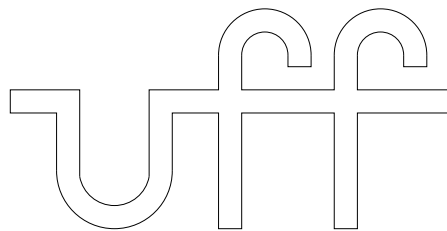


**Apostila de Teoria
para
Introdução aos Amplificadores
Operacionais
(Versão: Setembro/2005)**



Universidade Federal Fluminense

Apostila
do
Departamento de Engenharia de Telecomunicações
da
Universidade Federal Fluminense
por
Alexandre Santos de la Vega
Abril, 2004.

??? ??? 2004	de la Vega, Alexandre Santos Apostila de Teoria para Introdução aos Amplificadores Operacionais. / Alexandre Santos de la Vega. – Niterói: UFF/CTC/TCE/TET, 2004. ???p. Apostila de teoria – Graduação, Engenharia de Telecomunicações, UFF/CTC/TCE/TET, 2004. 1. Amplificadores Operacionais. 2. Teoria de circuitos. 3. Telecomunicações. I. Título.
---	---

Aos meus alunos.

Prefácio

O trabalho em questão cobre os tópicos abordados no curso Introdução aos Amplificadores Operacionais.

O presente volume apresenta um conteúdo teórico. Exercícios resolvidos podem ser encontrados no volume intitulado Apostila de Exercícios Resolvidos para Introdução aos Amplificadores Operacionais.

A apostila foi escrita com o intuito de servir como uma referência rápida para os alunos do Departamento de Engenharia de Telecomunicações (TET) da Universidade Federal Fluminense (UFF).

O material básico utilizado foram as minhas notas de aula que, por sua vez, originaram-se numa coletânea de livros sobre os assuntos abordados.

A motivação principal foi a de aumentar o dinamismo das aulas. Portanto, deve ficar bem claro que esta apostila não pretende substituir os livros textos ou outros livros de referência. Muito pelo contrário, ela deve ser utilizada apenas como ponto de partida para estudos mais aprofundados, utilizando-se a literatura existente.

Espero conseguir manter o presente texto em constante atualização e ampliação.

Correções e sugestões são sempre bem-vindas.

Rio de Janeiro, 04 de abril de 2004.

Alexandre Santos de la Vega

TET / UFF

Agradecimentos

Aos professores do Departamento de Engenharia de Telecomunicações da Universidade Federal Fluminense (TET/UFF), que colaboraram com críticas e sugestões bastante úteis à finalização deste trabalho.

Aos funcionários do TET/UFF, Carmen Lúcia, Jussara, Eduardo e Francisco, pelo apoio constante.

Aos meus alunos, que, além de servirem de motivação principal, obrigam-me sempre a tentar melhorar, em todos os sentidos.

Mais uma vez, e sempre, aos meus pais, por tudo.

Rio de Janeiro, 04 de abril de 2004.

Alexandre Santos de la Vega

TET / UFF

Conteúdo

Prefácio	v
Agradecimentos	vii
1 Introdução	1
1.1 Objetivo da apostila	1
1.2 Divisão da apostila	1
1.3 Comentários sobre a bibliografia	1
2 Amplificação	3
2.1 Introdução	3
2.2 Noções básicas	3
2.3 Amplificador linear ideal	4
2.4 Amplificador linear real	5
2.4.1 Conservação de energia	5
2.4.2 Saturação	6
2.4.3 Faixa dinâmica	7
2.4.4 Ganho dependente da frequência	7
2.4.5 Impedâncias de entrada e de saída	9
2.5 Perdas em acoplamentos	11
2.5.1 Acoplamento de tensão	11
2.5.2 Acoplamento de corrente	11
2.5.3 Acoplamento de potência	12
2.6 Tensão diferencial e tensão de modo comum	14
2.7 Referências	15
3 Amplificadores Operacionais	17
3.1 Introdução	17
3.2 Simbologia	17
3.3 Equações gerais	19
3.4 Referências	19
4 Modelo ideal	21
4.1 Introdução	21
4.2 Elaboração de um modelo	21
4.3 Modelo ideal para um OpAmp genérico	21
4.4 Referências	24

5	Realimentação	25
5.1	Introdução	25
5.2	Definições	25
5.3	Existência de realimentação	28
5.4	Tipos de realimentação	28
5.5	Importância da realimentação	28
5.6	Sistemas em malha aberta	28
5.7	Sistemas com realimentação negativa	30
5.8	Posicionamento de pólos e zeros	31
5.9	Amplificadores com realimentação negativa	32
5.10	Análise de circuitos usando realimentação negativa	33
5.11	Referências	35
6	Circuitos básicos	37
6.1	Introdução	37
6.2	Circuitos não lineares	37
6.2.1	Comparadores simples	37
6.2.2	Margem de ruído e laço de histerese	41
6.2.3	Comparadores com histerese	44
6.3	Circuitos lineares	47
6.3.1	Amplificador inversor	47
6.3.2	Amplificador não-inversor	49
6.3.3	Amplificador somador inversor	51
6.3.4	Amplificador subtrator	53
6.3.5	Amplificador integrador inversor	55
6.4	Referências	55
7	Características não-ideais	57
7.1	Introdução	57
7.2	Resumo das características não ideais	57
7.3	Tensão de <i>offset</i> de entrada	58
7.4	Correntes de polarização de entrada	59
7.5	Resposta em frequência	60
7.5.1	Modelo com um pólo dominante em baixa frequência	60
7.5.2	Modelo com um pólo dominante na origem	60
7.5.3	Modelo com dois pólos reais fora da origem	61
7.6	Impedâncias de entrada e de saída	62
7.7	Referências	63
8	Efeitos das características não ideais	65
8.1	Introdução	65
8.2	Efeito de tensão de <i>offset</i> e corrente de polarização	65
8.2.1	Amplificador integrador inversor sem perdas	65
8.2.2	Amplificador integrador inversor com perdas	67
8.3	Efeito da resposta em frequência	70
8.3.1	Topologia inversora	70
8.3.2	Amplificador inversor	71
8.3.3	Amplificador integrador inversor sem perdas	76
8.3.4	Amplificador integrador inversor com perdas	79

8.3.5	Topologia não inversora	83
8.3.6	Amplificador não inversor	84
8.3.7	Amplificador não inversor com compensação de fase	87
8.4	Efeito da resposta em frequência e da resistência de saída	91
8.4.1	Topologia inversora	91
8.4.2	Amplificador inversor	92
8.4.3	Amplificador integrador inversor sem perdas	96
8.4.4	Topologia não inversora	99
8.4.5	Amplificador não inversor com compensação de fase	100

Bibliografia

105

Lista das Tabelas

Lista das Figuras

2.1	Sistema amplificador linear ideal.	4
2.2	Modelos lineares ideais.	5
2.3	Conexão de amplificador genérico com fonte de sinal e carga.	5
2.4	Conexão de amplificador ativo com fonte de sinal e carga.	6
2.5	Gráfico de saturação do sinal de saída em um amplificador real.	6
2.6	Gráfico da Resposta em Freqüência de um amplificador linear ideal com tempo de propagação nulo.	8
2.7	Gráfico da Resposta em Freqüência de um amplificador linear ideal com tempo de propagação não nulo.	8
2.8	Modelos de quadripólos completos.	9
2.9	Modelos de quadripólos para amplificadores lineares reais.	10
2.10	Acoplamento de tensão com perdas.	11
2.11	Acoplamento de corrente com perdas.	12
2.12	Acoplamento de potência com perdas.	13
2.13	Cálculo de dois pontos em função da média e da diferença.	14
2.14	Circuito com entrada diferencial, submetido a duas tensões independentes. . . .	14
2.15	Circuito com entrada diferencial, submetido às tensões diferencial e de modo comum.	15
3.1	Símbolo genérico para um OpAmp.	17
3.2	Equivalência entre símbolos para um OpAmp alimentado.	18
3.3	Símbolo para um OpAmp com saída balanceada.	18
3.4	Símbolo simplificado para um OpAmp com entrada aterrada.	18
3.5	Símbolo para um amplificador genérico.	18
3.6	Tensões e correntes de um OpAmp.	19
4.1	Fonte de tensão controlada por tensão ideal.	22
4.2	Curva característica de um OpAmp genérico.	22
4.3	Modelo ideal para um OpAmp na região de saturação positiva.	23
4.4	Modelo ideal para um OpAmp na região de saturação negativa.	23
4.5	Modelo ideal para um OpAmp na região linear.	23
4.6	Curva característica de um modelo ideal para um OpAmp genérico.	24
5.1	Diagrama de blocos de um fluxo em malha aberta.	25
5.2	Diagrama de fluxo de sinais de um fluxo em malha aberta.	25
5.3	Diagrama de blocos de um fluxo em malha aberta com <i>feedforward</i>	26
5.4	Diagrama de fluxo de sinais de um fluxo em malha aberta com <i>feedforward</i>	26
5.5	Diagrama de blocos de um fluxo contendo realimentação.	26
5.6	Diagrama de fluxo de sinais de um fluxo contendo realimentação.	27
5.7	Diagrama de blocos de um fluxo sem realimentação.	28

5.8	Diagrama de fluxo de sinais de um fluxo sem realimentação.	28
5.9	Estrutura geral de um sistema em malha aberta.	29
5.10	Estrutura de um sistema em malha aberta, com conexão de controlador em série.	29
5.11	Estrutura de um sistema em malha aberta, com conexão de controlador em paralelo.	29
5.12	Estrutura geral de um sistema com realimentação negativa.	30
5.13	Estrutura geral de um amplificador com realimentação negativa.	32
5.14	Amplificador utilizando OpAmp com realimentação negativa.	34
5.15	Desenho equivalente do amplificador, destacando a estrutura de um sistema realimentado negativamente.	34
5.16	Modelo equivalente para o amplificador.	34
5.17	Modelo simplificado para o amplificador.	36
5.18	Estrutura geral para o amplificador.	36
6.1	Curva característica de um OpAmp.	38
6.2	Comparador simples não inversor sem deslocamento.	38
6.3	Comparador simples inversor sem deslocamento.	39
6.4	Comparador simples não inversor com deslocamento positivo.	39
6.5	Comparador simples inversor com deslocamento positivo.	39
6.6	Comparador simples não inversor com deslocamento negativo.	40
6.7	Comparador simples inversor com deslocamento negativo.	40
6.8	Comparador simples não inversor na presença de ruído.	41
6.9	Comparador não inversor com dois níveis de comparação.	42
6.10	Curvas características relativas aos dois níveis de um comparação.	42
6.11	Curva característica de um comparador não inversor com laço de histerese.	43
6.12	Comparador com histerese inversor.	44
6.13	Comparador com histerese não inversor.	45
6.14	Amplificador inversor.	48
6.15	Amplificador inversor genérico.	48
6.16	Amplificador não inversor.	49
6.17	Amplificador não inversor genérico.	50
6.18	Amplificador somador inversor.	51
6.19	Amplificador somador inversor genérico.	52
6.20	Amplificador subtrator.	53
6.21	Amplificador subtrator genérico.	54
6.22	Amplificador integrador inversor sem perdas.	55
6.23	Amplificador integrador inversor com perdas.	55
7.1	Exemplos de modelagem da tensão de <i>offset</i> de entrada.	58
7.2	Modelagem das correntes de polarização de entrada.	59
7.3	Módulo da resposta em frequência de um OpAmp com pólo dominante.	60
7.4	Módulo da resposta em frequência de um OpAmp com pólo dominante na origem.	61
7.5	Módulo da resposta em frequência de um OpAmp com pólo dominante e pólo em alta frequência.	62
7.6	Modelagem das impedâncias de entrada e de saída para um OpAmp ideal.	62
7.7	Modelagem das impedâncias de entrada e de saída de um OpAmp real.	63
8.1	Amplificador integrador inversor sem perdas com modelagem da tensão de <i>offset</i> e das correntes de polarização.	66

8.2	Amplificador integrador inversor com perdas com modelagem da tensão de <i>offset</i> e das correntes de polarização.	67
8.3	Topologia inversora genérica.	70
8.4	Amplificador inversor.	71
8.5	Comparação das curvas de módulo da resposta em frequência de um OpAmp com pólo dominante e de um amplificador inversor.	73
8.6	Comparação das curvas de módulo da resposta em frequência de um OpAmp com pólo dominante na origem e de um amplificador inversor.	74
8.7	Comparação das curvas de módulo da resposta em frequência de um OpAmp com dois pólos e de um amplificador inversor.	75
8.8	Amplificador integrador inversor sem perdas.	76
8.9	Comparação das curvas de módulo da resposta em frequência de um OpAmp com pólo dominante e de um amplificador integrador inversor sem perdas.	77
8.10	Comparação das curvas de módulo da resposta em frequência de um OpAmp com pólo dominante na origem e de um amplificador integrador inversor sem perdas.	78
8.11	Comparação das curvas de módulo da resposta em frequência de um OpAmp com dois pólos e de um amplificador integrador inversor sem perdas.	79
8.12	Amplificador integrador inversor com perdas.	80
8.13	Comparação das curvas de módulo da resposta em frequência de um OpAmp com pólo dominante e de um amplificador integrador inversor com perdas.	81
8.14	Comparação das curvas de módulo da resposta em frequência de um OpAmp com pólo dominante na origem e de um amplificador integrador inversor com perdas.	82
8.15	Comparação das curvas de módulo da resposta em frequência de um OpAmp com dois pólos e de um amplificador integrador inversor com perdas.	83
8.16	Topologia não inversora genérica.	83
8.17	Amplificador não inversor.	85
8.18	Comparação das curvas de módulo da resposta em frequência de um OpAmp com pólo dominante e de um amplificador não inversor.	86
8.19	Comparação das curvas de módulo da resposta em frequência de um OpAmp com pólo dominante na origem e de um amplificador não inversor.	86
8.20	Comparação das curvas de módulo da resposta em frequência de um OpAmp com dois pólos e de um amplificador não inversor.	87
8.21	Amplificador não inversor com compensação de fase.	88
8.22	Comparação das curvas de módulo da resposta em frequência de um OpAmp com pólo dominante e de um amplificador não inversor com compensação de fase.	89
8.23	Comparação das curvas de módulo da resposta em frequência de um OpAmp com pólo dominante na origem e de um amplificador não inversor com compensação de fase.	90
8.24	Comparação das curvas de módulo da resposta em frequência de um OpAmp com dois pólos e de um amplificador não inversor com compensação de fase.	91
8.25	Topologia inversora genérica, com impedância de saída.	91
8.26	Amplificador inversor, com resistência de saída.	92
8.27	Comparação das curvas de módulo da resposta em frequência de um OpAmp, com pólo dominante e resistência de saída, e de um amplificador inversor.	94
8.28	Comparação das curvas de módulo da resposta em frequência de um OpAmp, com pólo dominante na origem e e resistência de saída, de um amplificador inversor.	95

8.29	Comparação das curvas de módulo da resposta em frequência de um OpAmp, com dois pólos e resistência de saída, e de um amplificador inversor.	96
8.30	Amplificador integrador inversor sem perdas, com resistência de saída.	96
8.31	Comparação das curvas de módulo da resposta em frequência de um OpAmp, com pólo dominante e resistência de saída, e de um amplificador integrador inversor sem perdas.	97
8.32	Comparação das curvas de módulo da resposta em frequência de um OpAmp, com pólo dominante na origem e resistência de saída, e de um amplificador integrador inversor sem perdas.	98
8.33	Comparação das curvas de módulo da resposta em frequência de um OpAmp, com dois pólos e resistência de saída, e de um amplificador integrador inversor sem perdas.	99
8.34	Topologia não inversora genérica, com impedância de saída.	99
8.35	Amplificador não inversor com compensação de fase, com resistência de saída. .	100
8.36	Comparação das curvas de módulo da resposta em frequência de um OpAmp, com pólo dominante e resistência de saída, e de um amplificador não inversor com compensação de fase.	102
8.37	Comparação das curvas de módulo da resposta em frequência de um OpAmp, com pólo dominante na origem e resistência de saída, de um amplificador não inversor com compensação de fase.	103
8.38	Comparação das curvas de módulo da resposta em frequência de um OpAmp com dois pólos e de um amplificador não inversor com compensação de fase. . .	104

Capítulo 1

Introdução

1.1 Objetivo da apostila

O presente texto tem por objetivo fornecer o mínimo de informação necessária à compreensão tanto da funcionalidade como das limitações dos componentes eletrônicos denominados Amplificadores Operacionais.

A fim de exemplificar sua aplicação, é apresentado também um conjunto básico de circuitos que empregam tais componentes.

Os Amplificadores Operacionais (ou *Operational Amplifiers*) costumam ser designados por algumas siglas diferentes, entre elas: AmpOp, AO, OpAmp e OA. Ao longo deste texto eles serão referenciados por OpAmps.

O material aqui fornecido deve ser encarado como um passo inicial no entendimento dos OpAmps e da sua utilização. Para um estudo mais profundo a cerca dos tópicos abordados, recomenda-se que sejam consultados livros específicos para cada assunto, os quais podem ser encontrados na vasta bibliografia existente sobre o tema.

Porém, ainda que considerando este trabalho como um texto introdutório sobre o assunto, algumas análises aqui apresentadas não são comumente encontradas na bibliografia corrente, uma vez que levam em consideração as características não ideais dos OpAmps. Tais análises foram incluídas em vista de sua importância para: i) identificar, nos circuitos em questão, a relevância de cada parâmetro do circuito nas funções calculadas e ii) apresentar uma técnica de análise a ser utilizada em outros circuitos.

1.2 Divisão da apostila

Explicar a divisao da apostila...

Escrever após fechamento da “primeira versão definitiva”...

1.3 Comentários sobre a bibliografia

A literatura que trata de Amplificadores Operacionais e suas aplicações é muito vasta. Apenas um pequeno conjunto de referências é aqui apresentado.

Embora não seja possível estabelecer uma classificação exata dos assuntos de cada referência, a seguir são feitos comentários sobre a bibliografica sugerida.

Para aqueles interessados no funcionamento interno dos OpAmps, as referências [1], [2] e [3] apresentam um bom material sobre o assunto.

Se o objetivo for apenas um estudo introdutório sobre OpAmps e suas aplicações, as referências [4], [5] e [6] são satisfatórias.

Exemplos de circuitos diversos são ilustrados em [1], [2], [3], [4], [5] e [6].

Abordagens sobre as características não ideais dos OpAmps podem ser encontradas em [1], [2], [3] e [4].

No tocante à Teoria de Realimentação, podem ser consultadas as referências [7], [8] e [9].

Tópicos relativos à aplicação específica de OpAmps na área de filtros contínuos do tipo RC-ativo também encontram-se divididos em algumas das referências sugeridas. A parte relativa à Teoria de Circuitos é consistentemente coberta por [5], [6], [7], [10], [11], [12], [13] e [14]. Aspectos introdutórios são encontrados em [15]. Abordagens preocupadas com detalhes de implementação são apresentadas em [1], [16], [17], [18], [19], [20] e [21]. Um tratamento completo e com satisfatória profundidade é realizado em [18] e [19].

Capítulo 2

Amplificação

2.1 Introdução

O objetivo deste capítulo é discutir aspectos comuns a amplificadores de uma forma geral. Inicialmente, são apresentadas algumas noções gerais sobre amplificação. Em seguida, o amplificador linear ideal é definido, bem como são abordados aspectos de ordem prática para amplificadores lineares reais. São discutidos ainda as formas de acoplamento entre circuitos elétricos. Finalmente, é apresentada uma forma alternativa de definição de sinais de entrada para amplificadores com entrada diferencial.

2.2 Noções básicas

A idéia inicial de amplificação de sinais está associada ao aumento da amplitude dos mesmos. Porém, no projeto de sistemas que realizam tal operação e/ou operações correlatas, vários termos e conceitos são definidos, os quais, por vezes, podem causar não só estranheza como também interpretações errôneas. Alguns destes são discutidos a seguir.

Um amplificador é classificado como **linear** ou **não linear** quando, respectivamente, ele mantém ou modifica a forma original do sinal processado, além de promover o aumento de amplitude do sinal. Na prática, todos os amplificadores são projetados para que possuam uma faixa de trabalho onde eles se comportem como elementos lineares. Além dessa faixa, a linearidade não será garantida e eles possivelmente apresentarão um comportamento não linear.

A modificação da forma original de um sinal é, genericamente, denominada de **distorção**. O estudo de Sinais e Sistemas mostra que um sinal qualquer pode ser interpretado como uma composição adequada de sinais básicos, denominados de **componentes espectrais**. O conjunto das componentes espectrais de um determinado sinal é chamado de **espectro** do sinal. Uma vez que as componentes espectrais são, de forma geral, funções complexas, a distorção do sinal pode ser associada a modificações não apropriadas no módulo e/ou no argumento (ângulo de fase) de suas componentes espectrais. Sendo um sistema físico, o amplificador apresentará um tempo de retardo entre a aplicação do sinal de entrada e a geração do sinal de saída. Portanto, para que seja produzida na saída do amplificador uma composição de componentes equivalente àquela apresentada na sua entrada, não ocorrendo distorção no sinal processado, o amplificador deve aumentar de forma equalitária o módulo de todas as componentes espectrais e acrescentar um ângulo de fase cujo valor dependerá do valor da frequência de cada uma das componentes.

O uso diferenciado dos termos **amplificação**, **atenuação**, **ganho** e **perda**, normalmente gera muitas dúvidas em relação ao real significado destes termos nas diversas situações em que

os mesmos são encontrados. É comum que se utilize os termos Ganho e Atenuação para fazer referência às funções definidas por

$$\text{Ganho} = G = \frac{\text{Saída}}{\text{Entrada}}$$

e

$$\text{Atenuação} = A = \frac{\text{Entrada}}{\text{Saída}} .$$

Normalmente, a função Ganho é mais utilizada no estudo de amplificadores, enquanto a função Atenuação é mais empregada no estudo de filtros. Seja qual for a forma utilizada, $G > 1$ e $A < 1$ representam uma amplificação ou um ganho. Por outro lado, $G < 1$ e $A > 1$ representam uma atenuação ou uma perda.

2.3 Amplificador linear ideal

Um amplificador linear ideal é um sistema como aquele da Figura 2.1, definido por

$$x_2(t) = K x_1(t) , \quad (2.1)$$

onde a constante K é o fator de amplificação do sistema.

