtro e converter caso seja necessário para o tipo de filtro desejado (passa-alta, passa-faixa, etc.). Desta forma, obtém um filtro ladder OTA-C balanceado. As subseções a seguir ilustram estas etapas.

### 4.2.1 Síntese da Rede Ladder e do Filtro com OTAs simples

Considere que a partir de um determinada especificação e aproximação escolhida, chegou-se a síntese da seguinte rede ladder como apresentada na figura 4.1.

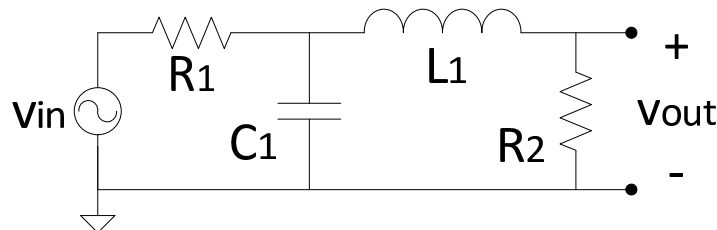


Figura 4.1: Rede Ladder

O primeiro passo consiste em substituir o ramo de entrada pelo seu equiva-

lente de Norton como apresentado na figura 4.2, alterando a entrada para um sinal em corrente.

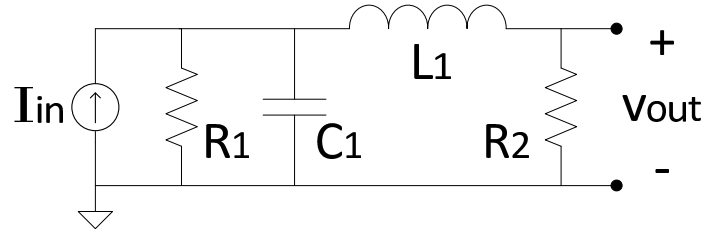


Figura 4.2: Equivalente de Norton

Substituindo a fonte de corrente na entrada por um OTA com trancondutância  $g_{m1} = \frac{1}{R_1}$ , os resistores por OTAs realimentados ( $g_{m2} = \frac{1}{R_1}$  e  $g_{m7} = \frac{1}{R_2}$ ) e o indutor  $L_3$  por um girador acoplado a um capacitor  $C_X$ , tal que obedeça as relações  $\frac{1}{\sqrt{g_{m3}g_{m4}}}C_X = L_3$  e  $\frac{g_{m6}}{g_{m3}} = \frac{g_{m5}}{g_{m4}} = 1$ , obtemos o seguinte circuito mostrado na figura 4.3.

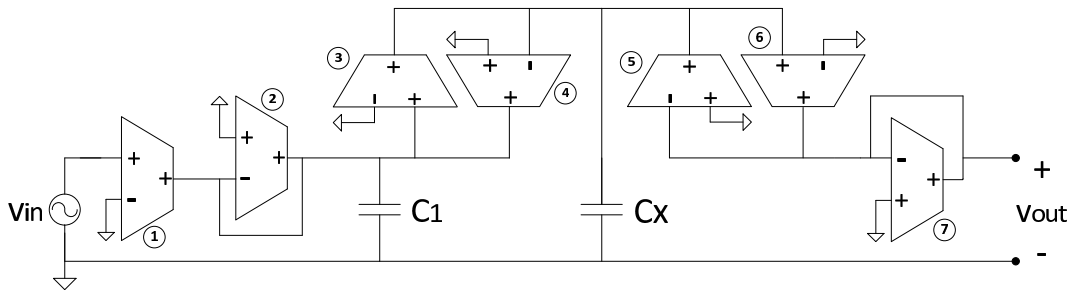


Figura 4.3: Filtro com OTAs simples

Na prática, é desejado que os OTAs sejam os mais parecidos quanto possível, para isso é comum fazer que todos os transcondutores possuam o mesmo ganho. Para os OTAs que formam o girador, tendo todos eles o mesmo ganho, as condições apresentadas anteriormente são satisfeitas. Assim, temos que:

$$g_{m3} = g_{m4} = g_{m5} = g_{m6} \quad (4.1)$$

Para um filtro normalizado é comum ter as terminações resistiva unitárias:

$$R_1 = R_2 = 1\Omega \quad (4.2)$$

Com isso, podemos fazer todos os OTAs com o mesmo ganho:

$$g_{m1} = g_{m2} = g_{m3} = g_{m4} = g_{m5} = g_{m6} = g_{m7} = \frac{1}{R_1} = 1S \quad (4.3)$$

Isso implica que o valor absoluto da capacitância acoplada ao girador seja:

$$C_X = L_3 \quad (4.4)$$

### 4.2.2 Síntese do Filtro OTA-C Clássico

Após obter o filtro simples OTA-C, cujo circuito pode ser visualizado na figura 4.3 é necessário utilizar o método de transformação de circuito simples para diferencial, como apresentado na seção 3.4. Para manter a frequência de corte igual ao do filtro simples normalizado, é necessário que o ganho dos transcondutores seja reduzido a metade ( $g_m = 0.5S$ ) ou que os capacitores sejam o dobrados. Isso é necessário devido a tensão de entrada nos transcondutores serem dobradas em relação a versão simples. O resultado deste procedimento é o filtro balanceado OTA-C, como pode ser visto na figura 4.4.

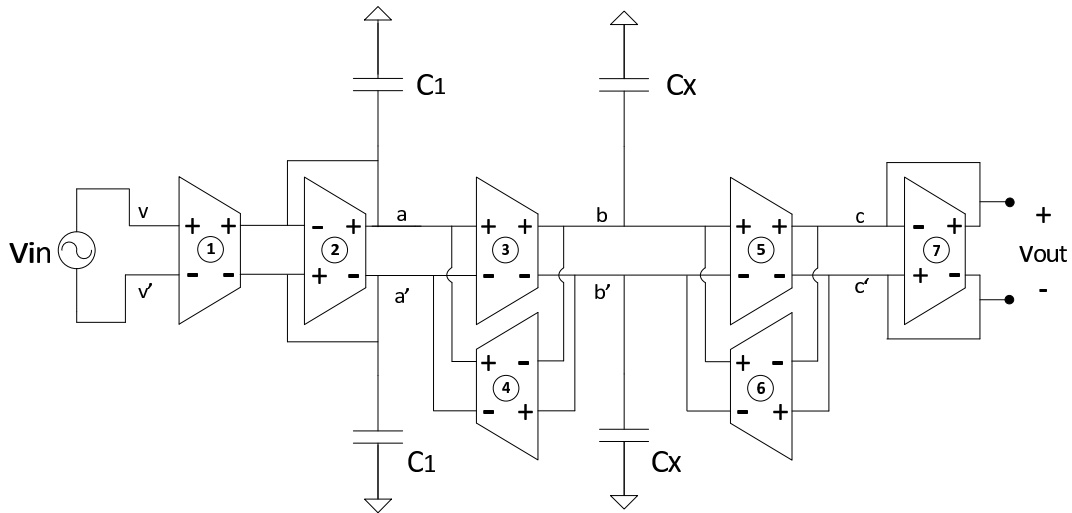


Figura 4.4: Filtro balanceado

### 4.2.3 Síntese do Filtro OTA-C com Entradas Rearranjadas (Modificado)

Um circuito que possui as mesmas equações nodais que outro é dito como um circuito equivalente. Baseado nesta ideia em [3] foi proposta um filtro balanceado OTA-C equivalente, rearranjando as entradas dos OTAs, sem que isto alterasse as equações nodais. Para explicar a ideia, considere as equações nodais dos nós  $b$  e  $b'$  do filtro mostrado na figura 4.4.

$$i_b = g_{m3}(a - a') + g_{m6}(c - c') \quad (4.5)$$

$$i_{b'} = g_{m3}(a' - a) + g_{m6}(c' - c) \quad (4.6)$$

Como é usual os OTAs possuem o mesmo ganho de transcondutância, fazendo  $g_{m3} = g_{m6} = gm$ , temos:

$$i_b = gm(a - a' + c - c') = g_{m3}(a - c') + g_{m6}(c - a') \quad (4.7)$$

$$i_{b'} = gm(a' - a + c' - c) = g_{m3}(c' - a) + g_{m6}(a' - c) \quad (4.8)$$

Perceba que agora, o OTA 3 possui na entrada positiva a tensão do nó  $a$  e  $c'$  na negativa ao passo que o OTA 6 possui  $c$  na positiva e  $a'$  na negativa. Isso resume em trocar as entradas negativas dos OTAs que fornecem corrente para um mesmo nó. Ao fazer isso as tensões nas entradas dos OTAs são menores, diminuindo a distorção gerada e a potência estática [2].

Perceba que para o nó de entrada, existem 3 OTAs fornecendo corrente, para rearranjar as entradas é necessário trocar as entradas negativas de um par de OTAs logo, sempre um dos OTAs da entrada ficaria com as entradas inalteradas. Percebendo isso, em [5] propôs dobrar a entrada, desta forma teremos 4 OTAs fornecendo corrente para o nó de entrada e com isso, é possível que todos os OTAs tenham suas entrada rearranjadas. Assim, o filtro balanceado OTA-C com a entrada dobrada pode ser visto na figura 4.5.

As equações nodais no filtro balanceado com a entrada dobrada podem ser

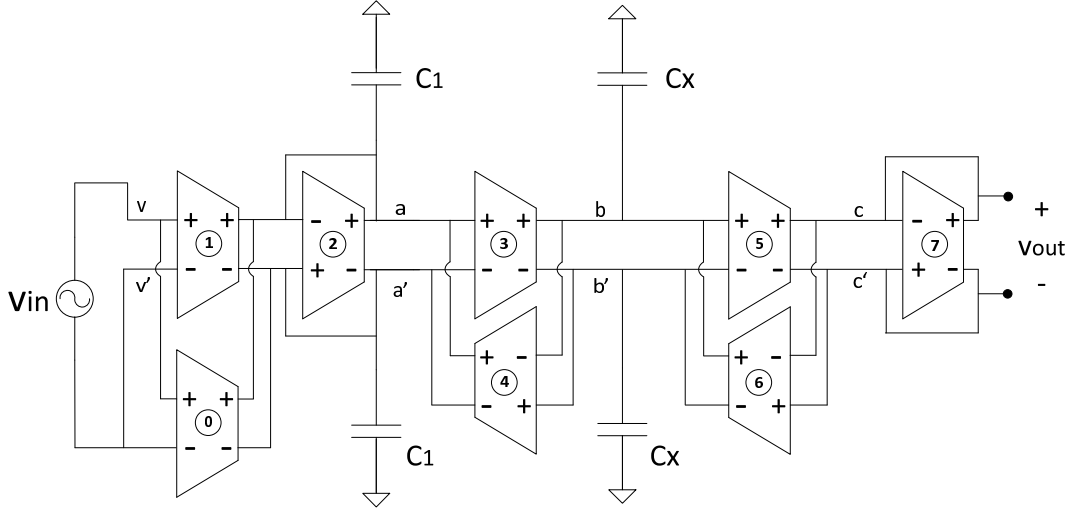


Figura 4.5: Filtro com entrada dobrada

rearranjadas como segue:

$$i_a = g_{m0}(v - v') + g_{m1}(v - v') + g_{m2}(a' - a) + g_{m4}(b' - b) \quad (4.9)$$

$$= g_m(v - v' + v - v' + a' - a + b' - b) \quad (4.10)$$

$$= g_{m0}(v - a) + g_{m1}(v - b) + g_{m2}(a' - v') + g_{m4}(b' - v') \quad (4.11)$$

$$i_{a'} = g_{m0}(v' - v) + g_{m1}(v' - v) + g_{m2}(a - a') + g_{m4}(b - b') \quad (4.12)$$

$$= g_m(v' - v + v' - v + a - a' + b - b') \quad (4.13)$$

$$= g_{m0}(a - v) + g_{m1}(b - v) + g_{m2}(v' - a') + g_{m4}(v' - b') \quad (4.14)$$

$$i_b = g_{m3}(a - a') + g_{m6}(c' - c) = g_m(a - a' + c' - c) = g_{m3}(a - c) + g_{m6}(c' - a') \quad (4.15)$$

$$i_{b'} = g_{m3}(a' - a) + g_{m6}(c - c') = g_m(a' - a + c - c') = g_{m3}(c - a) + g_{m6}(a' - c') \quad (4.16)$$

$$i_c = g_{m5}(b - b') + g_{m7}(c' - c) = g_m(b - b' + c' - c) = g_{m5}(b - c) + g_{m7}(c' - b') \quad (4.17)$$

$$i_{c'} = g_{m5}(b' - b) + g_{m7}(c - c') = g_m(b' - b + c - c') = g_{m5}(c - b) + g_{m7}(b' - c') \quad (4.18)$$

Aplicando as modificações nas entradas dos OTAs, seguindo as equações acima, temos o filtro balanceado OTA-C com entrada rearranjadas, que pode ser visto na figura 4.6.

### 4.3 O Problema do Modo Comum

Ao balancear um filtro OTA-C, dobramos a ordem do filtro, adicionando frequências naturais extras, não observáveis na saída, que estão em zero caso o OTA