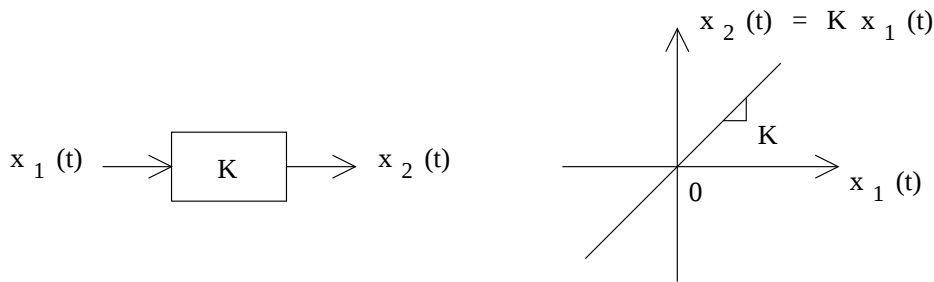


Figura 2.1: Sistema amplificador linear ideal.

No caso de sistemas elétricos, os sinais $x_1(t)$ e $x_2(t)$ podem assumir as formas de tensões e correntes. Assim, a Equação (2.1) pode ser reescrita como

$$v_2(t) = A_{vv} v_1(t) = \mu v_1(t) , \quad (2.2)$$

$$v_2(t) = A_{iv} i_1(t) = r i_1(t) , \quad (2.3)$$

$$i_2(t) = A_{vi} v_1(t) = g_m v_1(t) \quad (2.4)$$

e

$$i_2(t) = A_{ii} i_1(t) = \beta i_1(t) . \quad (2.5)$$

As Equações (2.2) – (2.5) definem modelos lineares ideais para, respectivamente, um amplificador de tensão, um amplificador de tranresistência, um amplificador de transcondutância e um amplificador de corrente. A Figura 2.2 ilustra tais modelos.

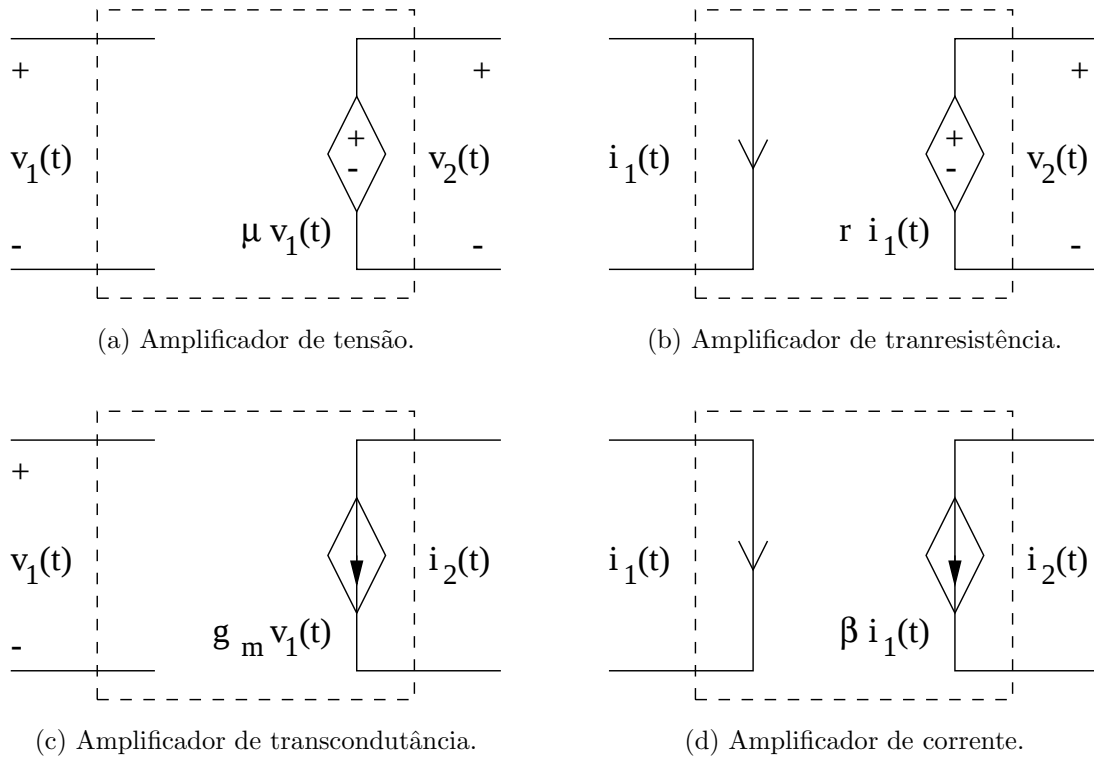


Figura 2.2: Modelos lineares ideais.

2.4 Amplificador linear real

Na modelagem do funcionamento de amplificadores lineares reais, deve-se levar em conta alguns efeitos de ordem prática, tais como: conservação de energia, saturação, faixa dinâmica, ganho dependente da frequência e impedâncias de entrada e de saída. Cada um deles é discutido a seguir.

2.4.1 Conservação de energia

A Figura 2.3 ilustra a conexão de um amplificador com uma fonte de sinal e uma carga. Levando-se em consideração o Princípio da Conservação da Energia, duas situações são possíveis. Primeiro, se o bloco Amplificador for um circuito passivo, a potência de saída ($p_2(t) = v_2(t)i_2(t)$) deverá ser menor ou igual à potência de entrada ($p_1(t) = v_1(t)i_1(t)$). Logo, se houver amplificação de tensão, deverá ocorrer uma atenuação correspondente de corrente, e vice-versa. Este é o caso, por exemplo, de transformadores e circuitos multiplicadores de tensão a diodos.



Figura 2.3: Conexão de amplificador genérico com fonte de sinal e carga.

Por outro lado, nos casos em que se necessita da amplificação de uma determinada grandeza concomitantemente com o aumento de potência, o bloco Amplificador deve ser um circuito ativo. Nesses casos, a Figura 2.4 ilustra melhor o funcionamento do sistema, destacando a

fonte de alimentação, a qual possibilita a amplificação do sinal com aumento de potência. A Figura 2.4 possibilita ainda que o bloco Amplificador seja interpretado como um simples elemento de controle. Nesse sentido, pode-se pensar que quem fornece a energia para a carga é a Fonte de Alimentação (*Power Supply*), enquanto o sinal de entrada serve de sinal de referência para indicar a forma do sinal de saída. A função do Amplificador é, portanto, controlar a forma como a energia da Fonte de Alimentação é passada para a carga.

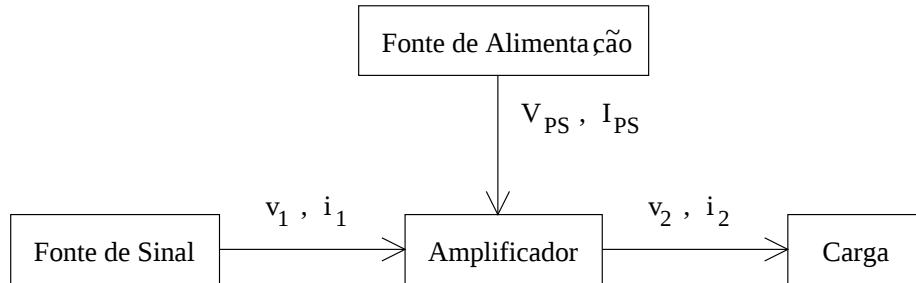


Figura 2.4: Conexão de amplificador ativo com fonte de sinal e carga.

Quando um amplificador é projetado para trabalhar com uma tensão de alimentação constante V_{PS} , qualquer que seja a corrente $i_{PS}(t)$ exigida, diz-se que ele é **polarizado em tensão**. Por outro lado, quando a corrente de alimentação I_{PS} é constante, qualquer que seja a tensão $v_{PS}(t)$ exigida, diz-se que ele é **polarizado em corrente**.

2.4.2 Saturação

O arranjo mostrado na Figura 2.4 sugere a existência de uma outra limitação. Para o amplificador ideal da Figura 2.1, não há limites para os valores dos sinais de entrada e de saída. Porém, no amplificador real da Figura 2.4 os valores dos sinais de saída são limitados pelos valores máximos que a fonte de alimentação pode fornecer. Assim, naturalmente ocorrerá uma saturação no gráfico Saída $\times$ Entrada, conforme ilustrado na Figura 2.5.

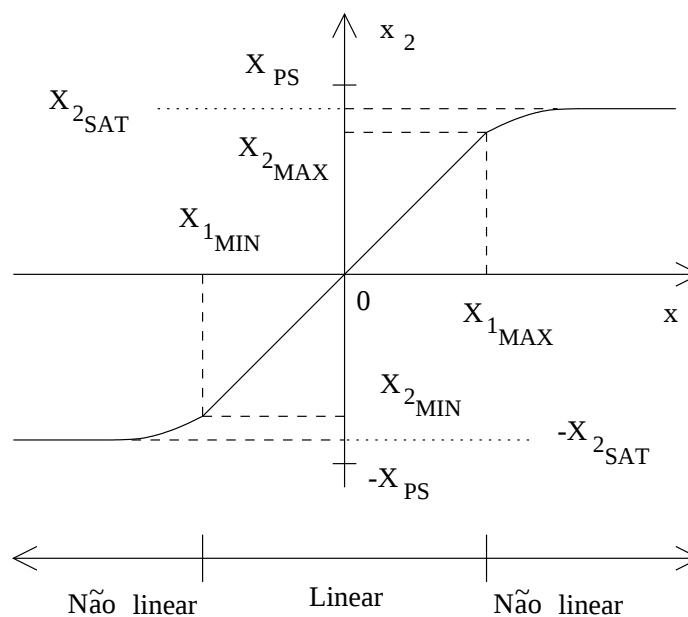


Figura 2.5: Gráfico de saturação do sinal de saída em um amplificador real.

Da Figura 2.5, pode-se definir uma região de operação linear, definida entre os pontos $(X_{1_{MIN}}, X_{2_{MIN}})$ e $(X_{1_{MAX}}, X_{2_{MAX}})$. Para valores abaixo do ponto $(X_{1_{MIN}}, X_{2_{MIN}})$ e acima do ponto $(X_{1_{MAX}}, X_{2_{MAX}})$ a curva ilustra um comportamento não linear, onde ocorrem saturações nos valores do sinal de saída. Cabe ressaltar que, devido a perdas dentro do amplificador, o valor máximo do sinal de saída deverá ser menor que o valor da fonte de alimentação, em módulo.

2.4.3 Faixa dinâmica

Como consequência da saturação, pode-se definir o termo **faixa dinâmica** (*dynamic range*) como a faixa de valores de sinal que mantêm o amplificador operando na região linear. Portanto, em relação à Figura 2.5, pode-se dizer que a faixa dinâmica dos sinais de entrada e de saída são, respectivamente, $x_1 = [X_{1_{MIN}}; X_{1_{MAX}}]$ e $x_2 = [X_{2_{MIN}}; X_{2_{MAX}}]$.

A faixa dinâmica do sinal de entrada pode ainda ser afetada por outro fator limitante, não tão óbvio. Devido à construção do amplificador, quando o sinal de entrada ultrapassa determinados valores máximos ou mínimos, o estágio de entrada do amplificador pode deixar de operar corretamente ou mesmo ser danificado. Porém, na maioria dos amplificadores, tais valores são maiores, em módulo, do que os valores necessários para saturar o sinal de saída, representando uma limitação secundária ou, principalmente, de segurança.

2.4.4 Ganho dependente da frequência

Aplicando-se a Transformada de Laplace à Equação (2.1), que define a operação de um amplificador linear ideal, obtém-se

$$X_2(s) = K X_1(s) ,$$

de onde se pode obter tanto a sua Função de Transferência como a sua Resposta em Frequência, dadas por

$$H(s) = \left. \frac{X_2(s)}{X_1(s)} \right|_{CI=0} = K$$

e

$$H(j\omega) = H(s)|_{s=j\omega} = K = \begin{cases} |K| e^{j(0)} & , \quad K > 0 \\ |K| e^{j(\pm 180^\circ)} & , \quad K < 0 \end{cases} . \quad (2.6)$$

Os gráficos de módulo e de (ângulo de) fase da Resposta em Frequência descrita pela Equação (2.6) são mostrados na Figura 2.6.

Um outro modelo ideal, agora considerando um atraso na geração do sinal de saída do amplificador, é definido por

$$x_2(t) = K x_1(t - T_D) , \quad (2.7)$$

onde T_D é denominado **retardo** ou **atraso** ou **tempo de propagação** (*delay*).

Neste caso, aplicando-se a Transformada de Laplace em (2.7), obtém-se

$$X_2(s) = K X_1(s) e^{-T_D s} ,$$

de onde se obtém tanto a sua Função de Transferência como a sua Resposta em Frequência, definidas por

$$H(s) = \frac{X_2(s)}{X_1(s)} \Big|_{CI=0} = K e^{-T_D s}$$

e

$$H(j\omega) = H(s)|_{s=j\omega} = K e^{j(-T_D \omega)} = \begin{cases} |K| e^{j(-T_D \omega)} & , \quad K > 0 \\ |K| e^{j(-T_D \omega \pm 180^\circ)} & , \quad K < 0 \end{cases} . \quad (2.8)$$

Os gráficos de módulo e de (ângulo de) fase da Resposta em Frequência descrita pela Equação (2.8) são mostrados na Figura 2.7.

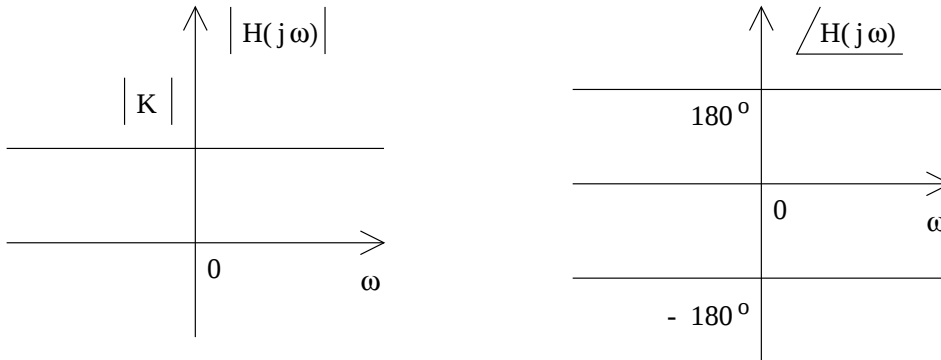


Figura 2.6: Gráfico da Resposta em Frequência de um amplificador linear ideal com tempo de propagação nulo.

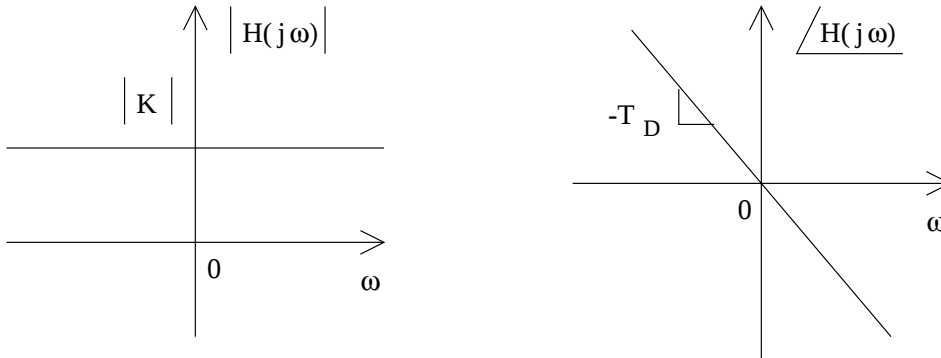


Figura 2.7: Gráfico da Resposta em Frequência de um amplificador linear ideal com tempo de propagação não nulo.

Devido às limitações impostas pelos sistemas físicos, não é possível construir um sistema de amplificação que possua Resposta em Frequência com faixa plana infinita. Define-se, portanto, como **largura de faixa** ou **largura de banda** (*bandwidth*) do sistema como a faixa de frequência onde o mesmo apresenta uma resposta aproximadamente plana. Isto claramente indica que um amplificador real sempre provocará algum nível de distorção, devido a sua Resposta em Frequência não ideal. Por outro lado, as componentes de alta frequência de sinais físicos apresentam, normalmente, um peso menor na sua composição. Dessa forma, mesmo com uma largura de faixa limitada, é possível construir amplificadores com baixo nível de distorção.

2.4.5 Impedâncias de entrada e de saída

Os modelos lineares ideais, representados na Figura 2.2 por quadripólos extremamente simplificados, claramente não são suficientes para aproximar o comportamento de amplificadores reais. O mais indicado é que se utilize modelos de quadripólos completos, como aqueles apresentados na Figura 2.8.

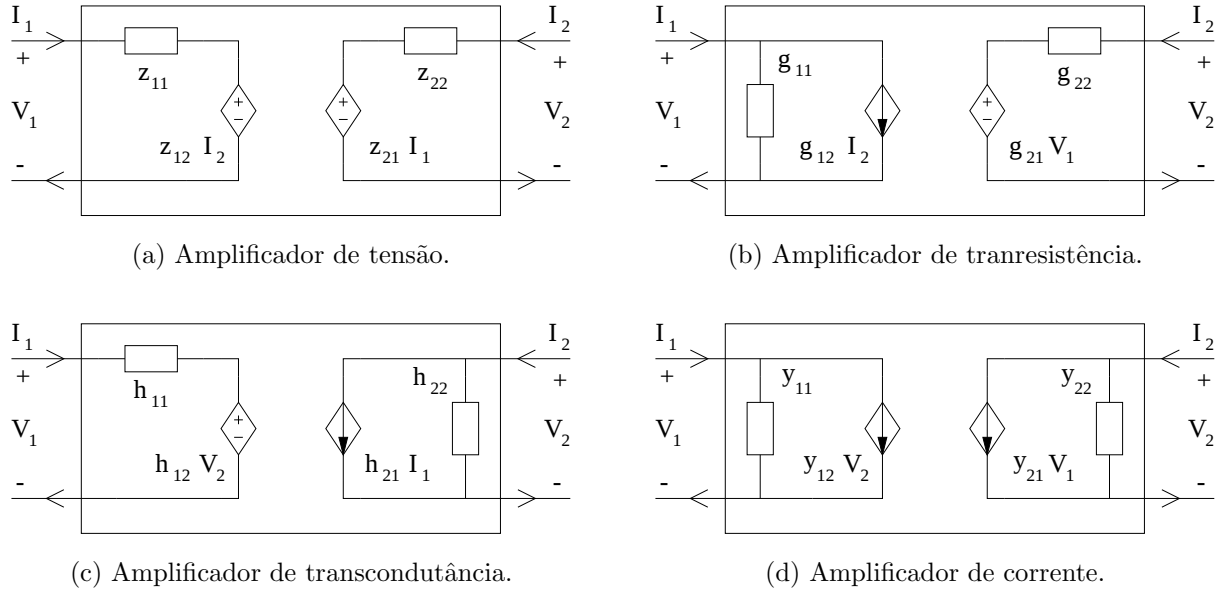
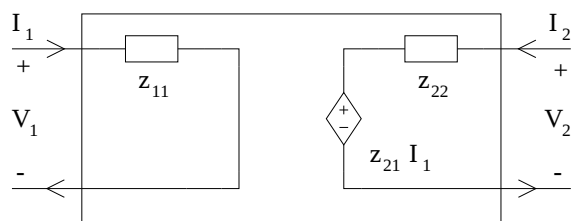
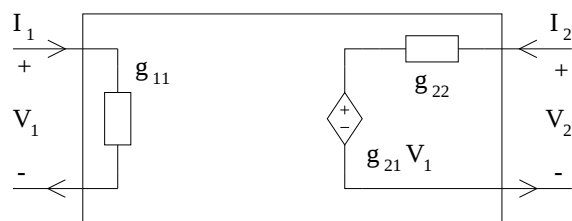


Figura 2.8: Modelos de quadripólos completos.

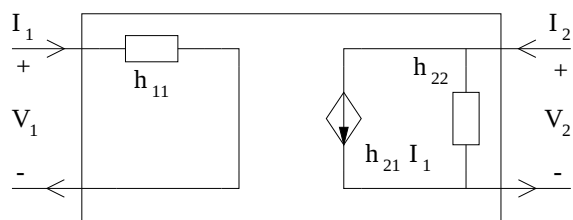
Porém, ao se projetar um amplificador, deseja-se que os sinais presentes na sua saída não exerçam influência sobre a sua entrada. Dito de outra forma, um amplificador bem projetado deve possuir um ganho reverso desprezível ($z_{12} = g_{12} = h_{12} = y_{12} \approx 0$). Logo, para se representar amplificadores reais, pode-se utilizar os modelos simplificados da Figura 2.9, onde deve-se considerar que todos os parâmetros são dependentes da frequência complexa $s = \sigma + j\omega$.



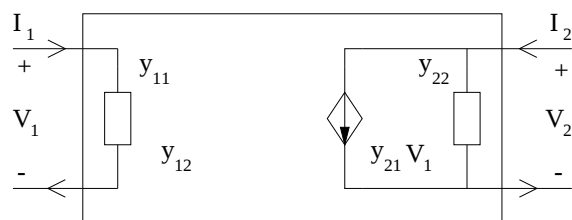
(a) Amplificador de tensão.



(b) Amplificador de tranresistência.



(c) Amplificador de transcondutância.



(d) Amplificador de corrente.

Figura 2.9: Modelos de quadripólos para amplificadores lineares reais.

2.5 Perdas em acoplamentos

Independentemente do tipo de variável que carrega a informação a ser processada, as conexões entre os sistemas que processam tais variáveis devem ser realizadas de tal forma a minimizar as perdas. A seguir, são analisados acoplamentos entre circuitos, onde a informação é codificada na forma de tensão, corrente e potência. Em todos os casos, as impedâncias de entrada e de saída são consideradas como resistências puras.