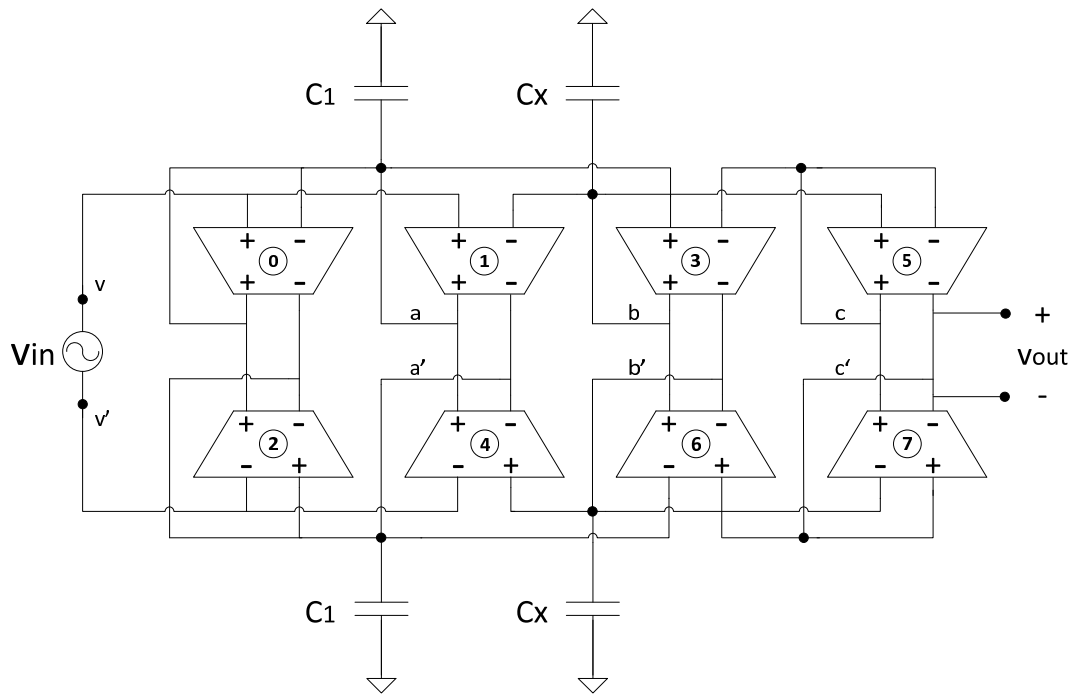


Figura 4.6: Filtro com entradas rearranjadas

utilizado seja ideal. Isso corresponde a tensões DC de valor indeterminado sobre as entradas dos transdutores. Mais especificamente, essas frequências naturais extras ficam em zero caso o ganho de modo comum dos OTAs seja nulo. Em casos práticos, os OTAs possuem um certo ganho de modo comum, o que desloca algumas dessas frequências naturais extras, também conhecidas como frequências naturais de modo comum, para o semiplano lateral direito, o que instabiliza o filtro. Para estabilizar o filtro, blocos de controle da tensão de modo comum devem ser aplicados a todos os pares de nós simétricos do filtro. Para que esses blocos de controle sejam os mais simples possíveis, os OTAs são construídos para ter uma elevada rejeição ao modo comum. Os blocos de controle devem ser construídos de forma que não introduzam distorções ao sinal diferencial aplicado ao filtro. A necessidade desses circuitos de controle aumenta o espaço ocupado pelo filtro. O filtro sendo estável pode-se dispensar o uso desses blocos de circuito.

## 4.4 Estabilização em modo comum

Nesta seção será estudado o funcionamento em modo comum para os blocos de circuitos do Resistor e Girador. Será mostrado condições suficientes para que

estes blocos de circuitos sejam estáveis em modo comum. Como os filtros ladder OTA-C utilizam estes blocos de circuito em conjunto com capacitores, sendo estes blocos estáveis em modo comum, o filtro será automaticamente também estável.

#### 4.4.1 Resistor

Considerando o modelo para OTA apresentado na figura 3.18, o qual leva em conta o ganho de modo comum, ao realimentar negativamente para simular um resistor, cujas conexões podem ser vista na figura 4.7, segue a seguinte equação:

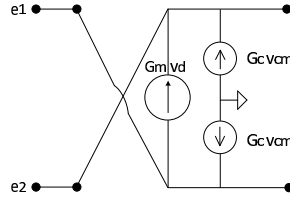


Figura 4.7: Simulando um Transformador

$$\begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_m - \frac{1}{2}G_c & -G_m - \frac{1}{2}g_c \\ -G_m - \frac{1}{2}G_c & G_m - \frac{1}{2}g_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \end{bmatrix} \quad (4.19)$$

Utilizando o princípio da superposição, podemos analisar o circuito para o modo comum e o modo diferencial isoladamente.

Para o modo diferencial(fazendo  $G_c = 0$ ):

$$\begin{bmatrix} i_{1d} \\ i_{2d} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_m & -G_m \\ -G_m & G_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \end{bmatrix} \quad (4.20)$$

A resistência diferencial equivalente entre os nós  $e_1$  e  $e_2$  vale:

$$R_{dif} = \frac{(e_1 - e_2)}{i_{1d}} = \frac{1}{G_m} \quad (4.21)$$

Para o modo comum (fazendo  $G_m = 0$ ):

$$\begin{bmatrix} i_{1cm} \\ i_{2cm} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{2}G_c & -\frac{1}{2}G_c \\ -\frac{1}{2}G_c & -\frac{1}{2}G_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \end{bmatrix} \quad (4.22)$$

A resistência de modo comum equivalente entre os nós  $e_1$  e  $e_2$  vale:

$$R_{cm} = \frac{(e_1 + e_2)}{2} \frac{1}{i_{1cm}} = -\frac{1}{G_c} \quad (4.23)$$

que será negativa, podendo instabilizar o circuito, a não ser que o valor do ganho de modo comum do OTA,  $G_c$ , tenha polaridade negativa.



## 4.4.2 Girador

Para facilitar a análise, utilizando o teorema da superposição, podemos escrever as equações de modo comum e de modo diferencial para o girador de forma isolada. Para isso, considere que:

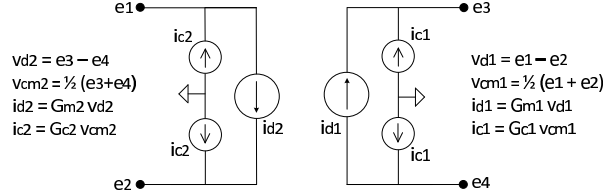


Figura 4.8: Modelo

$$v_1 = v_{1d} + v_{1cm} \quad i_1 = i_{1d} + i_{1cm} \quad (4.24)$$

$$v_2 = v_{2d} + v_{2cm} \quad i_2 = i_{2d} + i_{2cm} \quad (4.25)$$

Com isso, temos o seguinte equacionamento para modo diferencial:

$$\begin{bmatrix} i_{1d} \\ i_{2d} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & +G_{m2} \\ -G_{m1} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{1d} \\ v_{2d} \end{bmatrix} \quad (4.26)$$

e o comportamento do girador para o modo comum fica representado pelas equações:

$$\begin{bmatrix} i_{1cm} \\ i_{2cm} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -G_{c2} \\ -G_{c1} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{1cm} \\ v_{2cm} \end{bmatrix} \quad (4.27)$$

Para que o girador funcione em modo comum como tal, este precisa obedecer a seguinte restrição: Os ganhos de modo comum do par de OTAs que simula o girador precisam ter polaridades opostas, o que leva a:

$$G_{c1} = -G_{c2} \quad (4.28)$$

## 4.5 Estabilizando em modo comum o filtro Ladder OTA-C balanceado

Esta seção irá mostrar como aplicar os critérios de estabilidade discutidos na seção anterior aos filtros balanceados OTA-C. Em [1] foi mostrado como poderia se

obter a estabilidade para a estrutura clássica porém, até então se achava que não era possível obter um filtro estável em modo comum com a estrutura modificada, que utilizava entradas rearranjadas. A contribuição significativa deste projeto entra neste momento, será mostrado como obter um filtro com entradas rearranjadas estável em modo comum, como também foi mostrado em [2].

#### 4.5.1 Filtro Ladder OTA-C Clássico

Considere, por exemplo, o filtro balanceado OTA-C com estrutura clássica que foi apresentado na figura 4.4. Aplicando as condições suficientes de estabilidade para os OTAs, temos que:

Para os OTAs 2 e 7 que simulam um resistor:

$$G_{c2} < 0 \quad (4.29)$$

$$G_{c7} < 0 \quad (4.30)$$

Para os pares de OTAs 3 – 4 e 5 – 6 que simulam os giradores:

$$G_{c3} = -G_{c4} \quad (4.31)$$

$$G_{c5} = -G_{c6} \quad (4.32)$$

Apesar da necessidade de se ter ganhos de modos comum com polaridades diferentes para possibilitar a estabilização, é usual e prático terem o mesmo valor absoluto de ganho. Sendo assim, podemos fazer:

$$|G_{cx}| = G_c; \quad 0 \leq x \leq 7 \quad (4.33)$$

Implicando que:

$$G_{c2} = G_{c7} = -G_c \quad (4.34)$$

Essas restrições resultam em 2 soluções:

1) Para  $G_{c3} = G_{c5} = +G_c$  e conseqüentemente  $G_{c4} = G_{c6} = -G_c$  ou, para  $G_{c3} = G_{c5} = -G_c$  e conseqüentemente  $G_{c4} = G_{c6} = +G_c$  temos o circuito equivalente em modo comum apresentado na figura 4.9.