2.5.1 Acoplamento de tensão

A Figura 2.10 ilustra um acoplamento de tensão entre dois circuitos. O desejado é que o sinal $v_1(t)$, gerado por um circuito, seja completamente fornecido ao circuito seguinte, de tal forma que $v_2(t) = v_1(t)$. Porém, devido às perdas no estágio de saída, aqui modeladas pelo resistor R_1 , o que se obtém é

$$v_2(t) = \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) v_1(t) . \quad (2.9)$$

Para que a perda definida em (2.9) seja minimizada, obtendo-se $v_2(t) \approx v_1(t)$, deve-se garantir a seguinte relação entre as resistências de entrada e de saída

$$R_2 \gg R_1 . \quad (2.10)$$

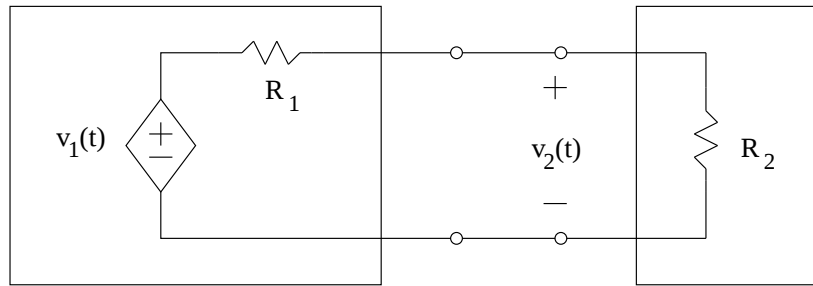


Figura 2.10: Acoplamento de tensão com perdas.

2.5.2 Acoplamento de corrente

A Figura 2.11 ilustra um acoplamento de corrente entre dois circuitos. O desejado é que o sinal $i_1(t)$, gerado por um circuito, seja completamente fornecido ao circuito seguinte, de tal forma que $-i_2(t) = i_1(t)$. Porém, devido às perdas no estágio de saída, aqui modeladas pelo resistor R_1 , o que se obtém é

$$-i_2(t) = \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) i_1(t) . \quad (2.11)$$

Para que a perda definida em (2.11) seja minimizada, obtendo-se $-i_2(t) \approx i_1(t)$, deve-se garantir a seguinte relação entre as resistências de entrada e de saída

$$R_1 \gg R_2 . \quad (2.12)$$

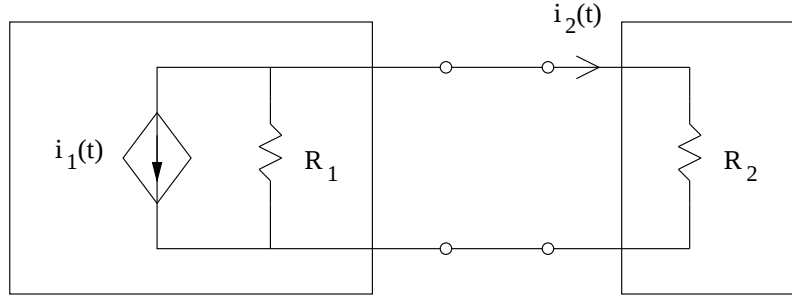


Figura 2.11: Acoplamento de corrente com perdas.

2.5.3 Acoplamento de potência

A Figura 2.12 ilustra um acoplamento de potência entre dois circuitos. O desejado é que o sinal $p_1(t)$, gerado por um circuito, seja completamente fornecido ao circuito seguinte, de tal forma que $p_2(t) = p_1(t)$. Porém, devido às perdas no estágio de saída, aqui modeladas pelo resistor R_1 , o que se obtém é

$$p_2(t) = R_2 i_2^2(t) = R_2 \frac{v_1^2(t)}{(R_1 + R_2)^2} . \quad (2.13)$$

A fim de obter a máxima transferência de potência, pode-se fixar o circuito gerador e estudar a variação de $p_2(t)$ em função da variação de R_2 , a qual pode ser calculada por

$$\frac{\partial p_2(t)}{\partial R_2} = \frac{[v_1^2(t) (R_1 + R_2)^2] - [R_2 v_1^2(t) 2 (R_1 + R_2)]}{(R_1 + R_2)^4} . \quad (2.14)$$

Os valores que produzem $p_{2_{MAX}}$ podem ser encontrados fazendo-se $\frac{\partial p_2(t)}{\partial R_2} = 0$, o que conduz ao seguinte resultado

$$\begin{aligned} \frac{\partial p_2(t)}{\partial R_2} &= 0 \\ [v_1^2(t) (R_1 + R_2)^2] - [R_2 v_1^2(t) 2 (R_1 + R_2)] &= 0 \\ v_1^2 (R_1 + R_2)^2 &= R_2 v_1^2(t) 2 (R_1 + R_2) \\ (R_1 + R_2) &= 2R_2 \\ R_1 &= R_2 . \end{aligned} \quad (2.15)$$

Substituindo-se (2.15) em (2.13), obtém-se a potência máxima transferida, que é dada por

$$p_{2_{MAX}}(t) = \frac{v_1^2(t)}{4R_2} . \quad (2.16)$$

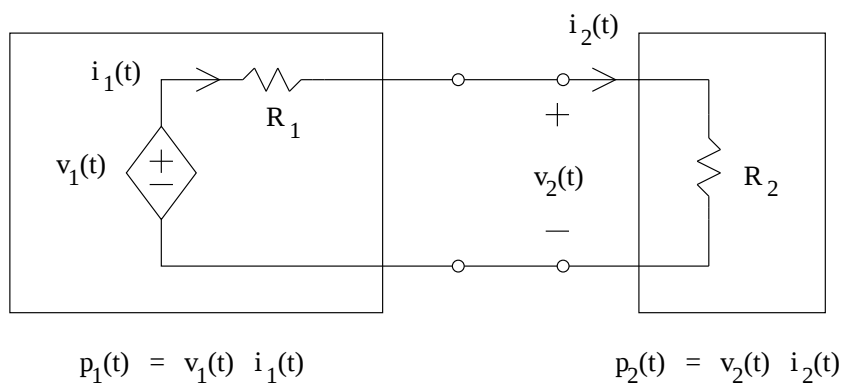


Figura 2.12: Acoplamento de potência com perdas.

2.6 Tensão diferencial e tensão de modo comum

Em sistemas que possuem duas entradas, é comumente útil representá-las em função de duas outras grandezas. Matematicamente, a idéia é definir os pontos x_1 e x_2 , da Figura 2.13, através do seu valor médio x_M e da sua diferença x_d , os quais são calculados, respectivamente, por

$$x_M = \frac{(x_1 + x_2)}{2} \quad (2.17)$$

e

$$x_d = (x_2 - x_1) . \quad (2.18)$$

Utilizando-se (2.17) e (2.18), os pontos x_1 e x_2 passam a ser definidos por

$$x_1 = x_M - \frac{x_d}{2} \quad (2.19)$$

e

$$x_2 = x_M + \frac{x_d}{2} . \quad (2.20)$$

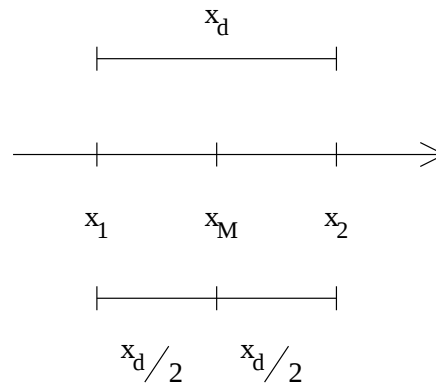


Figura 2.13: Cálculo de dois pontos em função da média e da diferença.

A Figura 2.14 mostra um circuito com entrada diferencial, cuja saída v_3 é função de dois sinais de tensão de entrada v_1 e v_2 .

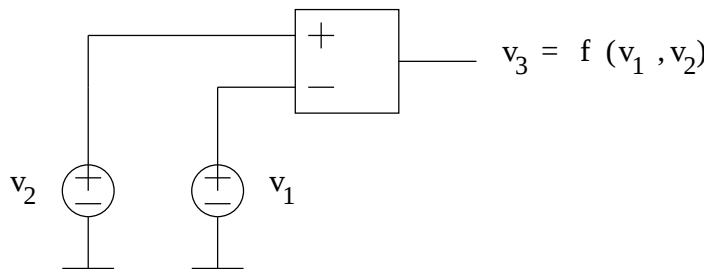


Figura 2.14: Circuito com entrada diferencial, submetido a duas tensões independentes.

Utilizando-se da idéia apresentada acima, pode-se empregar dois novos sinais de tensão, os quais são denominados de tensão de modo comum v_{CM} e tensão diferencial v_d , definidos por

$$v_{CM} = \frac{(v_1 + v_2)}{2} \quad (2.21)$$

e

$$v_d = (v_2 - v_1) \quad (2.22)$$

A partir de (2.21) e (2.22), os sinais v_1 e v_2 passam a ser definidos por

$$v_1 = v_{CM} - \frac{v_d}{2} \quad (2.23)$$

e

$$v_2 = v_{CM} + \frac{v_d}{2} \quad (2.24)$$

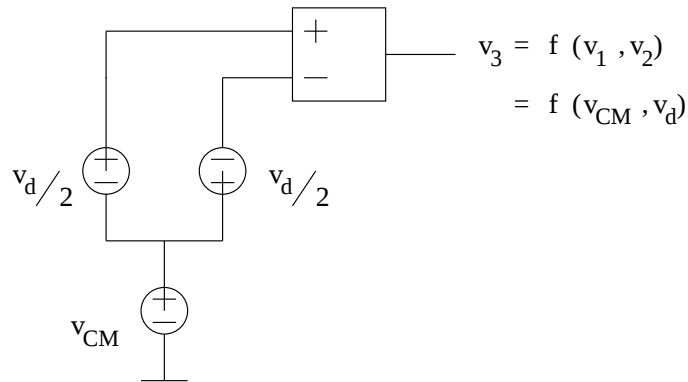


Figura 2.15: Circuito com entrada diferencial, submetido às tensões diferencial e de modo comum.

2.7 Referências

Os tópicos abordados neste capítulo podem ser encontrados, com mais detalhes, em [1], [2], [3], [4], [5], [6], [10] e [11].

Capítulo 3

Amplificadores Operacionais

3.1 Introdução

O objetivo deste capítulo é introduzir o Amplificador Operacional (OpAmp), apresentando algumas definições básicas. Inicialmente, são apresentados diversos símbolos comumente usados para representar os OpAmps. Em seguida, as equações gerais de um OpAmp são definidas.

3.2 Simbologia

A Figura 3.1 apresenta um símbolo genérico para um OpAmp com saída simples. Deste símbolo constam: i) os pinos de entrada (v_+ e v_-), ii) os pinos de alimentação (V_{PS+} e V_{PS-}) e iii) o pino de saída (v_o). Intrinsecamente, é ainda considerado um pino para referência de tensão, a partir do qual são medidas as tensões em todos os outros pinos.

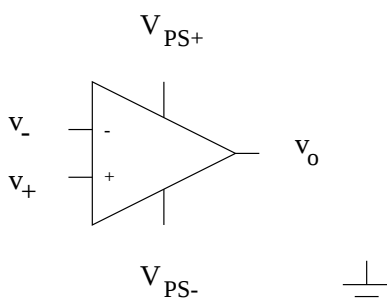


Figura 3.1: Símbolo genérico para um OpAmp.

A Figura 3.2 ilustra uma equivalência entre símbolos utilizados para representar um OpAmp alimentado. O objetivo é simplificar a representação gráfica dos circuitos.

Em algumas situações de projeto, necessita-se de amplificadores com saída balanceada, os quais apresentam duas saídas (v_{o+} e v_{o-}) com inversão de fase ($v_{o-} = -v_{o+}$). O símbolo para tal tipo de OpAmp é apresentado na Figura 3.3.

Em circuitos onde se empregam vários OpAmps com entrada aterrada, é comum que se utilize a equivalência de símbolos da Figura 3.4, a fim de simplificar o desenho dos circuitos. Porém, deve-se tomar o cuidado de não confundir este símbolo simplificado com o símbolo de um amplificador genérico mostrado na Figura 3.5. Neste último, as variáveis de entrada e de saída (x e y) podem representar, indiferentemente, tensões e/ou correntes.

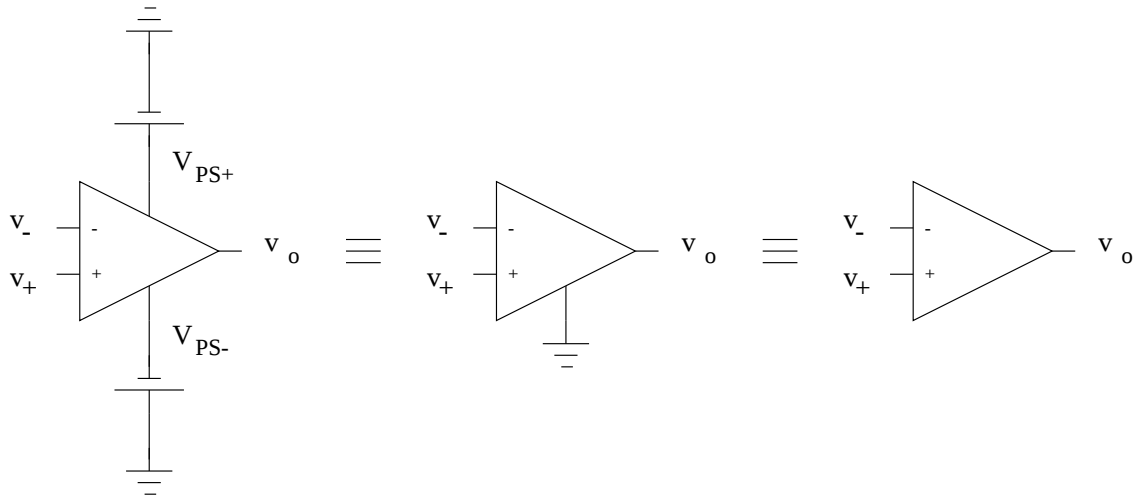


Figura 3.2: Equivalência entre símbolos para um OpAmp alimentado.

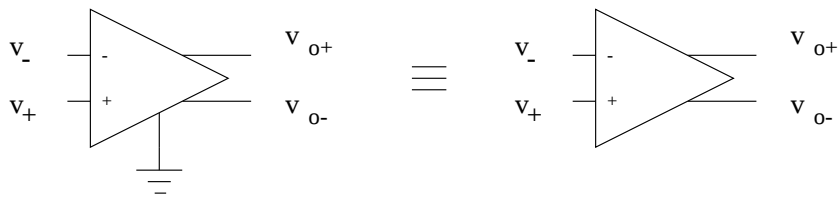


Figura 3.3: Símbolo para um OpAmp com saída balanceada.

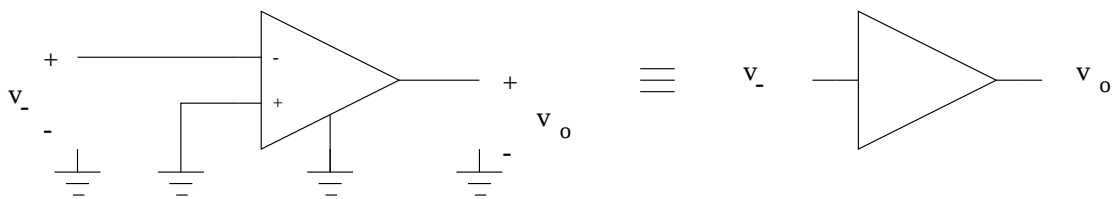


Figura 3.4: Símbolo simplificado para um OpAmp com entrada aterrada.

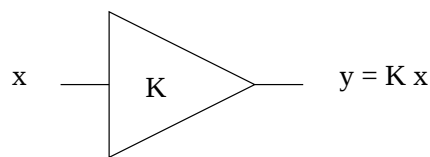


Figura 3.5: Símbolo para um amplificador genérico.

3.3 Equações gerais

Dado o OpAmp da Figura 3.6, pode-se definir as equações

$$\sum_k i_k = i_+ + i_- + i_{PS+} + i_{PS-} + i_o = 0 \quad (3.1)$$

e

$$v_o = f(v_+, v_-, V_{PS+}, V_{PS-}) = g(v_d, v_{CM}, V_{PS+}, V_{PS-}) , \quad (3.2)$$

onde v_d e v_{CM} são, respectivamente, as tensões diferencial e de modo comum associadas às tensões v_+ e v_- , as quais são calculadas por

$$v_d = (v_+ - v_-) \quad (3.3)$$

e

$$v_{CM} = \frac{(v_+ + v_-)}{2} . \quad (3.4)$$

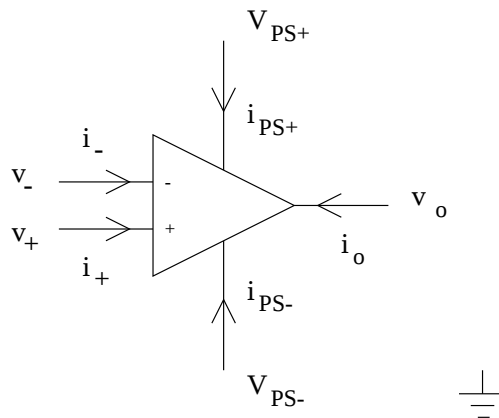


Figura 3.6: Tensões e correntes de um OpAmp.

A Equação (3.2) define o OpAmp como uma fonte de tensão controlada por tensão ou como um amplificador de tensão. Ela ilustra a dependência que o sinal de saída (v_o) apresenta em relação aos sinais de entrada (v_+ e v_- ou v_d e v_{CM}), assim como a inevitável saturação que poderá ocorrer devido aos valores limitantes das fontes de alimentação (V_{PS+} e V_{PS-}).

Como característica de projeto, um OpAmp deve apresentar, na sua região linear de operação, baixo ganho para os sinais de entrada em modo comum (v_{CM}) e elevado ganho para os sinais de entrada em modo diferencial (v_d).

Cabe ainda ressaltar que um circuito interno de polarização converte as tensões de alimentação em correntes constantes, as quais são distribuídas a todo o circuito do OpAmp, controlando o seu funcionamento. Assim, pode-se dizer que o OpAmp é externamente polarizado em tensão, mas internamente polarizado em corrente. Essa técnica possibilita que diferentes valores, dentro de uma faixa permitida, possam ser utilizados nas fontes de alimentação.

3.4 Referências

Os tópicos abordados neste capítulo podem ser encontrados, com mais detalhes, em [1], [2], [3], [4], [5] e [6].

Capítulo 4

Modelo ideal

4.1 Introdução

O objetivo deste capítulo é elaborar um modelo ideal para um OpAmp genérico. Inicialmente, são apresentados comentários gerais sobre modelos. Em seguida, baseado em características de operação de um OpAmp genérico, é definido um modelo ideal.

4.2 Elaboração de um modelo

Pode-se definir **modelo** como uma descrição ou uma representação de algo real. Nesse sentido, quanto mais simples ou mais completo for o modelo adotado, mais distante ou mais próximo será tal descrição da realidade modelada, respectivamente. Dito de outra forma, quanto mais rico em detalhes for o modelo adotado, mais representativo ele será da realidade em questão.

Um aspecto importante e bastante óbvio, porém muitas vezes esquecido, é que um modelo, por mais detalhado que seja, jamais será a expressão fiel da realidade. Em última análise, por mais preciso que seja, um modelo sempre será uma aproximação de algo real.

Deve ser ressaltado também que, justamente por ser o modelo uma aproximação de algo real, a representatividade de um modelo é absolutamente relativa. Dependendo da informação que se procura obter através da modelagem, um mesmo modelo pode ser considerado, em uma situação, demasiadamente simples e, em outras, extremamente complexo. No primeiro caso, apesar de se conseguir uma efetiva facilidade de manipulação, o uso do modelo não conduz à obtenção da informação desejada. No segundo caso, informações não relevantes são obtidas e a manipulação do modelo é dificultada. Resumindo, não se pode falar de um modelo absolutamente bom ou absolutamente ruim.

No processo de modelagem, é comum que se comece com a construção de um modelo que seja o mais simples possível. Em seguida, e à medida que se torne necessário, novas características vão sendo incorporadas a este modelo básico. Quase sempre, o modelo básico é um modelo ideal.

4.3 Modelo ideal para um OpAmp genérico

Uma vez que um OpAmp deve ser projetado para se comportar como um amplificador de tensão com entrada diferencial, o modelo ideal mais adequado para descrever seu funcionamento é o de uma fonte de tensão controlada por tensão ideal, rerepresentada na Figura 4.1.

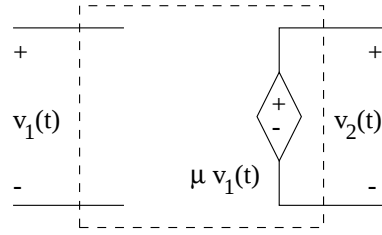


Figura 4.1: Fonte de tensão controlada por tensão ideal.

Esse modelo apresenta: i) impedância de entrada infinita ($Z_i \rightarrow \infty$), ii) ganho reverso nulo ($A_r \rightarrow 0$), iii) impedância de saída nula ($Z_o \rightarrow 0$) e iv) ganho direto puramente diferencial ($A_f = A_{CM} + A_d \approx A_d$).

Com base no modelo ideal, pode-se assumir que $i_+ = i_- = 0$ A, redefinindo-se a Equação (3.2) como

$$-i_o \approx i_{PS+} + i_{PS-} . \quad (4.1)$$

A Equação (4.1) indica que a corrente de saída (i_o) é completamente definida pelo circuito externo ao OpAmp. Assim, na prática, é necessário que as fontes de alimentação sejam capazes de fornecê-la e que o OpAmp possa suportá-la sem ser danificado.

Além disso, considerando-se o ganho direto como sendo puramente diferencial, a tensão de saída pode ser aproximada por

$$v_o \approx f((v_+ - v_-), V_{PS+}, V_{PS-}) = f(v_d, V_{PS+}, V_{PS-}) . \quad (4.2)$$

Um gráfico que ilustra tal comportamento é apresentado na Figura 4.2.