2) Para  $G_{c3} = G_{c6} = +G_c$  e conseqüentemente  $G_{c4} = G_{c5} = -G_c$  ou, para  $G_{c3} = G_{c6} = -G_c$  e conseqüentemente  $G_{c4} = G_{c5} = +G_c$  temos o circuito equivalente em modo comum apresentado na figura 4.10.

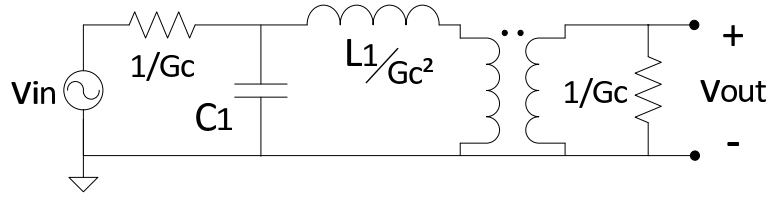


Figura 4.9: Circuito equivalente em modo comum 1 para o filtro clássico

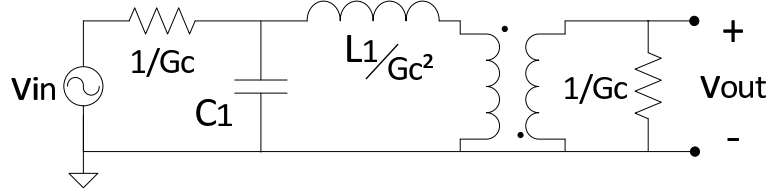


Figura 4.10: Circuito equivalente em modo comum 2 para o filtro clássico

## 4.5.2 Filtro Ladder OTA-C com Entradas Rearranjadas

Ao rearranjar as entradas, fica complicado encontrar o filtro de modo comum equivalente a partir do filtro balanceado. Para simplificar este problema, caso todos os OTAs que tiveram suas entradas rearranjadas possuam o mesmo ganho de modo comum, é possível obter um circuito equivalente para o filtro de modo comum ao desfazer as modificações nas entradas. Para isso, observando as equações nodais do filtro, é preciso obedecer as seguintes restrições:

$$G_{c0} = G_{c1} = G_{c2} = G_{c4} \quad (4.35)$$

$$G_{c3} = G_{c6} \quad (4.36)$$

$$G_{c5} = G_{c7} \quad (4.37)$$

Atendendo as restrições acima, todos os OTAs que fornecem corrente para um mesmo nó possuem o mesmo ganho de modo comum, o que possibilita desfazer a reorganização das entradas e, as restrições expressas pelas equações 4.29, 4.30, 4.31 e 4.32 devem ser obedecidas para garantir estabilidade em modo comum. Sendo assim, existe apenas uma solução que atenda todas estas restrições:

$$G_{c0} = G_{c1} = G_{c2} = G_{c4} = -G_c \quad (4.38)$$

$$G_{c3} = G_{c5} = G_c \quad (4.39)$$

$$G_{c6} = G_{c7} = -G_c \quad (4.40)$$

Assim, o OTAs 2 e 7 que simulam resistores possuem ganhos de modo comum negativo e os pares 3 – 4 e 5 – 6 que formam os giradores possuem ganhos opostos, garantindo a estabilidade em modo comum. O circuito equivalente para o modo comum é apresentado na figura 4.11.

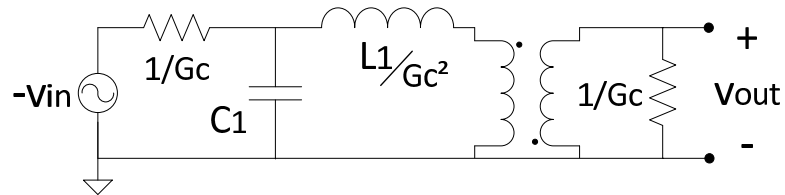


Figura 4.11: Circuito equivalente em modo comum para o filtro modificado

# Capítulo 5

## Caso de Estudo - Projeto de um Filtro Elíptico Ladder OTA-C Balanceado (Passa Baixa de Quinta Ordem)

Neste capítulo será abordado um caso de estudo para exemplificar as ideias discutidas até agora. Será definida as especificações para um filtro e, a partir desta, será mostrada a realização passiva em rede ladder que satisfaça as especificações. Em seguida será apresentada a versão para o filtro clássico e todas as variações para que o mesmo seja estável em modo comum. Em sequência será apresentado o filtro modificado que também é estável em modo comum. Por último, será apresentada uma comparação entre os níveis de tensão nas entradas dos transdutores para ambos os filtros e uma análise de sensibilidade.

### 5.1 Especificações e Síntese da Rede Ladder

Considere um filtro elíptico normalizado, de quinta ordem, com um 1 dB de ripple na banda de passagem, 40 dB de atenuação na banda de rejeição e frequência de corte em  $1\text{rad/s}$ . A estrutura da rede ladder que é capaz de atender estas especificações é mostrada na figura 5.1 e possui os seguintes valores para os componentes da rede:

$$C1 : 1.41517F$$

$$C4 : 0.36439F$$

$$C2 : 1.08537F$$

$$L4 : 0.88162H$$

$$L2 : 0.58608H$$

$$C5 : 1.84422F$$

$$C3 : 2.13067F$$

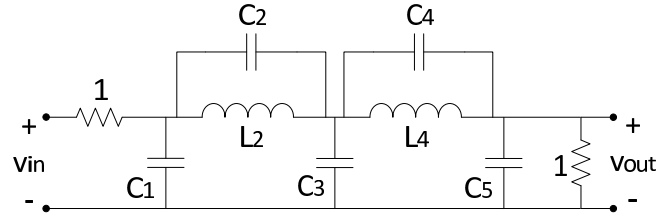


Figura 5.1: Rede Ladder

Os pólos e zeros realizados por essa estrutura são os seguintes:

$$P_{1,2} = -0.0499207 \pm 0.9981980j$$

$$Z_{1,2} = 0 \pm 1.7642884j$$

$$P_{3,4} = -0.2191067 \pm 0.7410339j$$

$$Z_{3,4} = 0 \pm 1.2538075j$$

$$P_5 = -0.3853443$$

## 5.2 Filtro OTA-C Clássico

Seguindo as ideias apresentadas anteriormente, mais precisamente na subseção 4.2.2, obtemos o filtro ladder OTA-C balanceado mostrado na figura 5.2. As transcondutâncias possuem valor  $G_m = 0.5S$ , desta forma a frequência de corte é mantida em  $\omega = 1rad/s$  como pode ser vista através do gráfico da resposta em frequência apresentado pela figura 5.3.