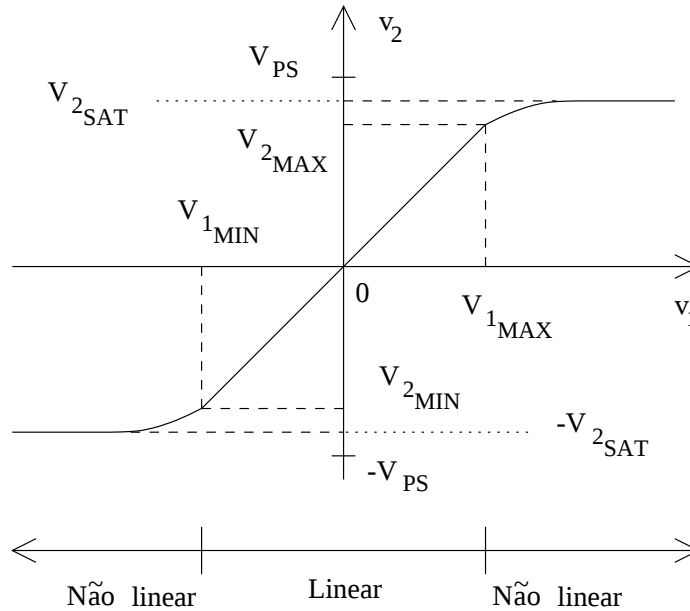


Figura 4.2: Curva característica de um OpAmp genérico.

Baseado na Figura 4.2, pode-se definir um modelo para cada região de operação de um OpAmp: região linear, região de saturação positiva e região de saturação negativa.

Para as regiões de saturação positiva e negativa, respectivamente, os modelos são mostrados nas Figuras 4.3 e 4.4, e a saída do OpAmp é dada por

$$V_o(s) = V_{SAT+} \quad (4.3)$$

e

$$V_o(s) = V_{SAT-} . \quad (4.4)$$

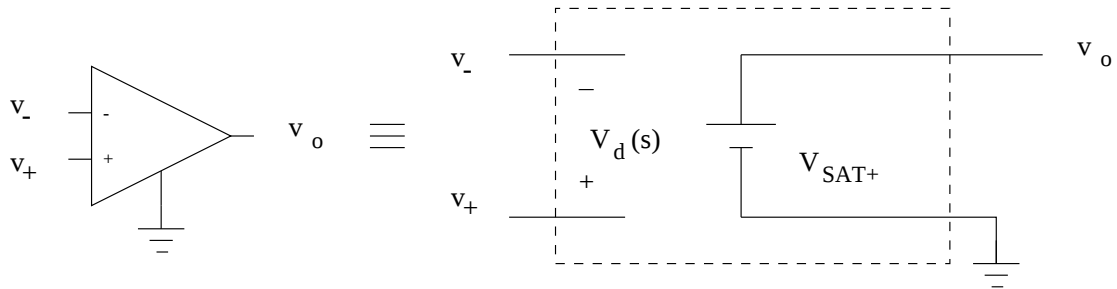


Figura 4.3: Modelo ideal para um OpAmp na região de saturação positiva.

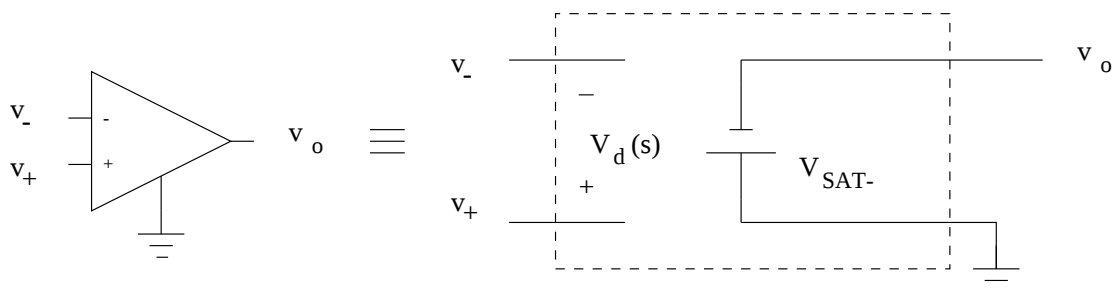


Figura 4.4: Modelo ideal para um OpAmp na região de saturação negativa.

Na região linear, o OpAmp pode ser modelado conforme a Figura 4.5 e equacionado no domínio da frequência por

$$V_o(s) = A_d(s) V_d(s) . \quad (4.5)$$

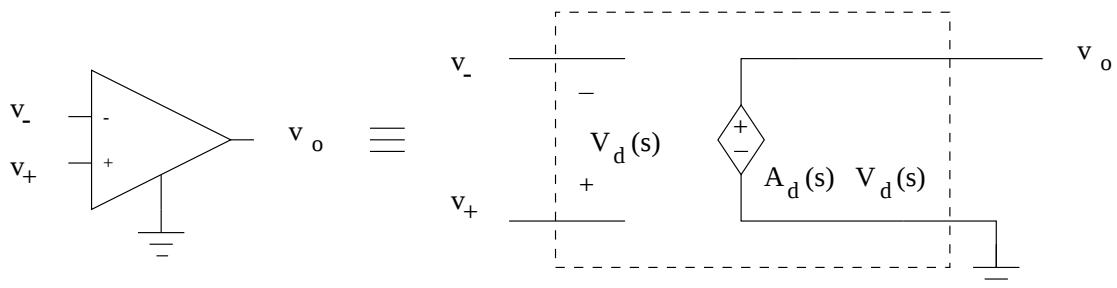


Figura 4.5: Modelo ideal para um OpAmp na região linear.

Ainda como característica de projeto, um OpAmp deve apresentar um ganho diferencial elevado para sinais constantes. Por isso, para a região linear do modelo ideal, pode-se adotar as seguintes equações

$$A_d(s) = A_0 \rightarrow \infty , \quad (4.6)$$

$$V_{PS-} < v_o < V_{PS+} \quad (4.7)$$

e

$$v_d = (v_+ - v_-) = \frac{v_o}{A_0} \rightarrow 0 . \quad (4.8)$$

A Equação (4.8) indica que, para manter o OpAmp na sua região linear, é necessária uma tensão diferencial de entrada com valor extremamente pequeno.

Uma outra forma de interpretar a Equação (4.8) é pensar que, se o OpAmp for mantido na sua região linear, a tensão entre seus terminais de entrada será, aproximadamente, nula e independente das correntes de entrada. Isto define a ocorrência de um curto-circuito virtual entre seus terminais de entrada. Esta característica de operação é largamente utilizada para simplificar a análise de circuitos com OpAmps realimentados negativamente.

Como consequência das Equações (4.6) – (4.8), a Figura 4.6 ilustra a curva característica de um OpAmp ideal. Deve-se notar que, devido ao elevado ganho do OpAmp na região linear, esta é aproximada por uma descontinuidade entre as regiões de saturação.

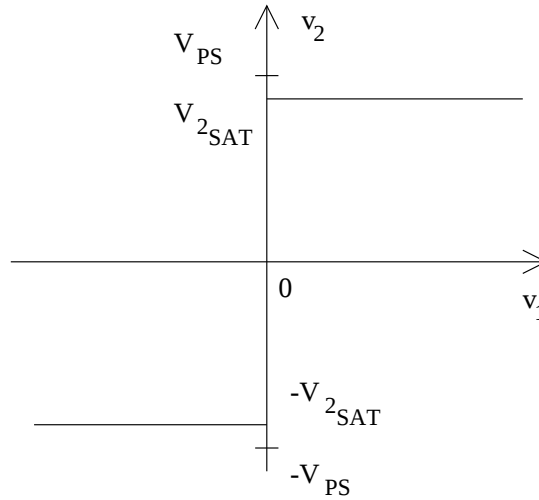


Figura 4.6: Curva característica de um modelo ideal para um OpAmp genérico.

Não se deve esquecer que, ao se definir o ganho para a região linear do modelo ideal, aproximou-se o ganho diferencial ($A_d(s)$) pelo valor do ganho para sinais constantes (A_0). Isto imprime, ao modelo, uma resposta em frequência plana e com valor elevado, o que está em desacordo com o funcionamento de um OpAmp real. Ainda assim, tal modelo se apresenta como uma boa aproximação em baixas frequências, para muitos circuitos e diferentes OpAmps.

4.4 Referências

Os tópicos abordados neste capítulo podem ser encontrados, com mais detalhes, em [1], [2], [3], [4], [5] e [6].

Capítulo 5

Realimentação

5.1 Introdução

Normalmente, em textos de Teoria de Circuitos, de Eletrônica ou mesmo de Amplificação, a realimentação é tratada meramente como um tópico. Porém, em vista das definições que podem ser elaboradas, do formalismo matemático que pode ser desenvolvido e dos resultados que podem ser obtidos, pode-se falar em uma Teoria da Realimentação, conforme é abordada em alguns textos de Teoria de Controle e Teoria de Sistemas. Assim sendo, as próximas seções discutem alguns tópicos relativos à Teoria da Realimentação, bem como sua aplicação a sistemas e a circuitos.

5.2 Definições

Um determinado fluxo é dito em malha aberta se o mesmo ocorre em um único sentido. Isso é exemplificado através do Diagrama de Blocos da Figura 5.1 e do Diagrama (ou Grafo) de Fluxo de Sinal (*Signal-Flow Graph* – SFG) da Figura 5.2.

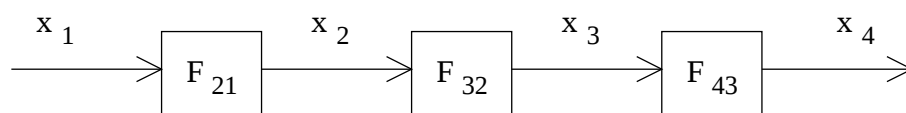


Figura 5.1: Diagrama de blocos de um fluxo em malha aberta.

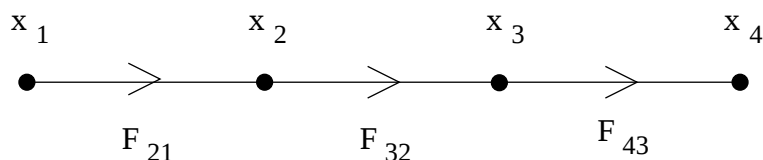


Figura 5.2: Diagrama de fluxo de sinais de um fluxo em malha aberta.

Das Figuras 5.1 e 5.2, pode-se estabelecer as seguintes relações funcionais

$$x_4 = F_{43} x_3 ,$$

$$x_3 = F_{32} x_2 ,$$

e

$$x_2 = F_{21} x_1 ,$$

onde F_{ji} são relações funcionais de causa e efeito ou de entrada e saída, as quais relacionam as variáveis de causa ou de entrada x_i com as variáveis de efeito ou de saída x_j .

Diz-se que ocorre uma alimentação direta (*feedforward*) quando, a partir de uma mesma variável, originam-se fluxos paralelos, com o mesmo sentido do fluxo geral, conforme ilustrado nas Figuras 5.3 e 5.4.

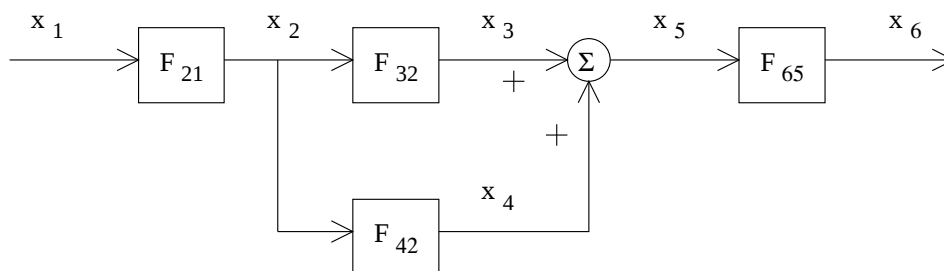


Figura 5.3: Diagrama de blocos de um fluxo em malha aberta com *feedforward*.

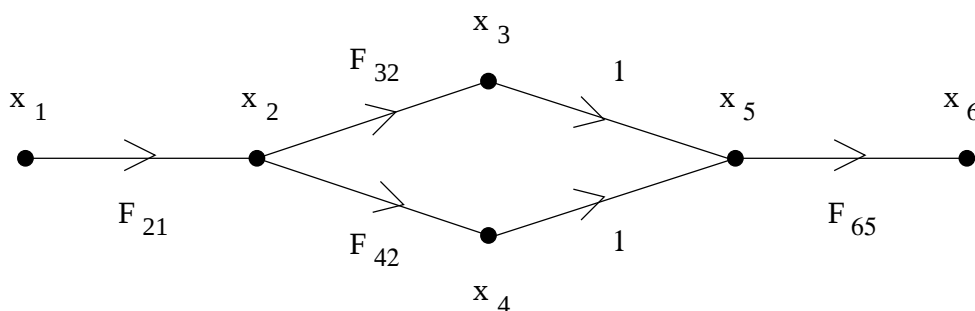


Figura 5.4: Diagrama de fluxo de sinais de um fluxo em malha aberta com *feedforward*.

Uma realimentação ou retroalimentação (*feedback*) é caracterizada pela existência de um fluxo de sentido contrário ao do fluxo geral. As Figuras 5.5 e 5.6 mostram a ocorrência de uma realimentação. Em tais figuras, o sinal negativo utilizado na realimentação tem por objetivo deixar a estrutura na forma comumente encontrada em Teoria de Sistemas e Teoria de Circuitos.

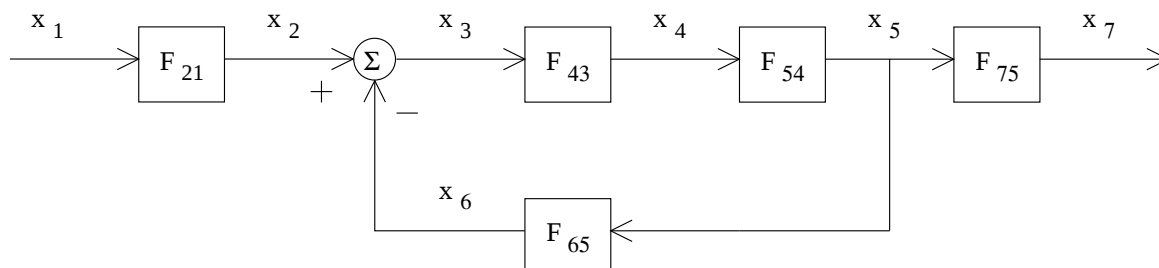


Figura 5.5: Diagrama de blocos de um fluxo contendo realimentação.

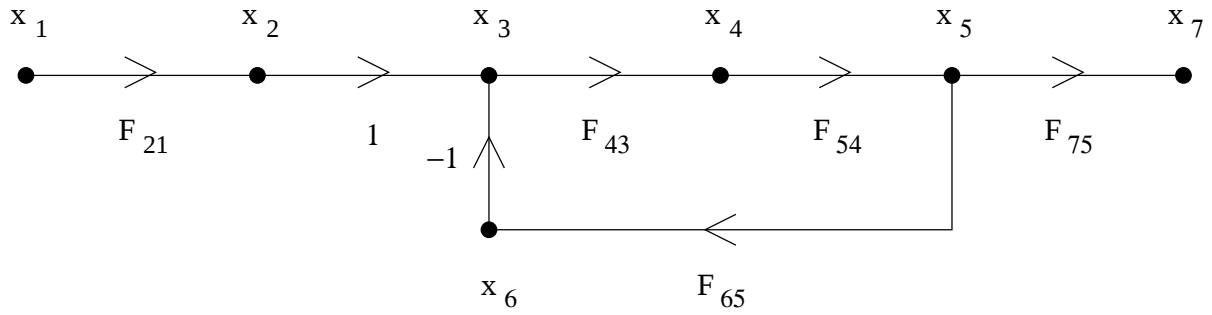


Figura 5.6: Diagrama de fluxo de sinais de um fluxo contendo realimentação.

Das Figuras 5.5 e 5.6, pode-se estabelecer as seguintes relações funcionais

$$x_2 = F_{21} x_1 ,$$

$$x_3 = x_2 - x_6 ,$$

$$x_6 = F_{65} x_5 ,$$

$$x_5 = F_{54} x_4 ,$$

$$x_4 = F_{43} x_3 ,$$

e

$$x_7 = F_{75} x_5 ,$$

das quais pode-se deduzir que

$$x_5 = \frac{F_{54}F_{43}}{1 + F_{54}F_{43}F_{65}} x_2 = F_{52} x_2 , \quad (5.1)$$

onde

$$F_{52} = \frac{F_{54}F_{43}}{1 + F_{54}F_{43}F_{65}} . \quad (5.2)$$

Das Figuras 5.5 e 5.6, pode-se definir ainda duas outras importantes relações, que são

$$F_{rr} = F_{54}F_{43}F_{65} \quad (5.3)$$

e

$$F_{rd} = 1 + F_{rr} = 1 + F_{54}F_{43}F_{65} ,$$

onde:

$F_{rr} \rightarrow$ razão de retorno ou *return ratio*.

$F_{rd} \rightarrow$ diferença de retorno ou *return difference*.

5.3 Existência de realimentação

Das Figuras 5.5 e 5.6, pode-se interpretar realimentação como uma sequência fechada (mesma variável de início e de fim) de relações funcionais de causa e efeito envolvendo determinadas variáveis do fluxo. Baseado nisso, pode-se argumentar que a presença ou a ausência de realimentação dentro de um determinado fluxo é uma questão de ponto de vista, dependendo apenas de como o fluxo em questão é formulado. Isso pode ser visualizado ao se remodelar o fluxo das Figuras 5.5 e 5.6 no fluxo das Figuras 5.7 e 5.8, com o auxílio da Equações (5.1) e (5.2).

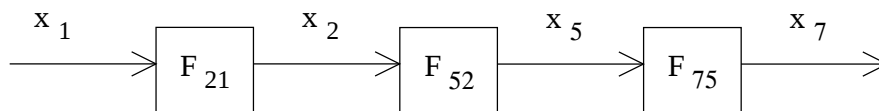


Figura 5.7: Diagrama de blocos de um fluxo sem realimentação.

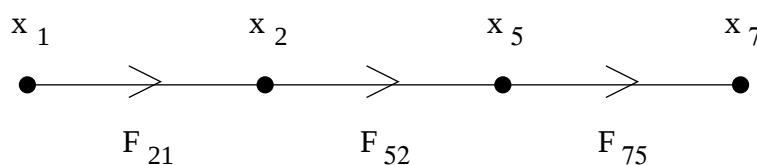


Figura 5.8: Diagrama de fluxo de sinais de um fluxo sem realimentação.

5.4 Tipos de realimentação

Dependendo de como o fluxo realimentado é recombinado com o fluxo direto, a realimentação pode ser definida como positiva ou negativa. Se o fluxo realimentado colabora para o aumento do valor, em módulo, da variável que lhe deu origem, a realimentação é positiva. Caso contrário, se ele provoca a sua diminuição, a realimentação é negativa.

Deve ser ressaltado que a estrutura do fluxo, isoladamente, não é capaz de definir o tipo de realimentação. Por exemplo, a realimentação presente nas Figuras 5.5 e 5.6 só poderá ser classificada como negativa quando sua razão de retorno, definida em (5.3), for positiva.

5.5 Importância da realimentação

Os fluxos em malha aberta, exemplificados nas Figuras 5.1–5.4, possuem um sério problema: caso as suas relações funcionais não apresentem os valores originalmente especificados, as variáveis do fluxo sofrerão mudanças indesejadas. Uma solução para tal problema é constantemente supervisionar as variáveis do fluxo e, caso elas apresentem valores não esperados, realizar as correções necessárias. Observando-se as Figuras 5.5 e 5.6 pode-se constatar que a realimentação implementa tanto a supervisão quanto a autocorreção do fluxo. Dessa forma, pode-se dizer que a realimentação possui uma ação regulatória sobre o fluxo, objetivando ajustar suas características ou minimizar efeitos indesejados que se venham manifestar.

5.6 Sistemas em malha aberta

A Figura 5.9 mostra a estrutura geral de um sistema em malha aberta. Dessa figura constam: i) uma Fonte, que gera um sinal de referência x_r , ii) a Planta, ou sistema a ser controlado, de

onde pode-se medir o sinal controlado x_c e iii) uma Carga, que recebe o sinal controlado.



Figura 5.9: Estrutura geral de um sistema em malha aberta.

Freqüentemente, ocorre a situação onde a Planta não possui as características adequadas para que se cumpram determinadas especificações de projeto, as quais são necessárias ao funcionamento desejado do sistema. Nesses casos, se não for possível modificar a Planta, a solução é adicionar novos elementos à estrutura, com a intenção de corrigir ou compensar determinadas características da Planta. Um elemento utilizado para esse propósito será denominado de Controlador ou Compensador.

Há duas formas básicas de adição de novos elementos à estrutura: conexão série e conexão paralela. Através de suas combinações, diversas estruturas podem ser obtidas.

As Figuras 5.10 e 5.11 mostram, respectivamente, a estrutura geral de um sistema em malha aberta, com a inserção de Controlador em série e em paralelo. Dessas figuras constam: i) uma Fonte, que gera um sinal de referência x_r , ii) um Controlador, que gera um sinal de controle ou de atuação x_a , iii) a Planta, ou sistema a ser controlado, de onde pode-se medir o sinal controlado x_c e iv) uma Carga, que recebe o sinal controlado.

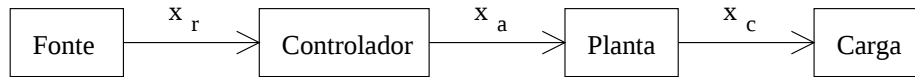


Figura 5.10: Estrutura de um sistema em malha aberta, com conexão de controlador em série.

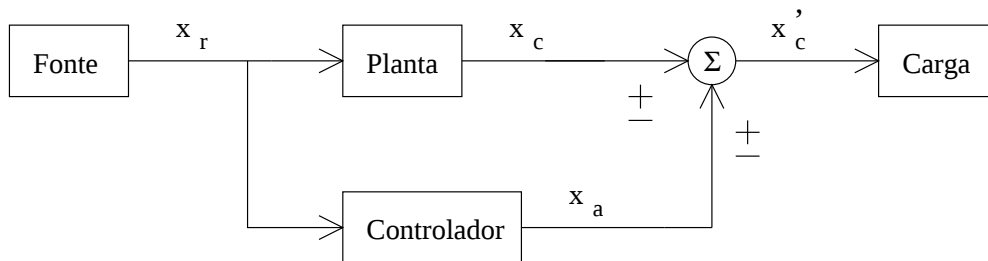


Figura 5.11: Estrutura de um sistema em malha aberta, com conexão de controlador em paralelo.