### 5.2.1 Estabilização em modo comum

Nesta subseção será apresentada as formas de se obter a estabilização em modo comum para o filtro proposto utilizando a estrutura clássica. Vale ressaltar que, essa estabilização será resultado apenas da seleção dos ganhos de modo comum

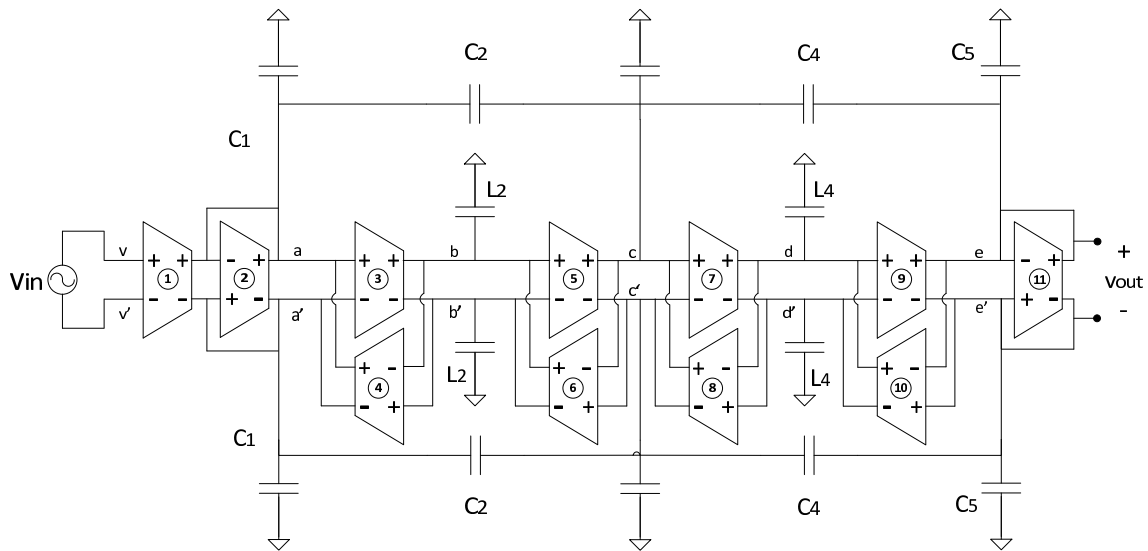


Figura 5.2: Filtro Ladder OTA-C Clássico

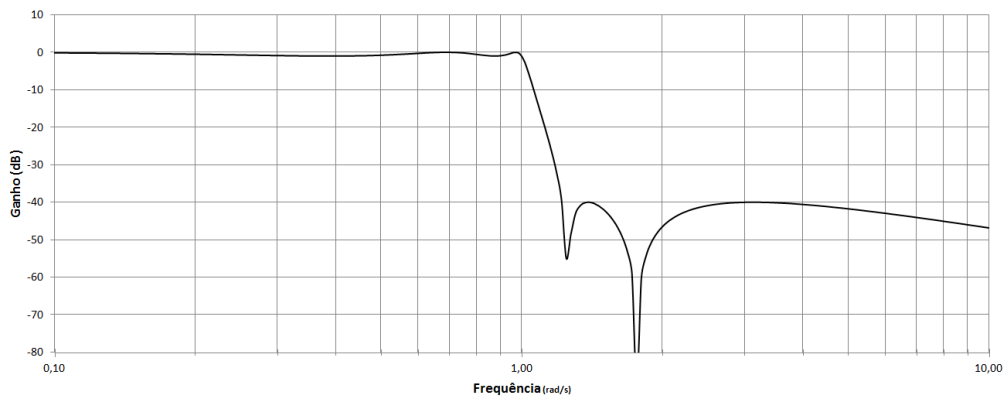


Figura 5.3: Resposta em Frequência

dos transdutores, não necessitando um circuito explícito para obter a estabilização. Considerando que todos os transdutores possuem em valor o absoluto o mesmo valor para o ganho de modo comum, temos 4 combinações de polaridades que geram circuitos estáveis em modo comum, os quais serão apresentados em seguida.

O primeiro circuito estável pode ser obtido com a configuração para as polaridades dos ganho de modo comum dos OTAs apresentado na tabela 5.1.

O circuito equivalente para o modo comum é apresentado na figura 5.4.

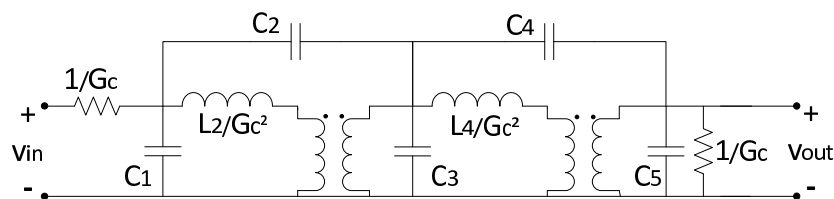


Figura 5.4: Circuito equivalente em modo comum 1

Tabela 5.1: Primeira configuração dos ganhos de modo comum do OTAs para o filtro clássico

Circuito1	$G_{c1}$	$G_{c2}$	$G_{c3}$	$G_{c4}$	$G_{c5}$	$G_{c6}$	$G_{c7}$	$G_{c8}$	$G_{c9}$	$G_{c10}$	$G_{c11}$
<i>Polaridade</i>	+	-	+	-	+	-	+	-	+	-	-

A localização das "frequências naturais de modo comum" são as seguintes:

$$Fn_{1,2} = -0.00499207 \pm 0.09981980j$$

$$Fn_{3,4} = -0.02191067 \pm 0.07410339j$$

$$Fn_5 = -0.03853443$$

A figura 5.5 mostra a posição dos pólos e zeros para entrada diferencial e, como pode ser confirmado através da análise do gráfico, os pólos de modo comum aparecem cancelados por zeros mas se localizam no semiplano lateral esquerdo, implicando na estabilidade em modo comum. O maior valor para o fator de qualidade dos pólos de modo comum vale  $Q = 10.01$ .

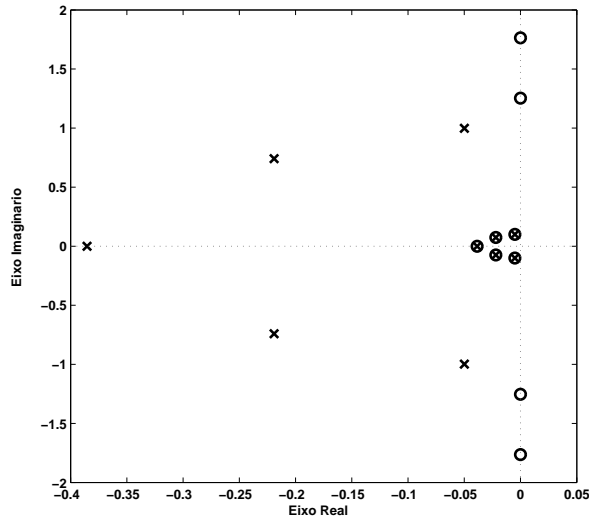


Figura 5.5: Mapa de pólos e zeros do circuito equivalente em modo comum 1

É interessante comentar que esta versão de circuito, produz uma cópia escalada das frequência naturais da rede ladder. Neste caso, a frequência naturais de



modo comum são precisamente  $\pm 1/10$  das frequências naturais do filtro.

O segundo circuito estável pode ser obtido com a configuração para as polaridades dos ganho de modo comum dos OTAs apresentado na tabela 5.2.