Na estrutura da Figura 5.11, um determinado sinal é fornecido, paralelamente, a um outro ponto da estrutura, seguindo a mesma direção do fluxo de sinais entre o que se considera a entrada e a saída do sistema. Quando isso ocorre, tal ligação é denominada de *feedforward*.

Dos sistemas das Figuras 5.10 e 5.11, pode-se construir as seguintes relações

$$x_c = (P) x_a = (PC) x_r \quad (5.4)$$

e

$$x'_c = \pm x_c \pm x_a == \pm (P) x_r \pm (C) x_r = (\pm P \pm C) x_r, \quad (5.5)$$

onde P e C são operadores que representam o funcionamento da Planta e do Controlador, respectivamente.

Apesar de sua simplicidade, sistemas em malha aberta apresentam uma nítida desvantagem. Caso algum sinal indesejado, o qual receberá a denominação genérica de **ruído**, seja injetado ao longo do sistema ou caso algum dos parâmetros do Controlador e/ou da Planta seja alterado, o sinal controlado x_c apresentará valores diferentes do esperado.

O problema fundamental de um sistema em malha aberta é o fato de não se implementar mecanismos que possibilitem verificar e corrigir situações de erro.

Os sistemas com realimentação negativa tentam minimizar tais dificuldades, como será visto a seguir.

5.7 Sistemas com realimentação negativa

Em algumas estruturas, um determinado sinal é fornecido paralelamente a um outro ponto da estrutura, seguindo a direção contrária ao fluxo de sinais entre o que se considera a entrada e a saída do sistema. Quando isso ocorre, tal ligação é denominada de realimentação ou retroalimentação (*feedback*).

A Figura 5.12 mostra a estrutura geral de um sistema com realimentação negativa (*negative feedback*). Dessa figura constam: i) uma Fonte, que gera um sinal de referência x_r , ii) um somador (ou subtrator), também denominado comparador ou misturador, que gera um sinal de erro x_e , iii) um Controlador, que gera um sinal de controle ou de atuação x_a , iv) a Planta, ou sistema a ser controlado, de onde pode-se medir o sinal controlado x_c , v) uma Carga, que recebe o sinal controlado e vi) uma realimentação, que gera um sinal realimentado x_f .

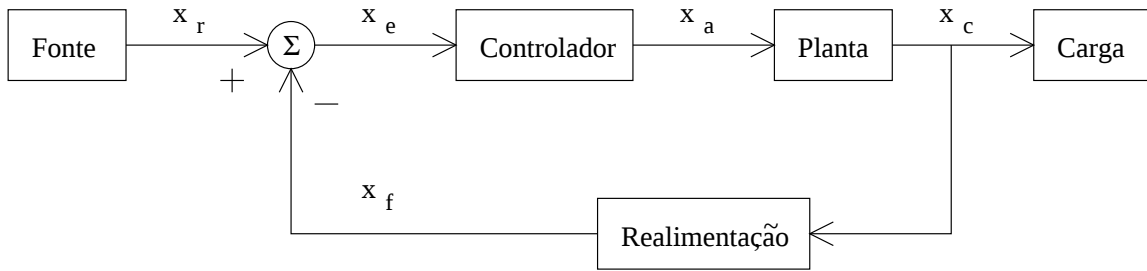


Figura 5.12: Estrutura geral de um sistema com realimentação negativa.

Do sistema realimentado negativamente, pode-se escrever que

$$\begin{aligned}
 x_c &= (P) x_a \\
 &= (PC) x_e \\
 &= (PC) (x_r - x_f) \\
 &= (PC) x_r - (PC) x_f \\
 &= (PC) x_r - (PCF) x_c \\
 &= \left(\frac{PC}{1 + PCF} \right) x_r .
 \end{aligned} \tag{5.6}$$

Deve-se ressaltar que, para que a realimentação seja negativa na estrutura da Figura 5.12, a seguinte relação necessita ser satisfeita

$$PCF > 0 .$$

Utilizando-se a Figura 5.12 e a Equação (5.6) pode-se demonstrar, qualitativamente, como a realimentação negativa implementa um sistema de correção de erros. Supondo-se que haja um aumento em x_a , ocorrerá um aumento em x_c , que acarretará um aumento em x_f , que provocará uma diminuição em x_e , diminuindo x_a . Por outro lado, se houver uma diminuição em x_a , a realimentação atuará de forma a aumentá-lo.

Em sistemas físicos, qualquer dos blocos envolvidos necessitará de alguma quantidade de tempo para que modificações produzidas na sua entrada provoquem alterações em sua saída. Conseqüentemente, será necessário que uma determinada quantidade de tempo transcorra para que o mecanismo de correção de erros do sistema realimentado negativamente atue de forma correta. Essa quantidade de tempo é comumente denominada de tempo de acomodação ou tempo de estabilização. Nesse sentido, pode-se dizer que o tempo de estabilização do sistema realimentado negativamente é um fator limitante para a composição espectral dos sinais que serão aplicados na entrada do sistema.

5.8 Posicionamento de pólos e zeros

Uma análise de posicionamento de pólos e zeros pode ser efetuada ao se considerar que os blocos das Figuras 5.9 a 5.12 são sistemas físicos, lineares e invariantes no tempo, cujas Funções de Transferência são definidas pelas seguintes funções polinomiais racionais:

$$P(s) = \left. \frac{X_c(s)}{X_a(s)} \right|_{CI=0} = \frac{N_P(s)}{D_P(s)}, \quad (5.7)$$

$$C(s) = \left. \frac{X_a(s)}{X_r(s)} \right|_{CI=0} = \frac{N_C(s)}{D_C(s)} \quad (5.8)$$

e

$$F(s) = \left. \frac{X_f(s)}{X_c(s)} \right|_{CI=0} = \frac{N_F(s)}{D_F(s)}, \quad (5.9)$$

onde $CI = 0$ significa condições iniciais iguais a zero.

Para o sistema em malha aberta da Figura 5.10, a transferência total é dada por

$$H(s) = \left. \frac{X_c(s)}{X_r(s)} \right|_{CI=0} = P(s)C(s) = \frac{N_P(s)}{D_P(s)} \frac{N_C(s)}{D_C(s)} = \frac{N_H(s)}{D_H(s)}, \quad (5.10)$$

onde

$$N_H(s) = N_P(s)N_C(s) \quad (5.11)$$

e

$$D_H(s) = D_P(s)D_C(s). \quad (5.12)$$

Para o sistema em malha aberta da Figura 5.11, a transferência total é dada por

$$\begin{aligned} H(s) &= \left. \frac{X'_c(s)}{X_r(s)} \right|_{CI=0} = \pm P(s) \pm C(s) = \pm \frac{N_P(s)}{D_P(s)} \pm \frac{N_C(s)}{D_C(s)} \\ &= \frac{\pm D_C(s)N_P(s) \pm N_C(s)D_P(s)}{D_P(s)D_C(s)} = \frac{N_H(s)}{D_H(s)}, \end{aligned} \quad (5.13)$$

onde

$$N_H(s) = \pm D_C(s)N_P(s) \pm N_C(s)D_P(s) \quad (5.14)$$

e

$$D_H(s) = D_P(s)D_C(s) . \quad (5.15)$$

No caso do sistema realimentado negativamente, a transferência total é dada por

$$\begin{aligned} H_f(s) &= \left. \frac{X_c(s)}{X_r(s)} \right|_{CI=0} = \frac{P(s)C(s)}{1 + P(s)C(s)F(s)} = \frac{\frac{N_P(s)}{D_P(s)} \frac{N_C(s)}{D_C(s)}}{1 + \frac{N_P(s)}{D_P(s)} \frac{N_C(s)}{D_C(s)} \frac{N_F(s)}{D_F(s)}} \\ &= \frac{D_F(s)N_P(s)N_C(s)}{D_P(s)D_C(s)D_F(s) + N_P(s)N_C(s)N_F(s)} = \frac{N_{H_f}(s)}{D_{H_f}(s)} , \end{aligned} \quad (5.16)$$

onde

$$N_{H_f}(s) = D_F(s)N_P(s)N_C(s) \quad (5.17)$$

e

$$D_{H_f}(s) = D_P(s)D_C(s)D_F(s) + N_P(s)N_C(s)N_F(s) . \quad (5.18)$$

As Equações (5.10)–(5.18) mostram que é possível modificar a configuração original de pólos e zeros da Planta, utilizando-se os seguintes mecanismos: i) criação, através da inserção de novas singularidades, ii) remoção, realizada por cancelamento pólo-zero, iii) reposicionamento, promovido conjuntamente pelas operações de remoção por cancelamento e criação e iv) simples reposicionamento das singularidades originais da Planta.

5.9 Amplificadores com realimentação negativa

Na representação de amplificadores com realimentação negativa, é comum que se aglutine os blocos Comparador e Planta em um único bloco Amplificador, representando-se o sistema realimentado conforme a Figura 5.13.

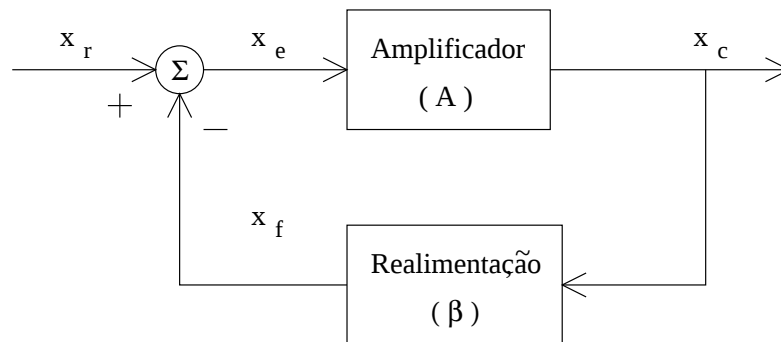


Figura 5.13: Estrutura geral de um amplificador com realimentação negativa.

Assim, a relação descrita em (5.6) passa a ser escrita como

$$x_c = \left(\frac{A}{1 + A\beta} \right) x_r = (A_f) x_r , \quad (5.19)$$

onde:

$$A_f = \frac{A}{1 + A\beta} \quad (5.20)$$

e

$$A\beta > 0 .$$

Os parâmetros envolvidos no sistema realimentado recebem as seguintes denominações:

A	$\rightarrow$	ganho em malha aberta ou <i>open-loop gain</i> .
β	$\rightarrow$	fator de realimentação ou <i>feedback factor</i> .
$A\beta$	$\rightarrow$	ganho de malha ou <i>loop gain</i> .
$(1 + A\beta)$	$\rightarrow$	quantidade de realimentação ou <i>amount of feedback</i> .
A_f	$\rightarrow$	ganho em malha fechada ou <i>closed-loop gain</i> .

Nos casos onde $A\beta \gg 1$, a Equação 5.20 pode ser aproximada por

$$A_f = \frac{A}{1 + A\beta} \approx \frac{1}{\beta} . \quad (5.21)$$

A Equação (5.21) apresenta um resultado muito importante: uma vez que se escolha adequadamente os valores dos ganhos do amplificador original e da realimentação ($A\beta \gg 1$), esta última pode controlar isoladamente o ganho do amplificador realimentado final.

Outro resultado muito útil pode ser encontrado na relação entre os sinais x_r e x_f , a qual é dada por

$$x_f = \left(\frac{A\beta}{1 + A\beta} \right) x_r . \quad (5.22)$$

Nos casos onde $A\beta \gg 1$, a Equação (5.22) pode ser aproximada por

$$x_f = \left(\frac{A\beta}{1 + A\beta} \right) x_r \approx x_r . \quad (5.23)$$

A Equação (5.23) mostra que, para $A\beta \gg 1$, a realimentação negativa obriga que os sinais x_r e x_f assumam, aproximadamente, o mesmo valor, ainda que não estejam diretamente conectados. Essa é uma propriedade denominada de *tracking*, uma vez que o sinal x_f tenta, continuamente, igualar-se ao sinal x_r . Em termos elétricos, considerando-se que os sinais x_r e x_f sejam sinais de tensão, tal efeito é denominado **curto-circuito virtual**. Este resultado é bastante útil na análise de circuitos realimentados negativamente, uma vez que simplifica enormemente a quantidade de cálculos efetuados.

5.10 Análise de circuitos usando realimentação negativa

Dado o amplificador ilustrado na Figura 5.14, construído a partir de um OpAmp realimentado negativamente, um exemplo de análise que emprega a teoria de realimentação negativa é desenvolvido a seguir.

Inicialmente, o circuito original do amplificador pode ser redesenhado como na Figura 5.15, a qual destaca a estrutura de um sistema realimentado negativamente.

Em seguida, empregando-se o modelo ideal para o OpAmp e considerando-se que o mesmo está operando em sua região linear, bem como adotando-se um modelo com parâmetros z para a malha de realimentação, a Figura 5.16 apresenta um modelo equivalente para o amplificador.

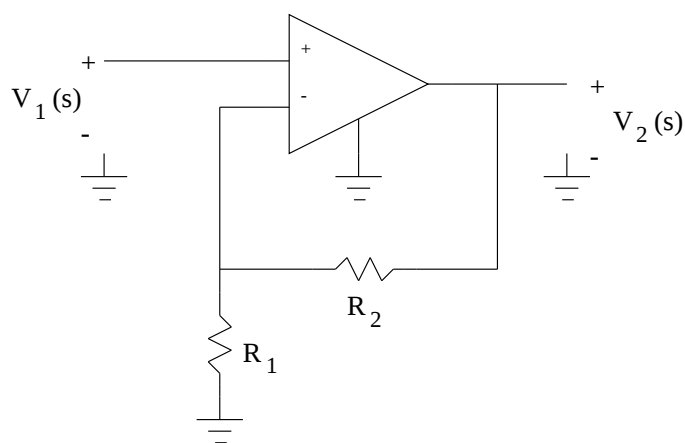


Figura 5.14: Amplificador utilizando OpAmp com realimentação negativa.

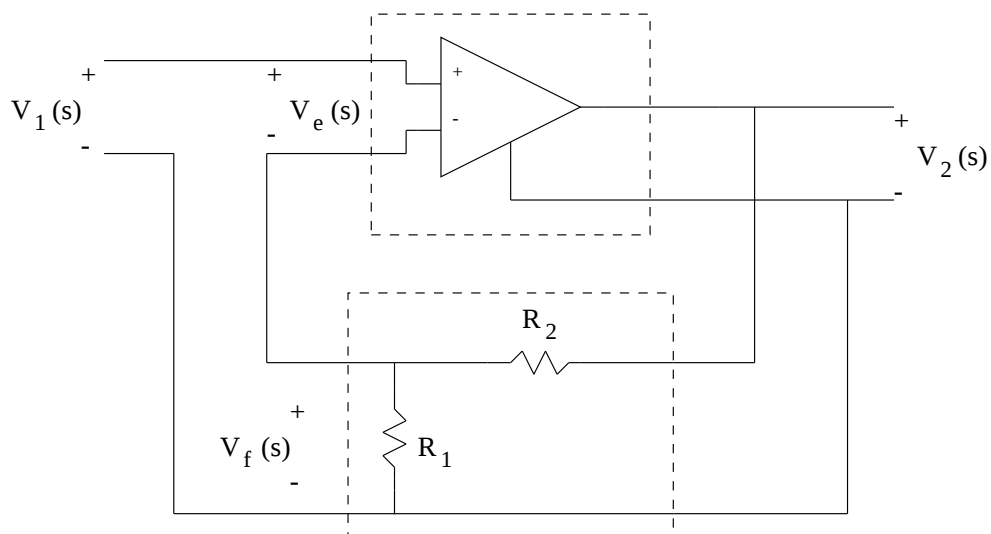


Figura 5.15: Desenho equivalente do amplificador, destacando a estrutura de um sistema realimentado negativamente.

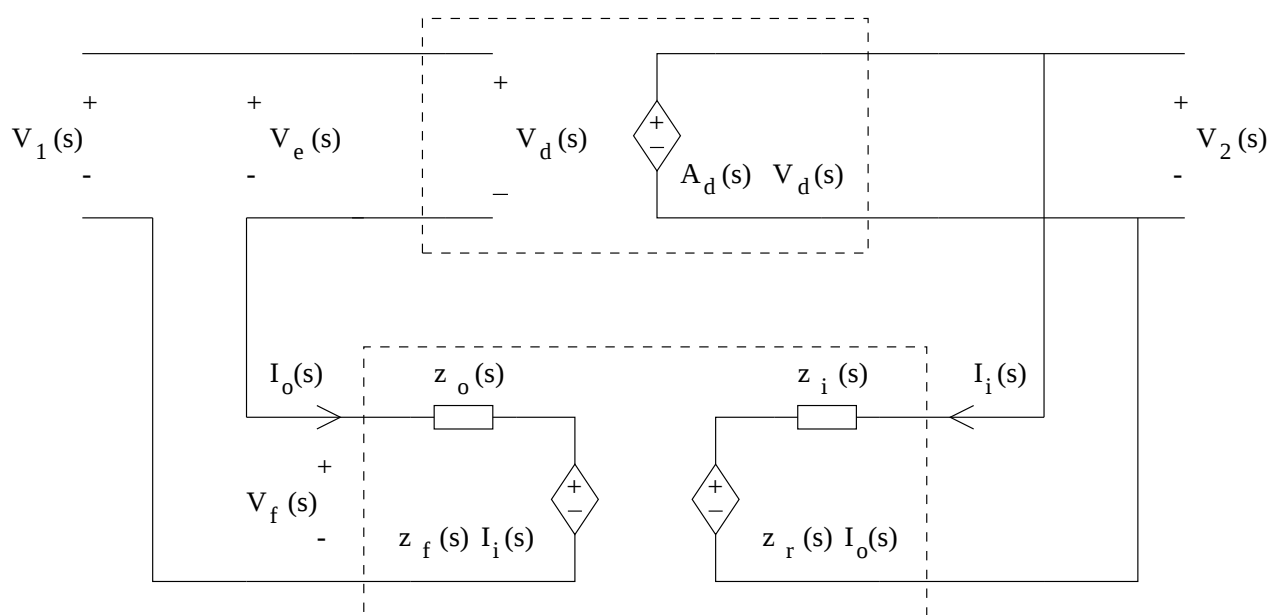


Figura 5.16: Modelo equivalente para o amplificador.

A matriz $\mathbf{Z}$ da malha de realimentação é dada por

$$\mathbf{Z} = \begin{bmatrix} z_i & z_r \\ z_f & z_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (R_1 + R_2) & (R_1) \\ (R_1) & (R_1) \end{bmatrix} .$$

Uma vez que $I_o(s) = 0A$ e $I_i(s) = \frac{V_2(s)}{z_i(s)}$, pode-se adotar o modelo simplificado das Figuras 5.17 e 5.18, onde $A(s) = A_d(s)$ e $\beta(s) = \frac{z_f(s)}{z_i(s)}$. Dessa figuras, pode-se escrever que

$$\begin{aligned} \frac{V_2(s)}{V_1(s)} &= \frac{A(s)}{1 + A(s)\beta(s)} \\ &= \frac{A_d(s)}{1 + A_d(s) \left[\frac{z_f(s)}{z_i(s)} \right]} \\ &= \left[\frac{z_i(s)}{z_f(s)} \right] \frac{A_d(s)}{A_d(s) + \left[\frac{z_i(s)}{z_f(s)} \right]} \\ &= \left[\frac{z_i(s)}{z_f(s)} \right] \frac{1}{1 + \left[\frac{z_i(s)}{z_f(s)} \right] \frac{1}{A_d(s)}} \\ &= \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \frac{1}{1 + \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \frac{1}{A_d(s)}} . \end{aligned} \quad (5.24)$$

Deve ser ressaltado que a Equação (5.24) só é válida para

$$A(s)\beta(s) = A_d(s) \left[\frac{z_f(s)}{z_i(s)} \right] = A_d(s) \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) > 0 .$$

Quando $A(s)\beta(s) \gg 1$ ou, nesse caso, quando $A_d(s) \gg \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)$, a Equação (5.24) poderá ser aproximada por

$$\frac{V_2(s)}{V_1(s)} \approx \frac{1}{\beta(s)} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) .$$

5.11 Referências

Os tópicos abordados neste capítulo podem ser encontrados, com mais detalhes, em [3], [4], [7], [8], e [9].

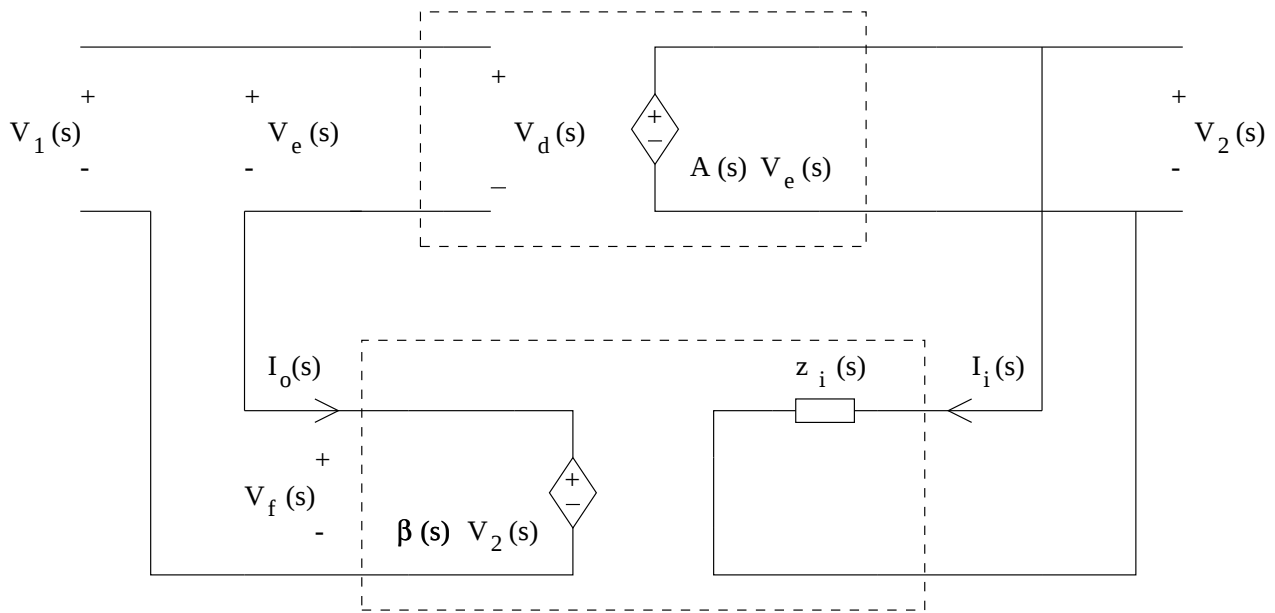


Figura 5.17: Modelo simplificado para o amplificador.

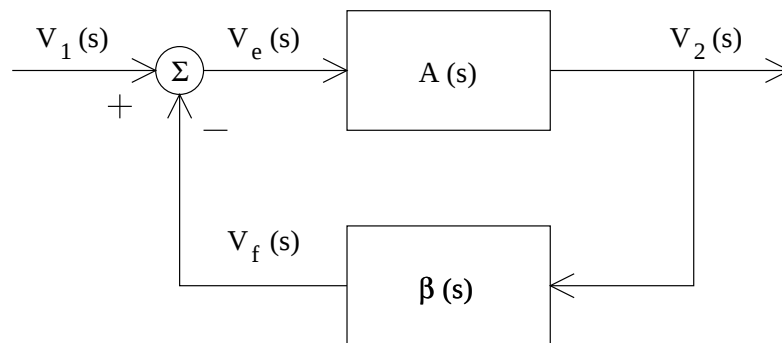


Figura 5.18: Estrutura geral para o amplificador.

Capítulo 6

Circuitos básicos

6.1 Introdução

Neste capítulo são apresentados exemplos de circuitos que se utilizam de OpAmps para implementar algumas funções básicas em processamento de sinal analógico. Alguns dos circuitos abordados necessitam que o OpAmp se mantenha operando apenas da região linear. Por outro lado, outros circuitos se aproveitam de toda a característica não linear de operação do OpAmp. Com o objetivo de investigar apenas a funcionalidade de cada circuito, as análises são efetuadas substituindo-se cada OpAmp por seu modelo ideal. Caso se deseje definir as limitações de cada circuito, deve-se refazer as análises com modelos mais elaborados.

6.2 Circuitos não lineares

Pode-se dizer que há duas formas básicas de se utilizar OpAmps em circuitos não lineares. Na primeira delas, o OpAmp é o próprio elemento não linear, trabalhando em toda a sua região de operação. Na outra forma, os OpAmps trabalham na sua região linear de operação e empregam-se elementos não lineares, tais como diodos e transistores. Neste caso, o elemento não linear trabalha como chave e/ou é utilizada a sua característica não linear de operação (quadrática ou exponencial).

A seguir, são apresentados apenas os casos mais simples, com o OpAmp trabalhando em toda a sua região não linear de operação.

6.2.1 Comparadores simples

Um comparador simples é definido como um bloco cuja saída x_2 apresenta formas distintas de sinalização para representar a relação de amplitudes entre um sinal de entrada x_1 e um sinal de referência x_r . A comparação dos sinais de entrada pode ser interpretada como a diferença x_d entre eles, onde $|x_d| = |x_1 - x_r|$. Dessa forma, pode-se dizer que a saída x_2 é função da entrada diferencial x_d .

Observando-se a curva característica de um OpAmp, ilustrada na Figura 6.1, pode-se constatar que, se for utilizada toda a sua região não linear de operação, o OpAmp realiza a função de um comparador simples. Neste caso, o OpAmp sinaliza com $v_o(t) = V_{SAT-}$ ou $v_o(t) = V_{SAT+}$ quando $v_d(t) < 0$ ou $v_d(t) > 0$, respectivamente.

Teoricamente, segundo o modelo ideal, o OpAmp deve sinalizar com $v_o(t) = 0$ quando $v_d(t) = 0$. Na prática, porém, não se consegue cumprir tal relação, pois: i) imperfeições do próprio OpAmp fazem com que $v_o(t) \neq 0$ quando $v_d(t) = 0$ e ii) o ganho elevado do OpAmp

reduz a região linear a uma faixa tão estreita ($v_{d_{lin}} \rightarrow 0$) que qualquer pequena variação é capaz de saturar o OpAmp.

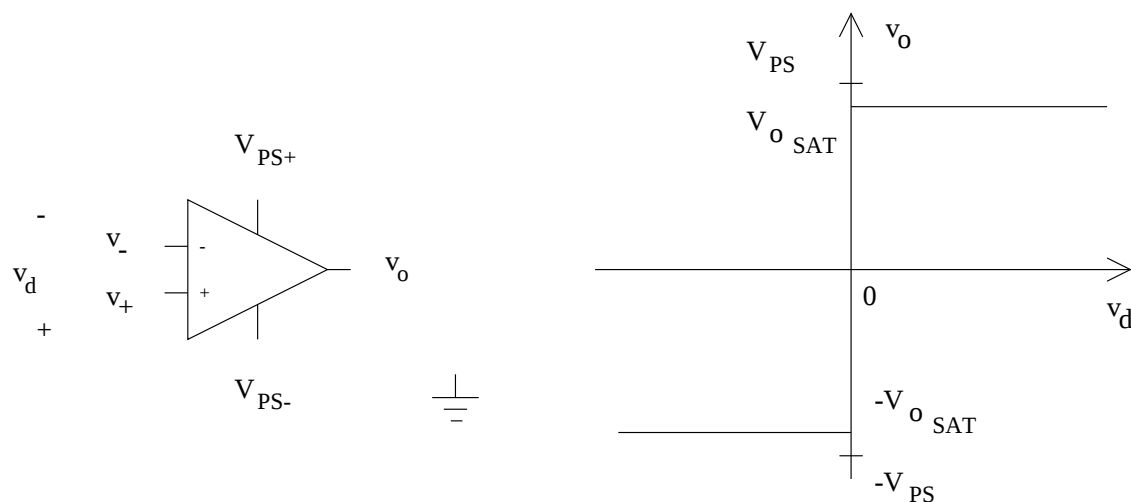


Figura 6.1: Curva característica de um OpAmp.

Dependendo dos sinais que são aplicados na entrada e de como eles são ligados às entradas positiva e negativa do OpAmp, diversas configurações de comparadores simples podem ser implementadas. As Figuras 6.2 – 6.7 apresentam implementações de comparadores simples, nas configurações não inversora e inversora, com tensões de comparação nula e não nula.

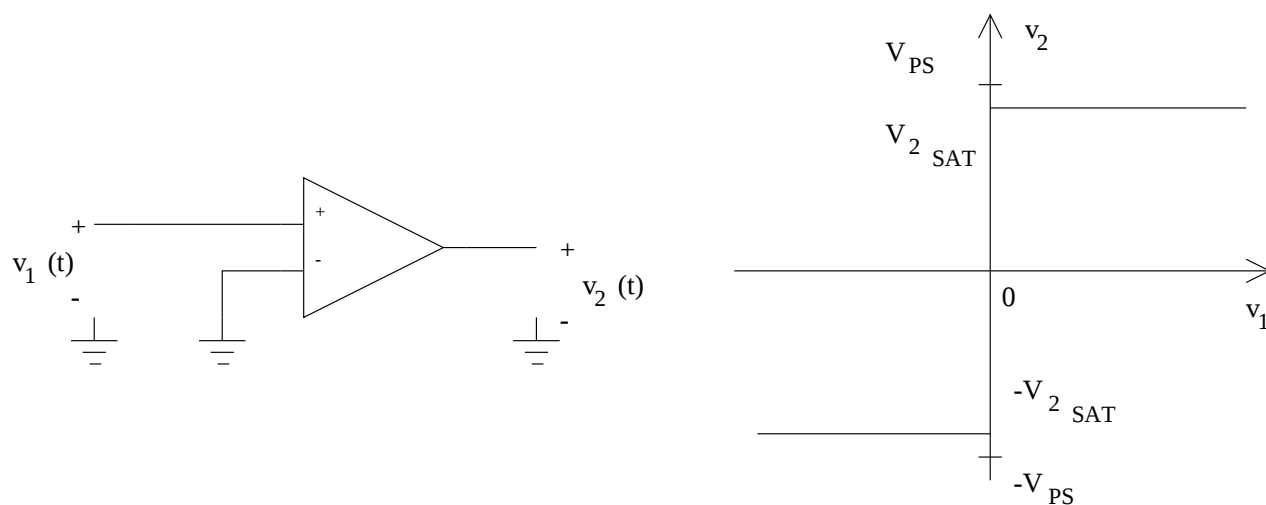


Figura 6.2: Comparador simples não inversor sem deslocamento.

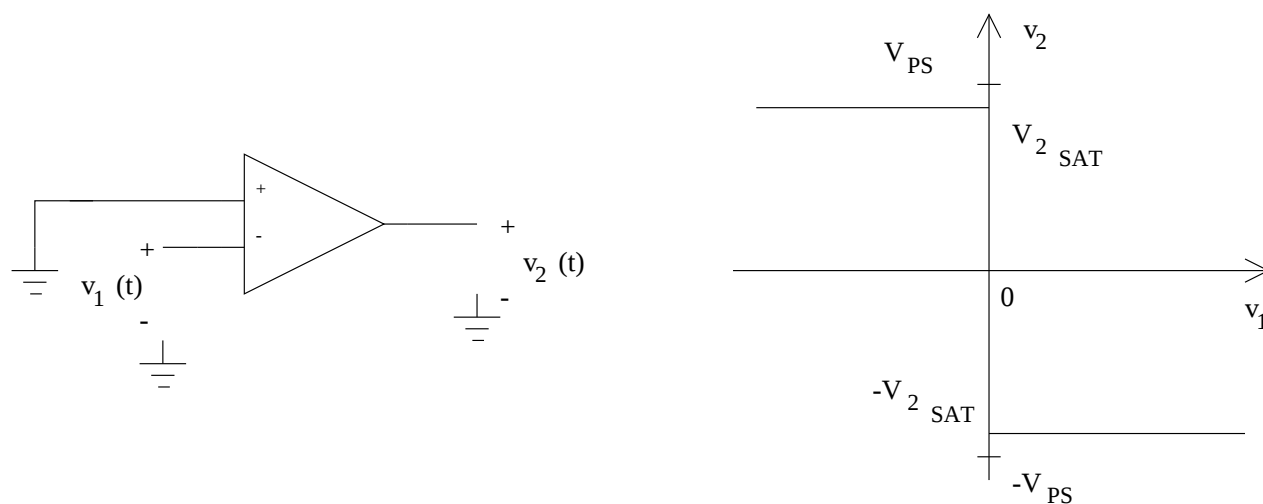


Figura 6.3: Comparador simples inversor sem deslocamento.

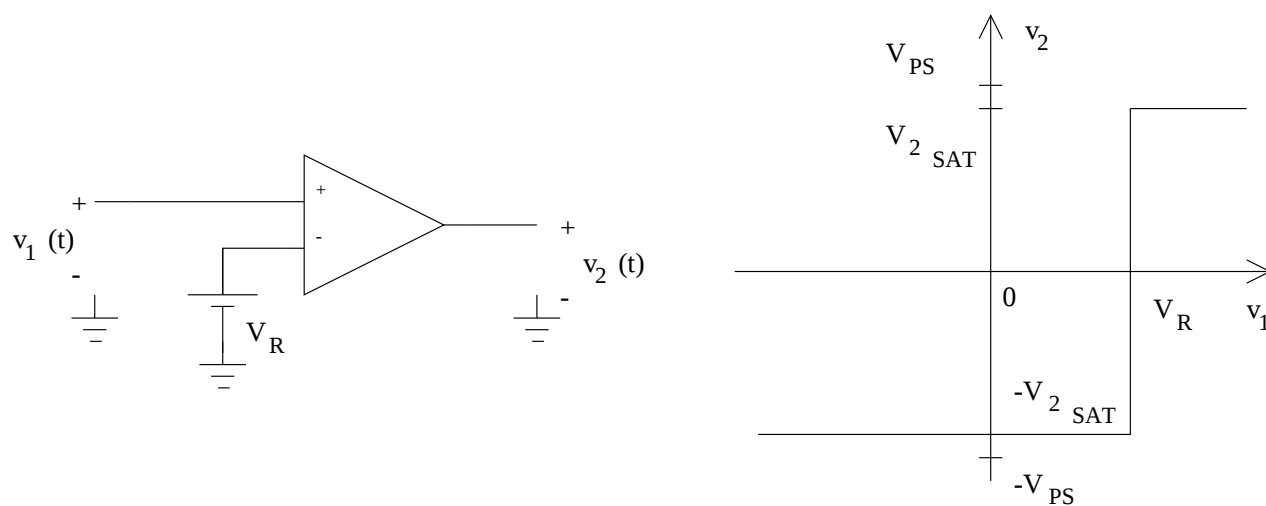


Figura 6.4: Comparador simples não inversor com deslocamento positivo.

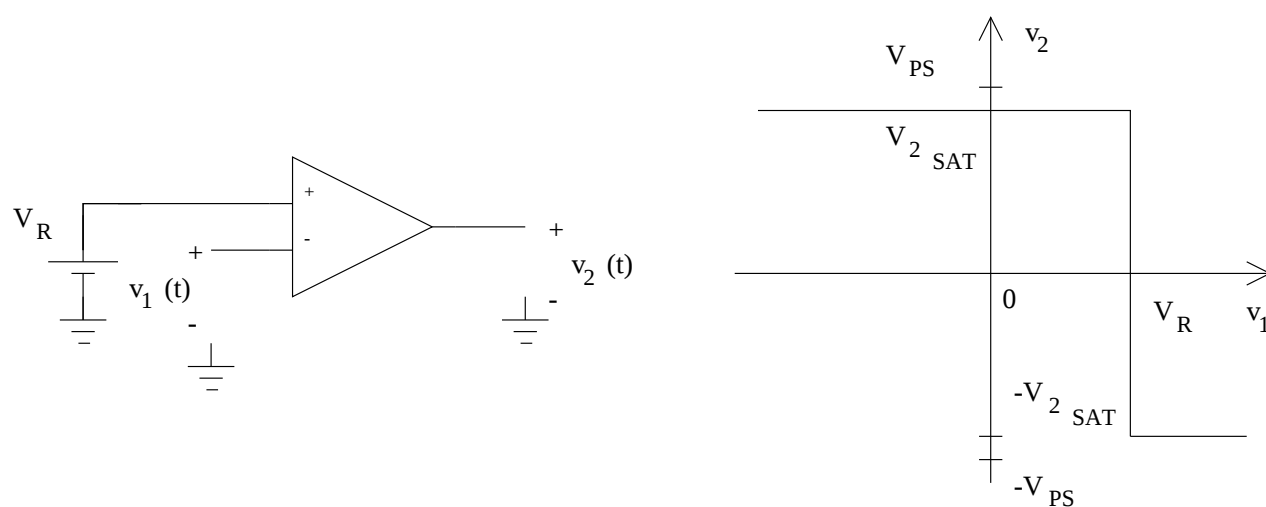


Figura 6.5: Comparador simples inversor com deslocamento positivo.

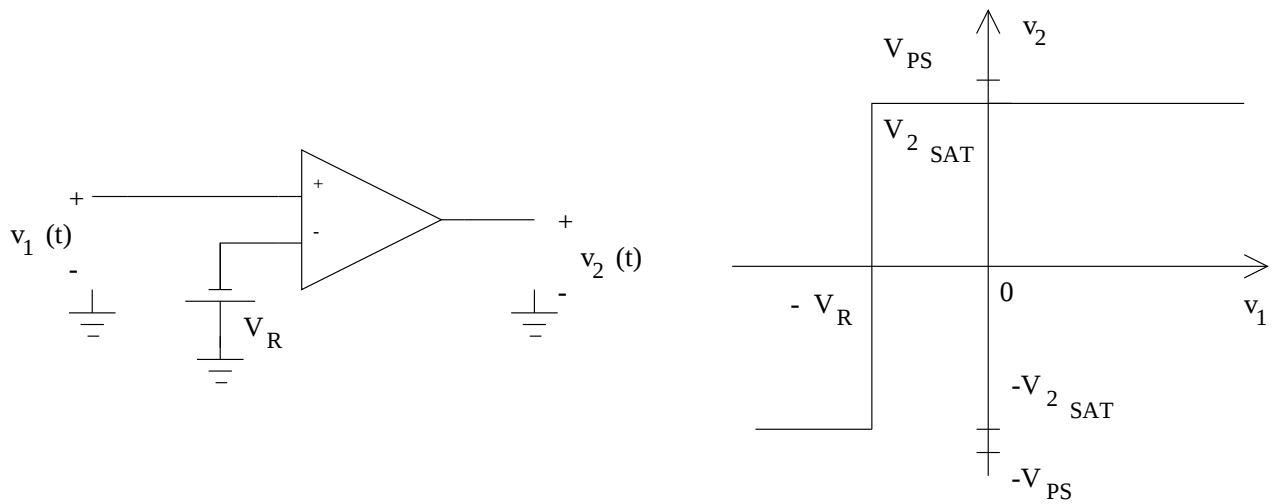


Figura 6.6: Comparador simples não inversor com deslocamento negativo.

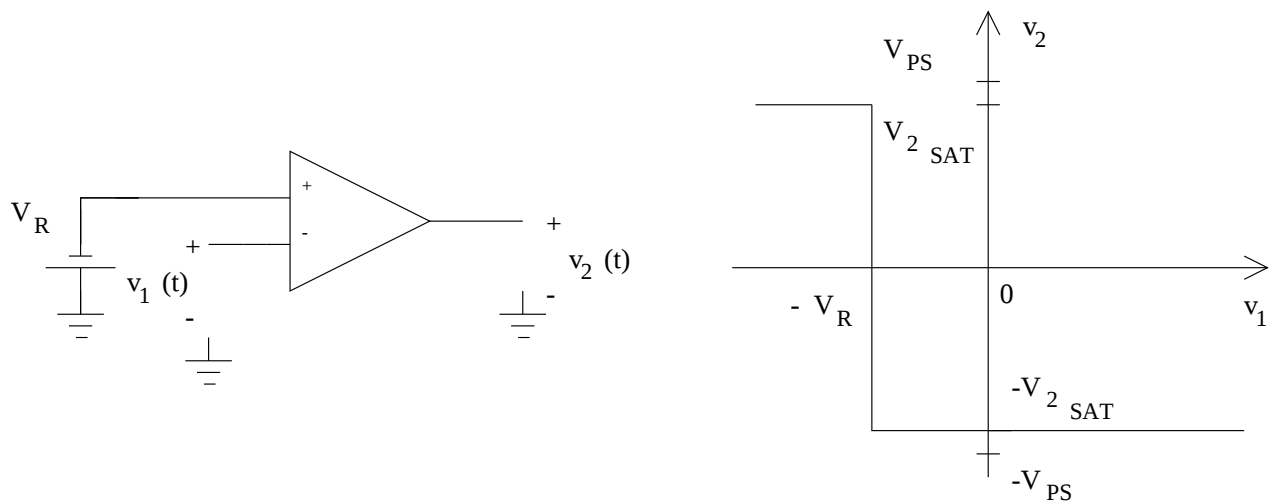


Figura 6.7: Comparador simples inversor com deslocamento negativo.

6.2.2 Margem de ruído e laço de histerese

Diante de sinais com um nível significativo de ruído os comparadores simples podem ter a sua funcionalidade comprometida. Tal situação é ilustrada Figura 6.8. Conforme pode ser constatado nesta figura, a perda de funcionalidade ocorre porque o ruído, modificando o sinal original, faz com que o sinal total cruze várias vezes o único ponto de comparação existente (V_T). Dessa forma, cada vez que o sinal total torna-se maior ou menor que o valor de comparação, ele provoca uma mudança de estado do comparador. Tal observação conduz a uma possível solução: adotar mais de um nível de comparação. Neste caso, apresentado na Figura 6.9, quando o sinal total torna-se maior que um dos níveis de comparação (V_{TH}), o comparador assume um de seus dois estados. Por sua vez, quando o sinal total torna-se menor que o outro nível de comparação (V_{TL}), o comparador assume o seu outro estado. Entre os dois níveis de comparação ($V_{TL} < v_1(t) < V_{TH}$), forma-se uma **zona morta**, denominada **margem de ruído**, que insensibiliza o comparador em relação às variações provocadas pelo ruído.

A Figura 6.10 apresenta as duas curvas características de comparação, relativas aos dois níveis de comparação. A união das duas curvas gera a curva característica total de operação, mostrada na Figura 6.11, a qual apresenta um **laço de histerese** (atraso) associado à zona morta ou margem de ruído.