Tabela 5.2: Segunda configuração dos ganhos de modo comum do OTAs para o filtro clássico

<b>Circuito2</b>	$G_{c1}$	$G_{c2}$	$G_{c3}$	$G_{c4}$	$G_{c5}$	$G_{c6}$	$G_{c7}$	$G_{c8}$	$G_{c9}$	$G_{c10}$	$G_{c11}$
<i>Polaridade</i>	+	-	+	-	-	+	+	-	+	-	-

O circuito equivalente para o modo comum é apresentado na figura 5.6

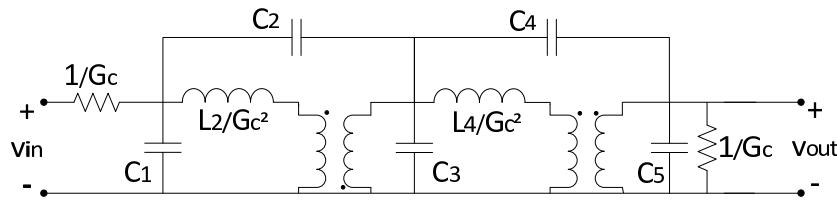


Figura 5.6: Circuito equivalente em modo comum 2

A localização das "frequências naturais de modo comum" são as seguintes:

$$Fn_{1,2} = -0.01450245 \pm 0.14108750j$$

$$Fn_{3,4} = -0.02096040 \pm 0.06997467j$$

$$Fn_5 = -0.02141420$$

A figura 5.7 mostra a posição dos pólos e zeros para entrada diferencial e, como pode ser confirmado através da análise do gráfico, os pólos de modo comum aparecem cancelados por zeros mas se localizam no semiplano lateral esquerdo, implicando na estabilidade em modo comum. O maior valor para o fator de qualidade dos pólos de modo comum vale  $Q = 4.89$  logo, essa disposição para as polaridades dos ganhos de modo comum dos OTAs seria melhor por acarretar em um fator de qualidade menor que a do circuito 1.

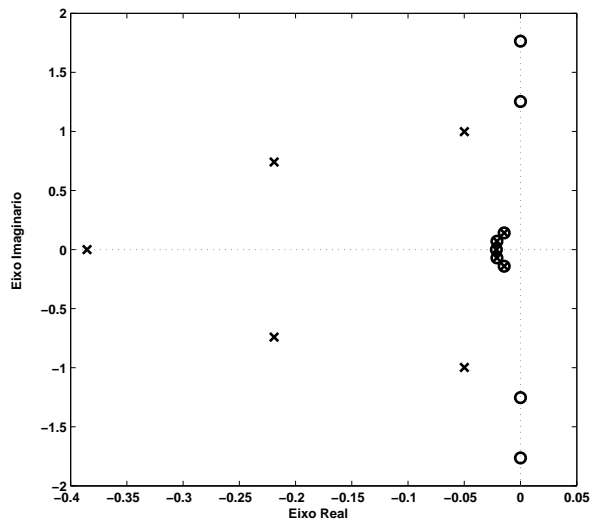


Figura 5.7: Mapa de pólos e zeros do circuito equivalente em modo comum 2

O terceiro circuito estável pode ser obtido com a configuração para as polaridades dos ganho de modo comum dos OTAs apresentado na tabela 5.3.

Tabela 5.3: Terceira configuração dos ganhos de modo comum do OTAs para o filtro clássico

<b>Circuito3</b>	$G_{c1}$	$G_{c2}$	$G_{c3}$	$G_{c4}$	$G_{c5}$	$G_{c6}$	$G_{c7}$	$G_{c8}$	$G_{c9}$	$G_{c10}$	$G_{c11}$
<i>Polaridade</i>	+	-	+	-	+	-	+	-	-	+	-

O circuito equivalente para o modo comum é apresentado na figura 5.8

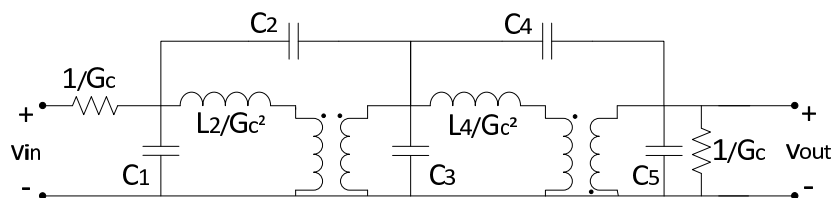


Figura 5.8: Circuito equivalente em modo comum 3

A localização das "frequências naturais de modo comum" são as seguintes:

$$Fn_{1,2} = -0.00814818 \pm 0.1090390j$$

$$Fn_{3,4} = -0.02287221 \pm 0.0763009j$$

$$Fn_5 = -0.03029912$$

A figura 5.9 mostra a posição dos pólos e zeros para entrada diferencial e, como pode ser confirmado através da análise do gráfico, os pólos de modo comum aparecem cancelados por zeros mas se localizam no semiplano lateral esquerdo, implicando na estabilidade em modo comum. O maior valor para a seletividade dos pólos de modo comum vale  $Q = 6.71$ . Apesar deste circuito produzir pólos de modo comum com fato de qualidade menor que a do circuito 1, o circuito 2 seria a melhor opção até agora.

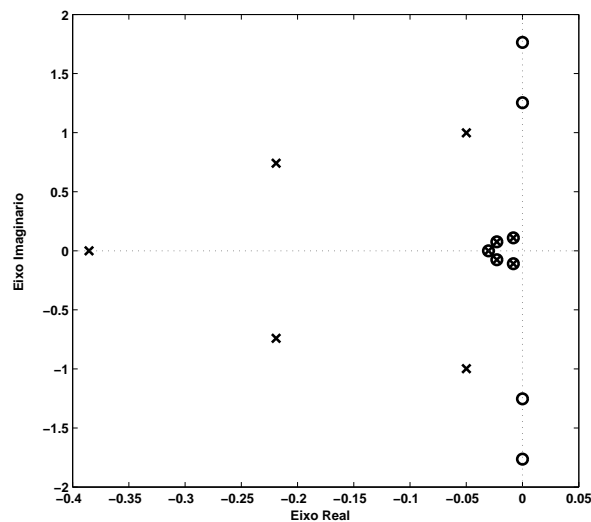


Figura 5.9: Mapa de pólos e zeros do circuito equivalente em modo comum 3

O quarto circuito estável pode ser obtido com a configuração para as polaridades dos ganho de modo comum dos OTAs apresentado na tabela 5.4.

Tabela 5.4: Quarta configuração dos ganhos de modo comum do OTAs para o filtro clássico

<b>Circuito4</b>	$G_{c1}$	$G_{c2}$	$G_{c3}$	$G_{c4}$	$G_{c5}$	$G_{c6}$	$G_{c7}$	$G_{c8}$	$G_{c9}$	$G_{c10}$	$G_{c11}$
<i>Polaridade</i>	+	-	+	-	-	+	+	-	-	+	-

O circuito equivalente para o modo comum é apresentado na figura 5.10

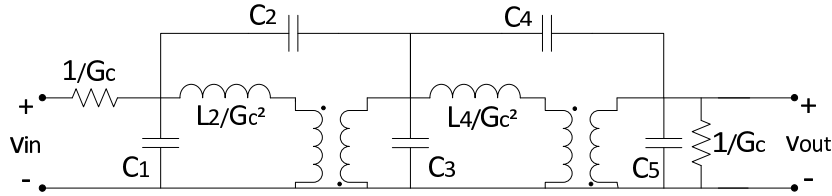


Figura 5.10: Circuito equivalente em modo comum 4

A localização das "frequências naturais de modo comum" são as seguintes:

$$Fn_{1,2} = -0.01565284 \pm -0.14875474j$$

$$Fn_{3,4} = -0.02129894 \pm 0.07154560j$$

$$Fn_5 = -0.01843635$$

A figura 5.11 mostra a posição dos pólos e zeros para entrada diferencial e, como pode ser confirmado através da análise do gráfico, os pólos de modo comum aparecem cancelados por zeros mas se localizam no semiplano lateral esquerdo, implicando na estabilidade em modo comum. O maior valor para o fator de qualidade dos pólos de modo comum vale  $Q = 4.78$  logo, caracteriza-se a melhor configuração.