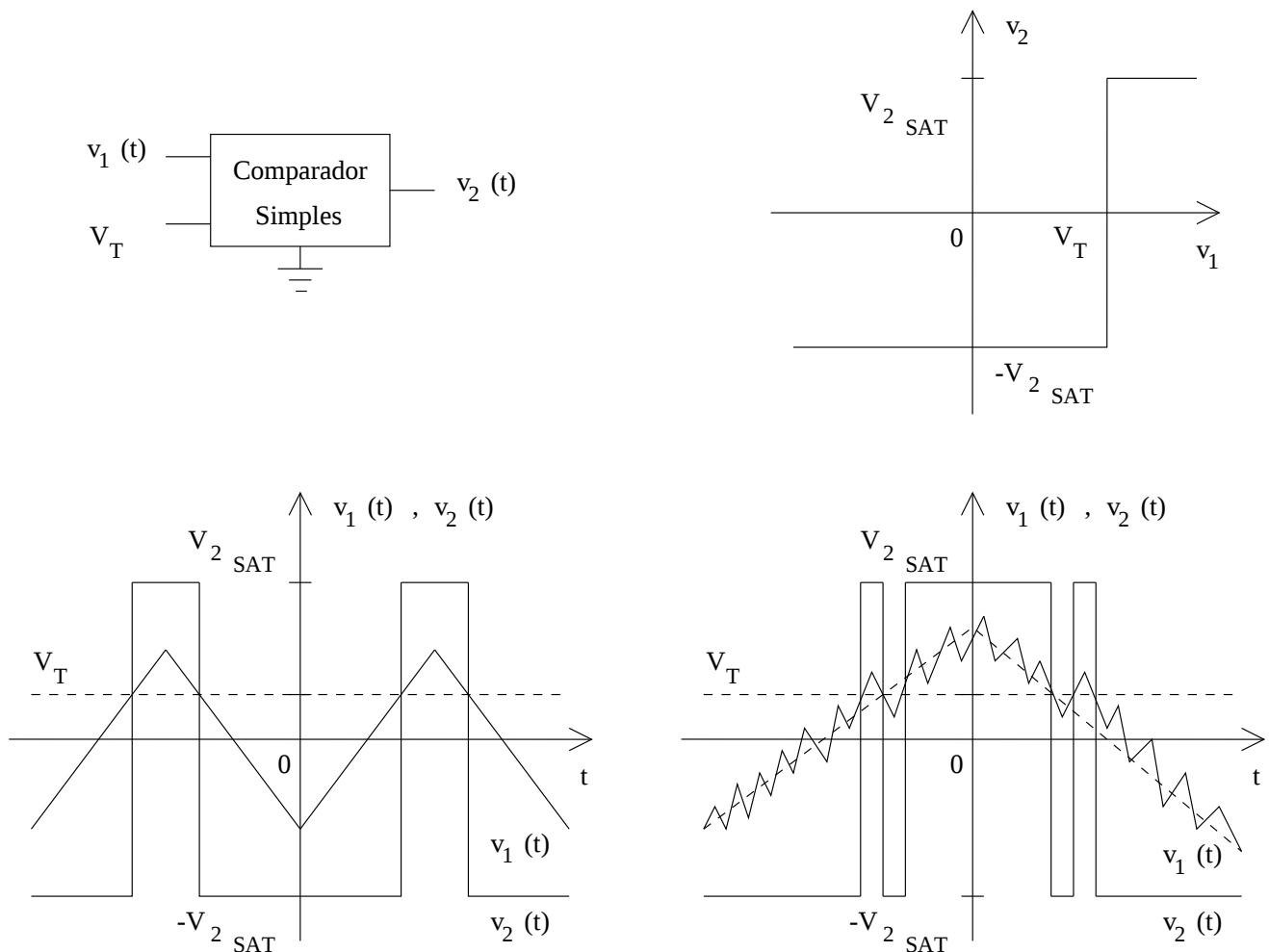


Figura 6.8: Comparador simples não inversor na presença de ruído.

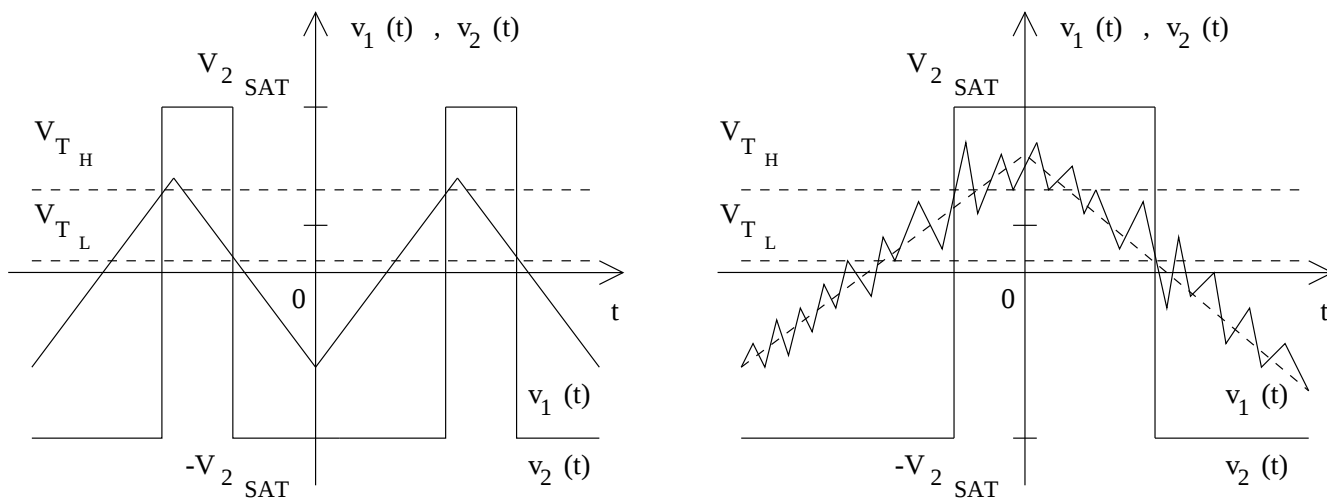


Figura 6.9: Comparador não inversor com dois níveis de comparação.

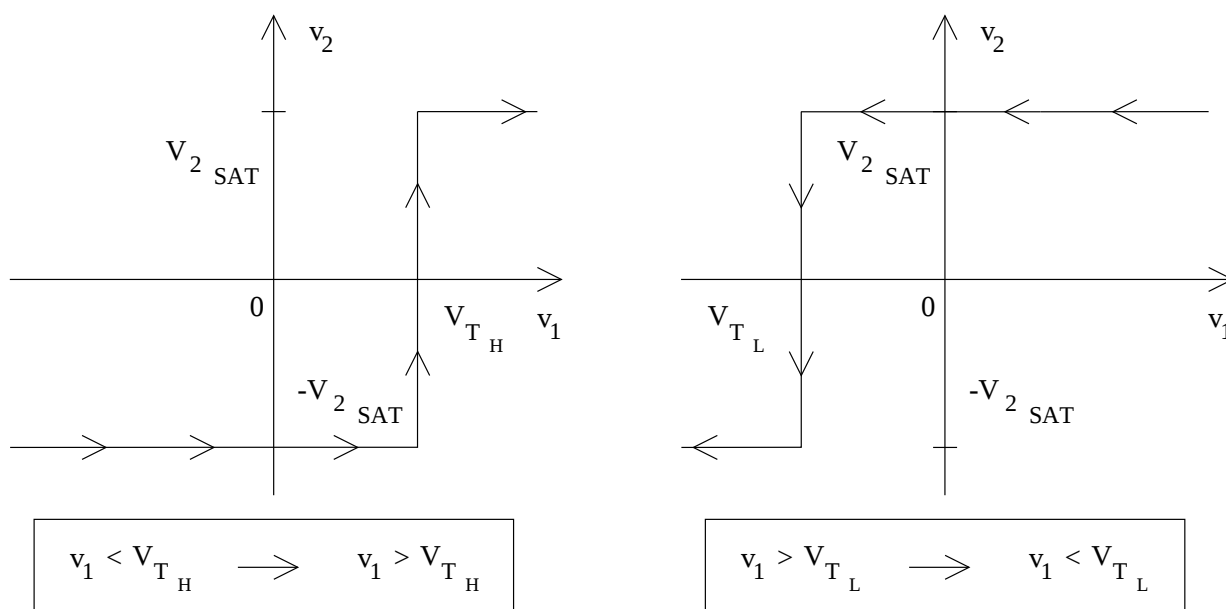


Figura 6.10: Curvas características relativas aos dois níveis de um comparação.

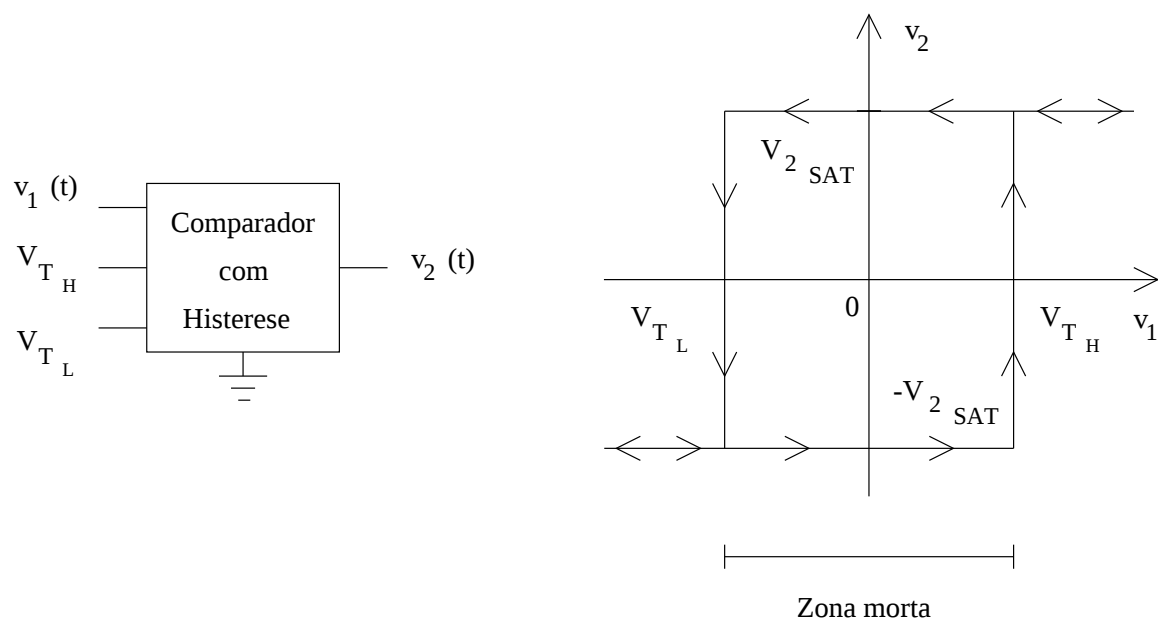


Figura 6.11: Curva característica de um comparador não inversor com laço de histerese.

6.2.3 Comparadores com histerese

Geral

$$v_d(t) = v_+(t) - v_-(t)$$

$$v_d(t) > 0 \rightarrow v_o(t) = V_{SAT+}$$

$$v_d(t) < 0 \rightarrow v_o(t) = V_{SAT-}$$

Inversor

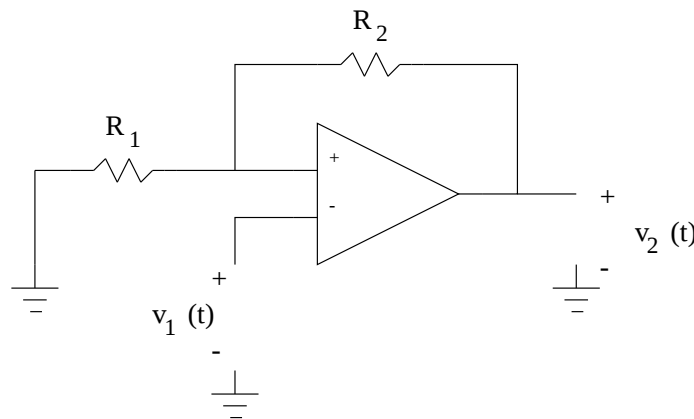


Figura 6.12: Comparador com histerese inversor.

$$v_+(t) = \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) v_2(t)$$

Supondo-se $v_d(t) > 0$, tem-se

$$v_2(t) = V_{SAT+}$$

e

$$v_+(t) = \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) V_{SAT+}$$

O valor $v_1(t) = V_{TH}$, que acarreta a mudança de estado de $v_2(t) = V_{SAT+}$ para $v_2(t) = V_{SAT-}$, ocorre quando $v_d(t) = 0$ e é calculado por

$$v_+(t) - v_-(t) = 0$$

$$\left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) V_{SAT+} - V_{TH} = 0$$

$$V_{TH} = \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) V_{SAT+}$$

Supondo-se $v_d(t) < 0$, tem-se

$$v_2(t) = V_{SAT-}$$

e

$$v_+(t) = \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) V_{SAT-}$$

O valor $v_1(t) = V_{TL}$, que acarreta a mudança de estado de $v_2(t) = V_{SAT-}$ para $v_2(t) = V_{SAT+}$, ocorre quando $v_d(t) = 0$ e é calculado por

$$v_+(t) - v_-(t) = 0$$

$$\left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) V_{SAT-} - V_{TL} = 0$$

$$V_{TL} = \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) V_{SAT-}$$

Não inversor

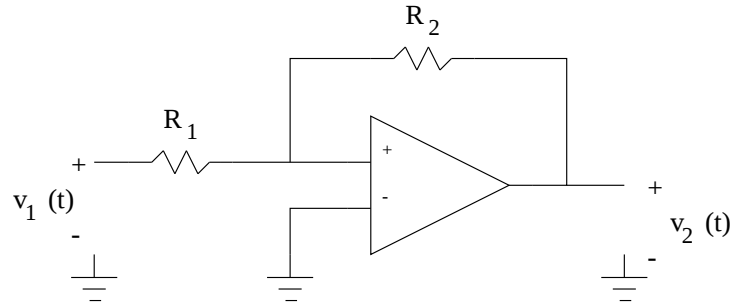


Figura 6.13: Comparador com histerese não inversor.

$$v_+(t) = \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) v_2(t) + \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) v_1(t)$$

Supondo-se $v_d(t) > 0$, tem-se

$$v_2(t) = V_{SAT+}$$

e

$$v_+(t) = \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) V_{SAT+} + \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) v_1(t)$$

O valor $v_1(t) = V_{TL}$, que acarreta a mudança de estado de $v_2(t) = V_{SAT+}$ para $v_2(t) = V_{SAT-}$, ocorre quando $v_d(t) = 0$ e é calculado por

$$v_+(t) - v_-(t) = 0$$

$$\left(\frac{R_1}{R_1 + R_2}\right) V_{SAT+} + \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2}\right) V_{T_L} = 0$$

$$V_{T_L} = -\left(\frac{R_1}{R_2}\right) V_{SAT+}$$

Supondo-se $v_d(t) < 0$, tem-se

$$v_2(t) = V_{SAT-}$$

e

$$v_+(t) = \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2}\right) V_{SAT-} + \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2}\right) v_1(t)$$

O valor $v_1(t) = V_{T_H}$, que acarreta a mudança de estado de $v_2(t) = V_{SAT-}$ para $v_2(t) = V_{SAT+}$, ocorre quando $v_d(t) = 0$ e é calculado por

$$v_+(t) - v_-(t) = 0$$

$$\left(\frac{R_1}{R_1 + R_2}\right) V_{SAT-} + \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2}\right) V_{T_H} = 0$$

$$V_{T_H} = -\left(\frac{R_1}{R_2}\right) V_{SAT-}$$

6.3 Circuitos lineares

Nesta seção, todos os circuitos utilizam-se de OpAmps realimentados negativamente. Além disso, é suposto que os valores de tensão do circuito não levam o OpAmp à saturação. Isto faz com que o OpAmp possa ser modelado como um elemento ativo, de ganho linear e invariante no tempo. Portanto, utilizando-se um modelo ideal, onde o ganho do OpAmp é puramente diferencial, constante e bem elevado, os circuitos podem ser vistos como sistemas lineares e invariantes no tempo, estáveis.

Baseando-se ainda no modelo ideal, o conceito de curto-circuito virtual é utilizado no cálculo das relações entre entrada e saída dos circuitos, de forma a simplificar o processo de análise.

Vale a pena ressaltar que, uma vez utilizando-se um modelo ideal, com ganho constante, os resultados aqui gerados são uma boa aproximação para sinais constantes (sinais DC). No caso de sinais variáveis no tempo (sinais AC), dependendo da faixa de frequência envolvida e do circuito implementado, os resultados encontrados na prática podem diferir daqueles aqui calculados ou, ainda pior, o circuito pode se tornar instável. Neste caso, as imperfeições do OpAmp devem ser anexadas ao modelo e os cálculos devem ser refeitos.

6.3.1 Amplificador inversor

A Figura 6.14 apresenta o circuito de um amplificador inversor. Realizando-se o somatório de correntes no terminal de entrada negativo do OpAmp e considerando-se o modelo ideal, obtém-se

$$I_1(s) = I_2(s) + I_-(s) \approx I_2(s)$$

$$\frac{V_1(s) - V_-(s)}{R_1} \approx \frac{V_-(s) - V_2(s)}{R_2}$$

$$V_2(s) \approx - \left(\frac{R_2}{R_1} \right) V_1(s) + \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) V_-(s) = - \left(\frac{R_2}{R_1} \right) V_1(s) - \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) V_d(s)$$

$$V_2(s) \approx - \left(\frac{R_2}{R_1} \right) V_1(s) .$$

A função de transferência do circuito é definida por

$$H(s) = \frac{V_2(s)}{V_1(s)} \approx - \left(\frac{R_2}{R_1} \right) .$$

No caso de um amplificador inversor genérico, exemplificado na Figura 6.15, uma análise equivalente conduz a

$$H(s) = \frac{V_2(s)}{V_1(s)} \approx - \left[\frac{Z_2(s)}{Z_1(s)} \right] .$$

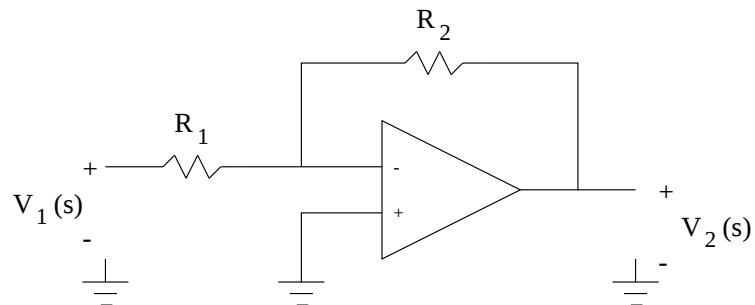


Figura 6.14: Amplificador inversor.

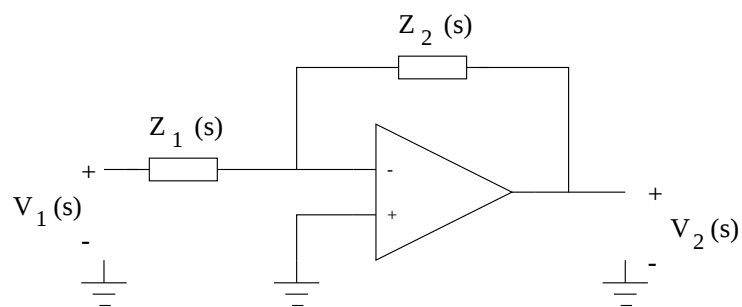


Figura 6.15: Amplificador inversor genérico.

6.3.2 Amplificador não-inversor

A Figura 6.16 apresenta o circuito de um amplificador não inversor. Realizando-se o somatório de correntes no terminal de entrada negativo do OpAmp e considerando-se o modelo ideal, obtém-se

$$I_2(s) = I_1(s) + I_-(s) \approx I_1(s)$$

$$\frac{V_2(s) - V_-(s)}{R_2} \approx \frac{V_-(s)}{R_1}$$

$$V_2(s) \approx \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V_-(s) = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) [V_+(s) - V_d(s)] \approx \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V_+(s) = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V_1(s) .$$

A função de transferência do circuito é definida por

$$H(s) = \frac{V_2(s)}{V_1(s)} \approx \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) .$$

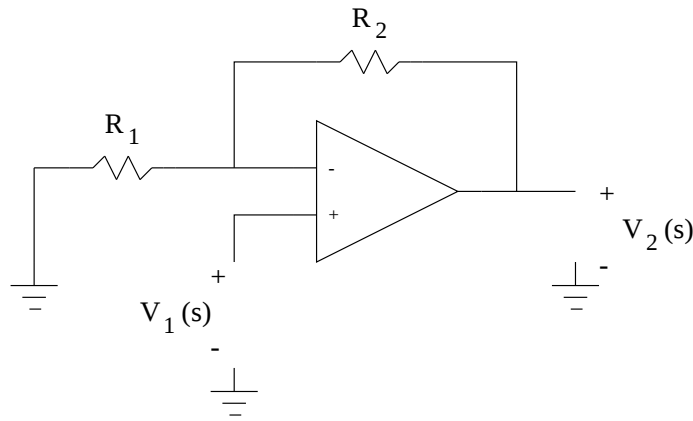


Figura 6.16: Amplificador não inversor.

No caso de um amplificador não inversor genérico, exemplificado na Figura 6.17, uma análise equivalente conduz a

$$H(s) = \frac{V_2(s)}{V_1(s)} \approx \left[1 + \frac{Z_2(s)}{Z_1(s)}\right] .$$

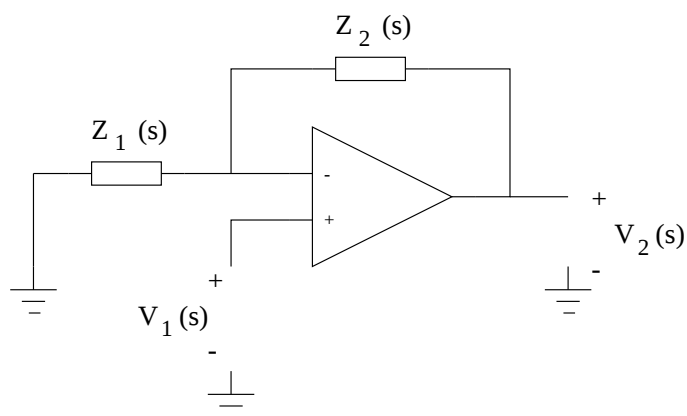


Figura 6.17: Amplificador não inversor genérico.

6.3.3 Amplificador somador inversor

A Figura 6.18 apresenta o circuito de um amplificador somador inversor. Realizando-se o somatório de correntes no terminal de entrada negativo do OpAmp e considerando-se o modelo ideal, obtém-se

$$I_1(s) + \dots + I_N(s) = I_F(s) + I_-(s) \approx I_f(s)$$

$$\frac{V_1(s) - V_-(s)}{R_1} + \dots + \frac{V_N(s) - V_-(s)}{R_N} \approx \frac{V_-(s) - V_o(s)}{R_f}$$

$$\frac{V_o(s)}{R_f} \approx - \left[\frac{V_1(s)}{R_1} + \dots + \frac{V_N(s)}{R_N} \right] + \left[\frac{1}{R_f} + \left(\frac{1}{R_1} + \dots + \frac{1}{R_N} \right) \right] V_-(s)$$

$$V_o(s) \approx -R_f \left[\frac{V_1(s)}{R_1} + \dots + \frac{V_N(s)}{R_N} \right] - \left[1 + R_f \left(\frac{1}{R_1} + \dots + \frac{1}{R_N} \right) \right] V_d(s)$$

$$V_o(s) \approx -R_f \left[\frac{1}{R_1} V_1(s) + \dots + \frac{1}{R_N} V_N(s) \right] = - \sum_{k=1}^N \left(\frac{R_f}{R_k} \right) V_k(s) .$$

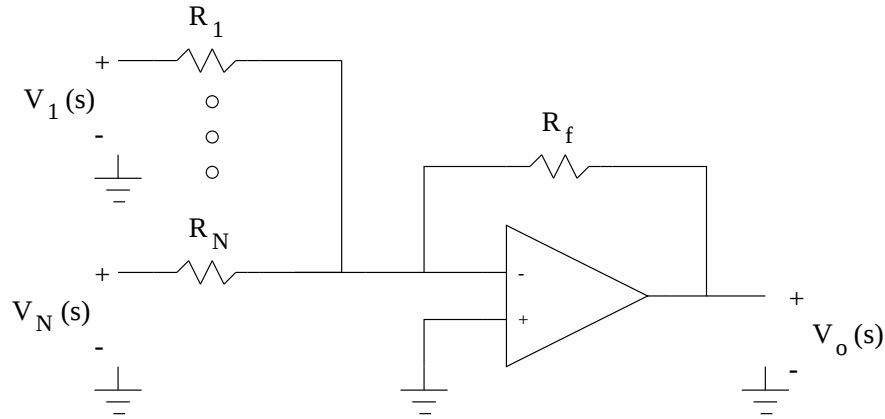


Figura 6.18: Amplificador somador inversor.