### 5.3 Filtro OTA-C Modificado

A partir do filtro clássico, dobrando a entrada e trocando as entradas negativas dos transdutores que fornecem corrente a um mesmo nó, como explicado na subseção 4.2.3, obtemos o filtro ladder OTA-C balanceado modificado como mostrado na figura 5.12. A resposta em frequência permanece a mesma, mostrada anteriormente na figura 5.3.

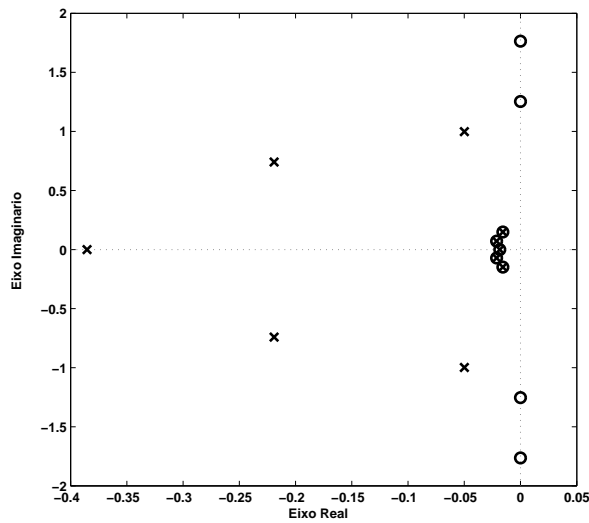


Figura 5.11: Mapa de pólos e zeros do circuito equivalente em modo comum 4

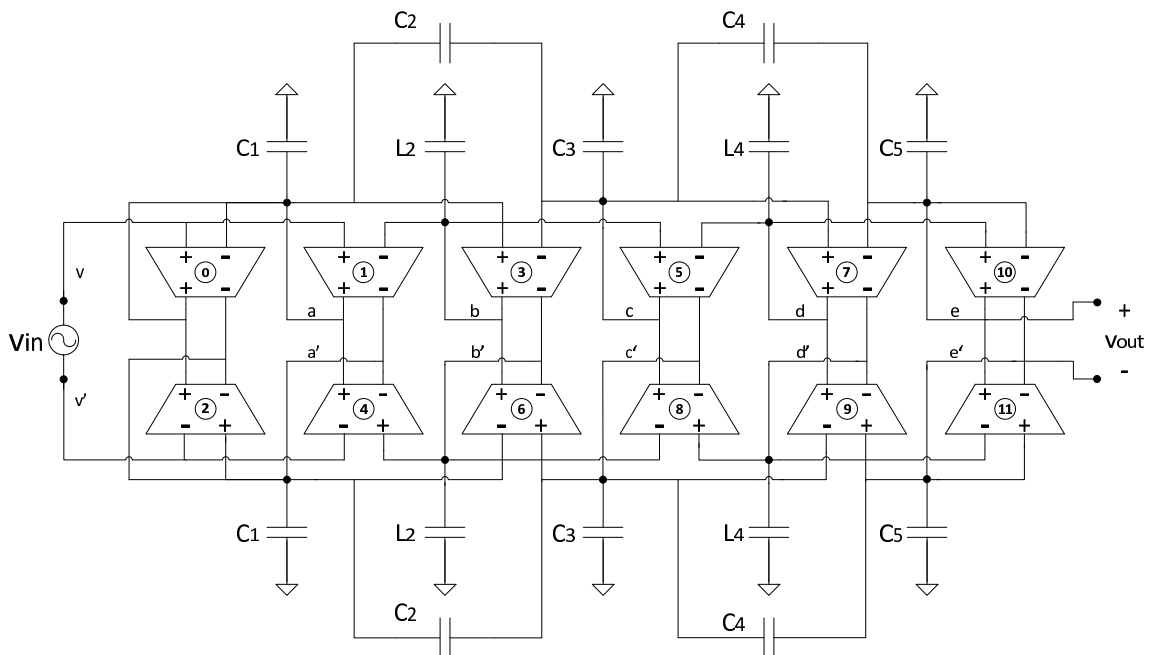


Figura 5.12: Filtro Ladder OTA-C Modificado

### 5.3.1 Estabilização em Modo Comum

O único circuito estável é obtido com a configuração para as polaridades dos ganho de modo comum dos OTAs apresentado na tabela 5.5.

O circuito equivalente para o modo comum apresentado na figura 5.13 é igual ao da figura 5.10 sendo que a entrada é dobrada e invertida. Devido a isso produz as mesmas "frequências naturais de modo comum" e o mapa de pólos e zeros pode ser

Tabela 5.5: Configuração dos ganhos de modo comum do OTAs para o filtro modificado

<b>Circuito 5</b>	$G_{c0}$	$G_{c1}$	$G_{c2}$	$G_{c3}$	$G_{c4}$	$G_{c5}$	$G_{c6}$	$G_{c7}$	$G_{c8}$	$G_{c9}$	$G_{c10}$	$G_{c11}$
<i>Polaridade</i>	-	-	-	+	-	-	+	+	-	-	+	-

visto na figura 5.11 apresentada anteriormente.

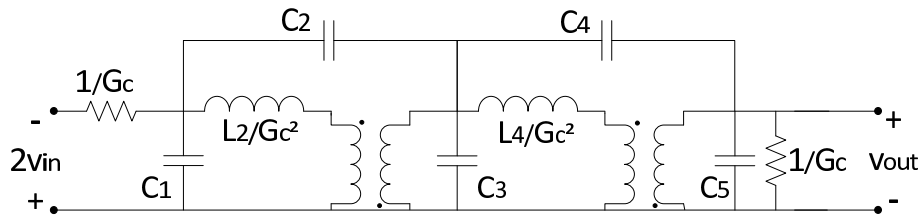


Figura 5.13: Circuito equivalente em modo comum 5

## 5.4 Resultados Comparativos

### 5.4.1 Nível de tensão nas entradas dos trancondutores

Uma avaliação das tensões de entrada nos transcondutores para as estruturas ideais dos filtros das figuras 5.2 e 5.12 ao longo da frequência, é mostrada nas figuras 5.14 e 5.15. As duas tensões de entrada foram definidas em  $\pm 1V$ , correspondente a 0 dB. O filtro clássico teve sua transcondutância de entrada duplicada para gerar os mesmos níveis do filtro modificado, o qual possui entrada dobrada. O filtro de entrada modificado mostra a redução nos níveis de sinal em toda a faixa de passagem para todos os transcondutores, com grandes diferenças em baixa frequência, mas pouca diferença na fronteira de passagem.

### 5.4.2 Sensibilidades

O filtro modificado possui tensão de entrada nula em todos os transcondutores para DC. Isso acarreta no ganho em DC ser independente das transcondutâncias diferenciais e, as sensibilidades em relação as transcondutâncias é bem pequena na banda de passagem. No filtro clássico as sensibilidades as trancondutâncias são uma

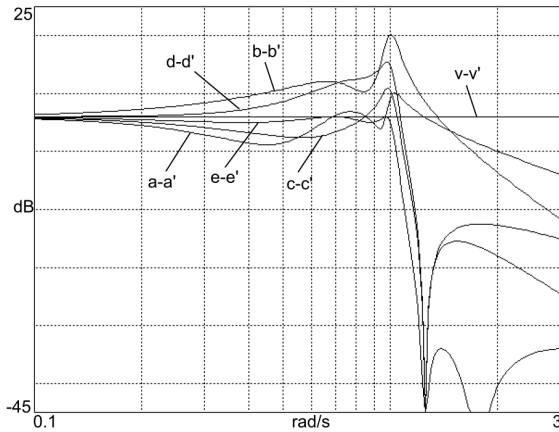


Figura 5.14: Nível de tensão no sinal de entrada nos transdutores para filtro clássico

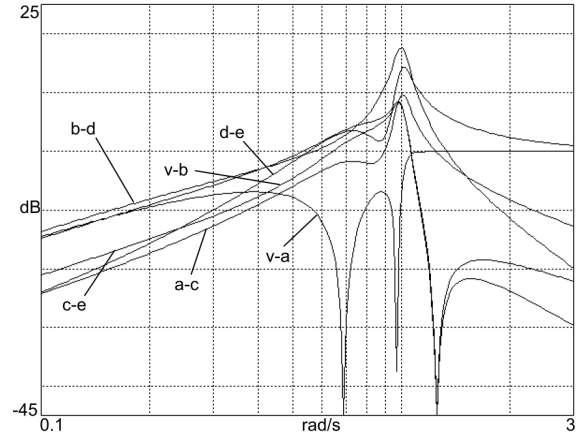


Figura 5.15: Nível de tensão no sinal de entrada nos transdutores para filtro modificado

complexa combinação das sensibilidades do protótipo do filtro sendo dominante os erros na banda passante. As sensibilidades para os valores de capacitância, tanto no filtro clássico como no modificado, não copia perfeitamente as sensibilidades da rede ladder. A figura 5.16 mostra uma comparação dos limites de erro calculado pela análise de sensibilidade para o filtro clássico e o modificado, considerando 5% de erros aleatórios em todas as trancondutâncias e capacitâncias. As trancondutâncias e modo comum não foram consideradas neste cálculo. O gráfico foi gerado através do software SENSI, desenvolvido pelo professor Antônio Carlos Moreirão de Queiroz, que analisa sensibilidades para circuitos lineares e contínuos no tempo.

## 5.5 Conclusões

Este capítulo apresentou as 4 possíveis realizações estáveis em modo comum para o filtro clássico e a solução de estabilidade em modo comum para o filtro modificado que não havia até [2]. Vale ressaltar que esta estabilidade não encontrada até então, é para o filtro que não possui um controle externo de modo comum, utiliza-se apenas das polaridades dos ganhos de modo comum para se obter o filtro estável. A sensibilidade do filtro modificado é menor que a do filtro clássico e as distorções geradas para o filtro modificado são menores que a do clássico [2]. Essa técnica para estabilizar o filtro modificado em modo comum possui alguma limitação em filtros que não são passa baixa pois alguns nós são alimentados apenas por um transconductor,

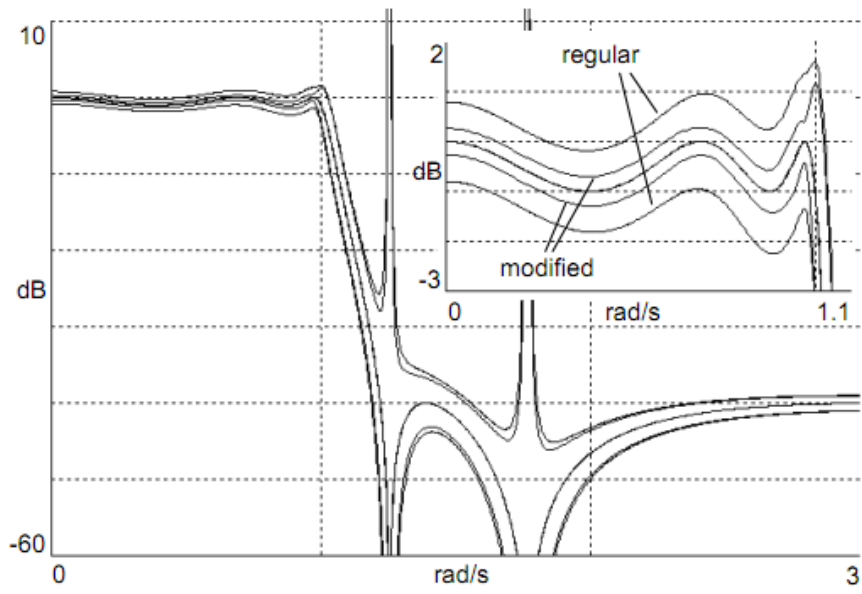


Figura 5.16: Sensibilidade do filtro clássico e modificado

não sendo possível haver troca da entrada negativa do transcondutor.



# Capítulo 6

## Conclusão

### 6.1 Considerações Finais

Este trabalho teve como objetivo o estudo da estabilização em modo comum para filtros ladder OTA-C balanceados. A inspiração inicial deste trabalho se deu a partir de [1], onde fora mostrado como obter a estabilização em modo comum para filtros ladder OTA-C balanceado clássico, sem a necessidade de algum circuito de controle da tensão de modo comum explícito. O mesmo não fora conseguido para o filtro modificado, também proposto em [1], baseado em [3], a qual reduz a distorção gerada pelos transdutores. Com isso, o estudo deste trabalho pretendeu confrontar a necessidade da utilização de um circuito extra para o controle da tensão de modo comum sobre todos pares de nós simétricos do filtro ladder OTA-C balanceado modificado.

Ao longo do desenvolvimento deste trabalho, o artigo [2] fora publicado pelo meu orientador Antonio Carlos Moreirão de Queiroz, junto a mim, Igor Oliveira Gameleiro, apresentando resultados similares aos mostrados neste trabalho.

### 6.2 Trabalhos Futuros

O escopo do tema trabalhado é muito maior do que foi explorado nesse projeto. Dessa forma é possível que muitas frentes de trabalho surjam a partir do que fora desenvolvido até então. Dentre as inúmeras frentes que possam surgir, destacam-se:

- 1) Estudar como se comportam os filtros que não são passa baixa e analisar comparativamente o filtro clássico e o modificado.
- 2) Projetar um circuito integrado verificar experimentalmente a validade da teoria desenvolvida neste trabalho.

# Referências Bibliográficas

- [1] Antônio Carlos M. de Queiroz, "Balanced transconductor-C ladder filters with improved linearity", 52nd MWSCAS, Cancún, Mexico, Agosto de 2009, pp. 41-44.
- [2] Antônio Carlos M. de Queiroz e Igor Oliveira Gameleiro, "Low-distortion balanced transconductor-C ladder filters without common-mode feedback", 55th IEEE Midwest Symposium on Circuits and Systems, Boise, EUA, pp. 97-100, 5-8 de agosto de 2012.
- [3] A. Tajalli and Y. Leblebici, "Linearity improvement in biquadratic transconductor-C filter", Electronics Letters, Vol. 43, No. 24, Novembro de 2007.
- [4] Leon O. Chua, Charles A. Desoer, Ernest S. Kuh, *Linear and Nonlinear Circuits*, McGraw-Hill Book Company, 1987.
- [5] Weinan Li, Yumei Huang, and Zhiliang Hong, "A 70-280 MHz frequency and Q tunable 53 dB SFDR Gm-C filter for ultra-wideband", 2010 IEEE Asian Solid State Circuits Conference (A-SSCC), pp. 1-4, Novembro de 2010.