No caso de um somador inversor genérico, exemplificado na Figura 6.19, uma análise equivalente conduz a

$$V_o(s) \approx -Z_f(s) \left[\frac{1}{Z_1(s)} V_1(s) + \dots + \frac{1}{Z_N(s)} V_N(s) \right] = - \sum_{k=1}^N \left[\frac{Z_f(s)}{Z_k(s)} \right] V_k(s) .$$

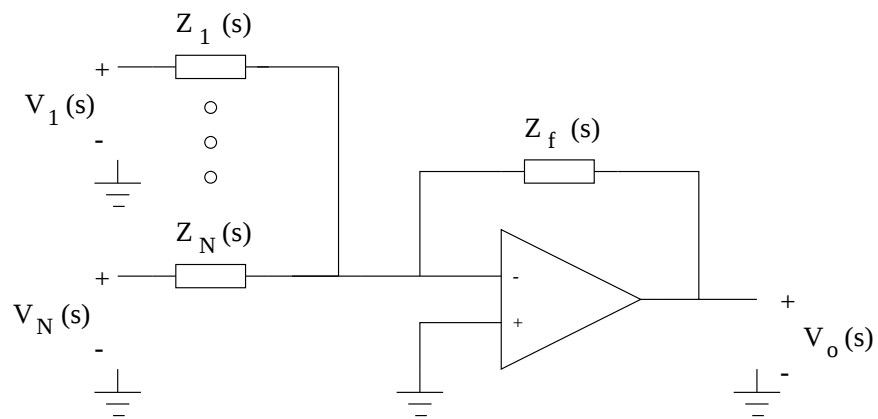


Figura 6.19: Amplificador somador inversor genérico.

6.3.4 Amplificador subtrator

A Figura 6.20 apresenta o circuito de um amplificador subtrator. Aplicando-se o Princípio da Superposição, pode-se escrever que

$$V_o(s) = V_{o2}(s) + V_{o1}(s)$$

onde:

$$V_{o1}(s) = V_o(s)|_{V_2=0}$$

e

$$V_{o2}(s) = V_o(s)|_{V_1=0} .$$

Considerando-se o OpAmp ideal, tem-se $I_+(s) \approx 0A$ e pode-se dizer que

$$V_+(s) \approx \left(\frac{R_4}{R_4 + R_3} \right) V_2(s) = \left(\frac{1}{1 + \frac{R_3}{R_4}} \right) V_2(s) .$$

Utilizando-se os resultados obtidos para os amplificadores inversor e não inversor, obtém-se

$$V_o(s) \approx \left[\left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) V_+(s) \right] + \left[- \left(\frac{R_2}{R_1} \right) V_1(s) \right]$$

e, finalmente,

$$V_o(s) \approx \frac{\left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)}{\left(1 + \frac{R_3}{R_4} \right)} V_2(s) - \left(\frac{R_2}{R_1} \right) V_1(s) .$$

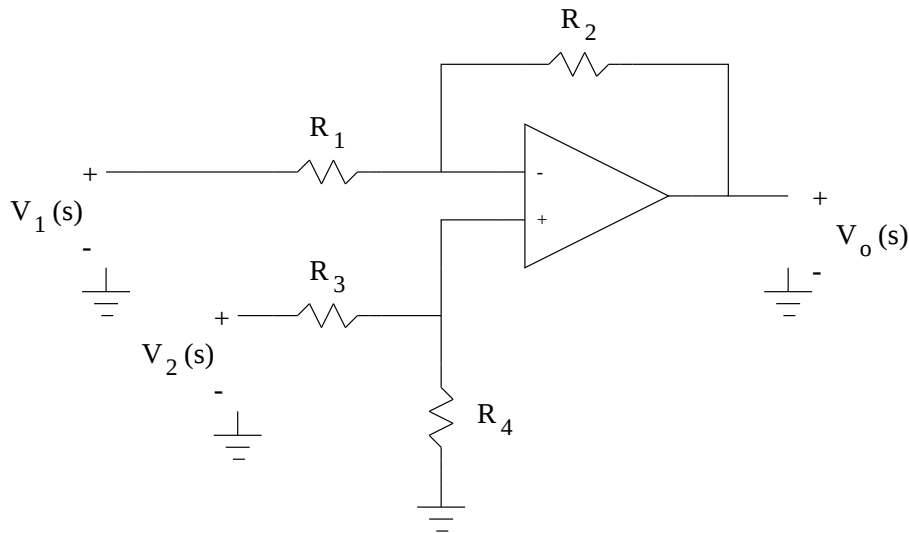


Figura 6.20: Amplificador subtrator.

No caso de um subtrator genérico, exemplificado na Figura 6.21, uma análise equivalente conduz a

$$V_o(s) \approx \frac{\left[1 + \frac{Z_2(s)}{Z_1(s)} \right]}{\left[1 + \frac{Z_3(s)}{Z_4(s)} \right]} V_2(s) - \left[\frac{Z_2(s)}{Z_1(s)} \right] V_1(s) .$$

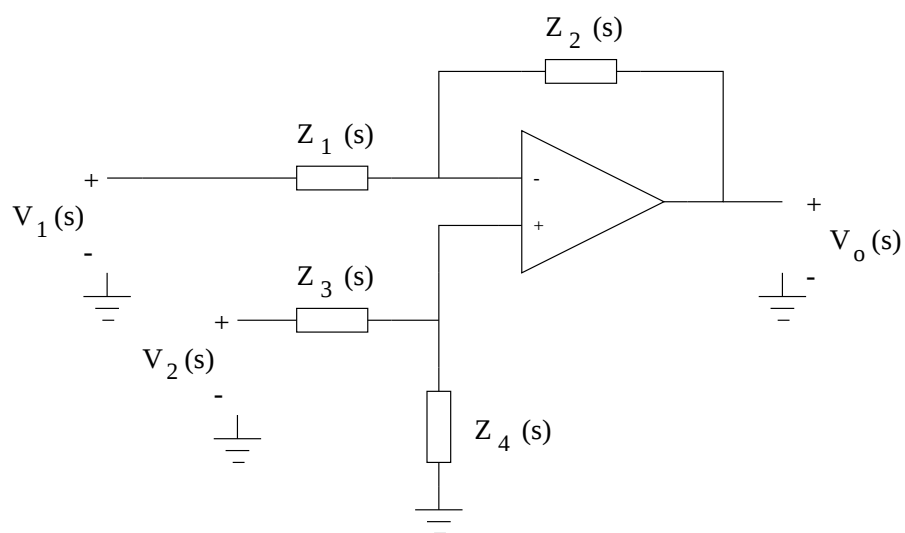


Figura 6.21: Amplificador subtrator genérico.

6.3.5 Amplificador integrador inversor

A Figura 6.22 apresenta o circuito de um amplificador integrador inversor sem perdas. Utilizando-se os resultados obtidos para o amplificador inversor, obtém-se

$$H(s) = \frac{V_2(s)}{V_1(s)} \approx - \left(\frac{Z_{C_2}}{Z_{R_1}} \right) = - \left(\frac{\frac{1}{sC_2}}{R_1} \right) = - \left(\frac{1}{R_1 C_2} \right) \frac{1}{s}.$$

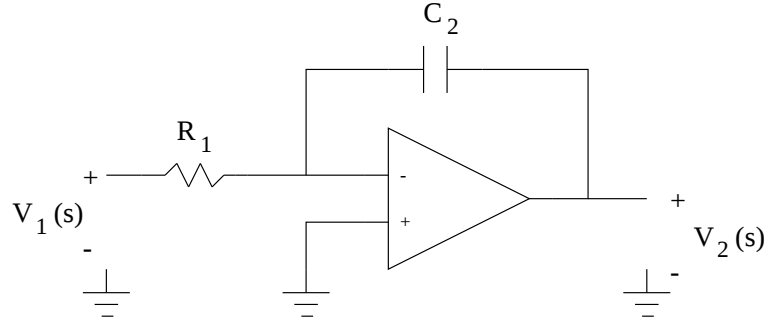


Figura 6.22: Amplificador integrador inversor sem perdas.

A Figura 6.23 apresenta o circuito de um amplificador integrador inversor com perdas. Utilizando-se os resultados obtidos para o amplificador inversor, obtém-se

$$H(s) = \frac{V_2(s)}{V_1(s)} \approx - \left(\frac{Z_{R_2} \parallel Z_{C_2}}{Z_{R_1}} \right) = - \left[\frac{\left(\frac{R_2 \frac{1}{sC_2}}{R_2 + \frac{1}{sC_2}} \right)}{R_1} \right] = - \left(\frac{R_2}{R_1} \right) \frac{1}{1 + (R_2 C_2) s} = - \left(\frac{R_2}{R_1} \right) \frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_c}},$$

onde:

$$\omega_c = \left(\frac{1}{R_2 C_2} \right).$$

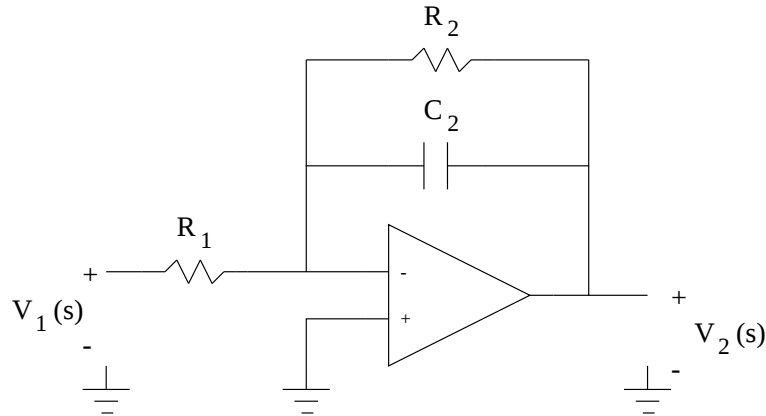


Figura 6.23: Amplificador integrador inversor com perdas.

6.4 Referências

Os tópicos abordados neste capítulo podem ser encontrados, com mais detalhes, em [1], [2], [3], [4], [5], [6], [13] e [18].

Capítulo 7

Características não-ideais

7.1 Introdução

Normalmente, quando se pretende analisar apenas a funcionalidade de um circuito construído com base em OpAmps, utiliza-se o modelo de OpAmp ideal.

Infelizmente, por melhor que seja seu projeto e seu desempenho, um OpAmp real sempre apresentará características não ideais que influenciarão, de alguma forma, no desempenho do circuito do qual ele faça parte.

Neste capítulo, inicialmente são listadas algumas das características não ideais comuns aos OpAmps. Em seguida, são apresentadas as características não ideais mais comumente modeladas nos OpAmps: tensão de *offset* de entrada, correntes de polarização de entrada, resposta em frequência e resistências de entrada e de saída.

7.2 Resumo das características não ideais

A seguir, são listadas algumas das características não ideais comuns aos OpAmps.

Especificações de segurança

- Máxima tensão de alimentação.
- Máxima dissipação de potência.
- Faixa permitida para a temperatura de operação.
- Tensões máximas de entrada: diferencial e de modo comum.
- Corrente máxima de saída.

Características elétricas de desempenho

- Tensão de *offset* de entrada (V_{OS}).
- Coeficiente de temperatura da tensão de *offset* de entrada (V_{OS} *drift*).
- Correntes de polarização de entrada (I_B e I_{OS}).
- Coeficientes de temperatura das correntes de polarização de entrada (I_B e I_{OS} *drift*).

- Tensão de ruído entrada (v_n).
- Corrente de ruído entrada (i_n).
- Valor máximo de tensão de modo comum de entrada para operação linear.
- Valores máximos simultâneos de tensão e corrente de saída (*Rated Output*).
- Taxa de subida (*Slewing Rate* ou *Slew Rate* ou SR).
- *Full-Power Bandwidth* (FPBW).
- Tempo de acomodação (*Settling Time* ou t_s).
- Ganhos: diferencial (A_d) e de modo comum (A_{CM}).
- Resposta em frequência ($A_d(j\omega)$).
- Resistências: entrada diferencial (R_{id}), entrada modo comum (R_{icm}) e saída (R_o).
- Capacitâncias: entrada diferencial (C_{id}) e entrada modo comum (C_{icm}).
- Razão de rejeição de modo comum (CMRR).
- Razão de rejeição de fonte de alimentação (PSRR).

7.3 Tensão de *offset* de entrada

Em um OpAmp ideal, uma tensão diferencial de entrada igual a zero gera uma a tensão de saída também igual a zero. Em um OpAmp real, é comum que uma tensão diferente de zero surja na sua saída ao se anular a tensão diferencial de entrada. Isto ocorre devido a imperfeições na sua construção e a variações nas características de seus componentes internos em função da temperatura, da fonte de alimentação, do tempo, entre outros fatores. O valor e a polaridade desta tensão de *offset* de saída variam de componente para componente. Uma forma comum de se modelar tal efeito é incorporar, nos terminais de entrada do OpAmp ideal, uma fonte de tensão que seja capaz de anular a tensão de saída do OpAmp real. Tal fonte de tensão é denominada tensão de *offset* de entrada (V_{OS}). A Figura 7.1 apresenta alguns exemplos de modelagem de V_{OS} .

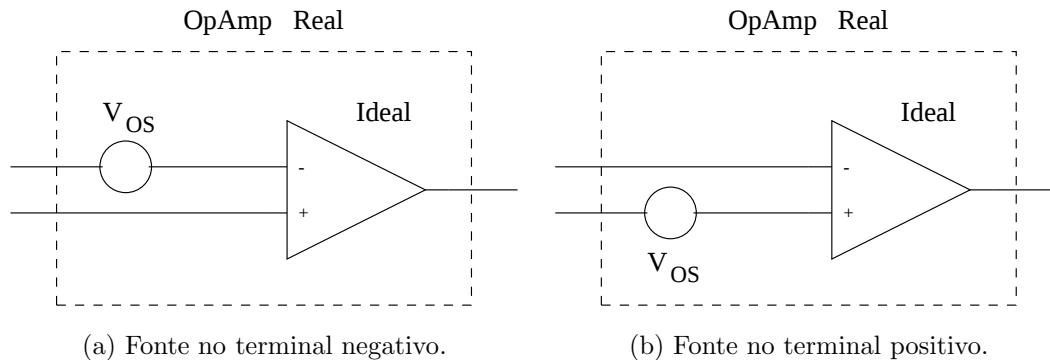


Figura 7.1: Exemplos de modelagem da tensão de *offset* de entrada.

7.4 Correntes de polarização de entrada

Os terminais de entrada de um OpAmp real são internamente conectados aos terminais da base de transistores bipolares de junção (BJT) ou aos terminais de *gate* de transistores de efeito de campo (FET), os quais fazem parte do circuito de entrada do OpAmp. Para que se obtenha uma operação linear de tais transistores é necessário que os mesmos sejam polarizados. Isto significa que os terminais dos transistores serão submetidos a tensões e correntes constantes, as quais são denominadas de tensões e correntes de polarização (*bias*). Uma forma comum de se modelar o efeito das correntes de polarização é incorporar, nos terminais de entrada do OpAmp ideal, fontes de corrente que sejam equivalentes às correntes de *bias* dos transistores de entrada do OpAmp real. Tais fontes são denominadas correntes de polarização de entrada (I_{B-} e I_{B+}). É comum que se expresse I_{B-} e I_{B+} através de outras duas correntes, que são definidas por

$$I_B = \frac{I_{B+} + I_{B-}}{2} \quad (7.1)$$

e

$$I_{OS} = |I_{B+} - I_{B-}|, \quad (7.2)$$

onde I_B e I_{OS} são denominadas, respectivamente, corrente de *bias* de entrada e corrente de *offset* de entrada.

A Figura 7.2 ilustra a modelagem das correntes de polarização de entrada.

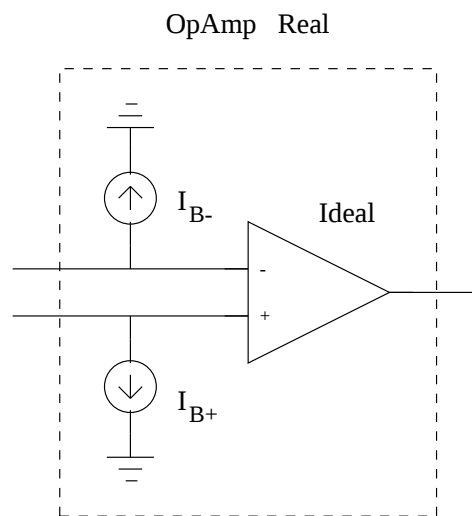


Figura 7.2: Modelagem das correntes de polarização de entrada.

7.5 Resposta em frequência

Para um OpAmp ideal, considera-se que o ganho diferencial $A_d(s) = \frac{V_o(s)}{V_d(s)}$ é elevado e independente da frequência. Em um OpAmp real, $A_d(s)$ pode assumir diversas formas, dependendo do seu projeto. A seguir, são apresentados três modelos básicos, os quais podem ser utilizados para a representação da maioria dos OpAmps, que são: i) modelo com um pólo dominante fora da origem, em baixa frequência, ii) modelo com um pólo dominante na origem e iii) modelo com dois pólos reais fora da origem, um em baixa frequência e outro em alta frequência.

7.5.1 Modelo com um pólo dominante em baixa frequência

A Figura 7.3 mostra uma curva típica de módulo para a resposta em frequência de um OpAmp que possua um pólo dominante.

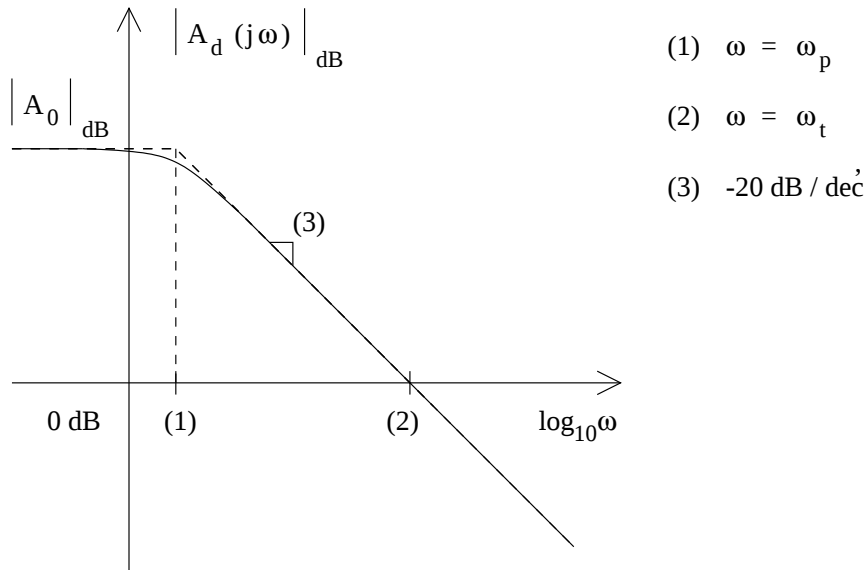


Figura 7.3: Módulo da resposta em frequência de um OpAmp com pólo dominante.

Neste caso, o ganho diferencial $\frac{V_o(s)}{V_d(s)} = A_d(s)$ do OpAmp pode ser descrito por

$$A_d(s) = \frac{A_0}{1 + \frac{s}{\omega_p}} \quad (7.3)$$

e, conseqüentemente, sua resposta em frequência é definida como

$$A_d(j\omega) = \frac{A_0}{1 + j\frac{\omega}{\omega_p}} \quad (7.4)$$

A frequência ω tal que o módulo do ganho do OpAmp é unitário recebe a denominação de frequência de ganho unitário ω_{0dB} ou frequência de transição ω_t . Pode-se, então, escrever que

$$A_d(j\omega_{0dB}) = A_d(j\omega_t) = 1 = 0 \text{ dB} \quad (7.5)$$

7.5.2 Modelo com um pólo dominante na origem

Normalmente, o ganho A_0 é muito elevado e a frequência do pólo dominante ω_p é muito baixa. Assim, pode-se estabelecer uma relação aproximada entre o ganho A_0 , a frequência do pólo dominante ω_p e a frequência de transição ω_t .

Para frequências $\omega \gg \omega_p$, as Equações (7.3) e (7.4) tornam-se

$$A_d(s) \approx \frac{A_0}{\frac{s}{\omega_p}} = \frac{(A_0\omega_p)}{s} = \frac{(GB)}{s} \quad (7.6)$$

e

$$A_d(j\omega) \approx \frac{A_0}{j\frac{\omega}{\omega_p}} = \frac{(A_0\omega_p)}{j\omega} = \frac{(GB)}{j\omega}, \quad (7.7)$$

onde o fator $GB = (A_0\omega_p)$ é chamado de **produto ganho banda passante**.

Calculando-se a Equação (7.7) em $\omega = \omega_t$, obtém-se

$$|A_d(j\omega_t)| = 1 \approx \frac{(A_0\omega_p)}{\omega_t} \quad (7.8)$$

e

$$\omega_t \approx (A_0\omega_p) = GB, \quad (7.9)$$

o que leva a frequência ω_t a ser também denominada de **banda passante de ganho unitário**.

A Figura 7.4 mostra uma curva de módulo para a resposta em frequência de um OpAmp assumindo-se o modelo simplificado, onde o pólo dominante encontra-se na origem do plano complexo.

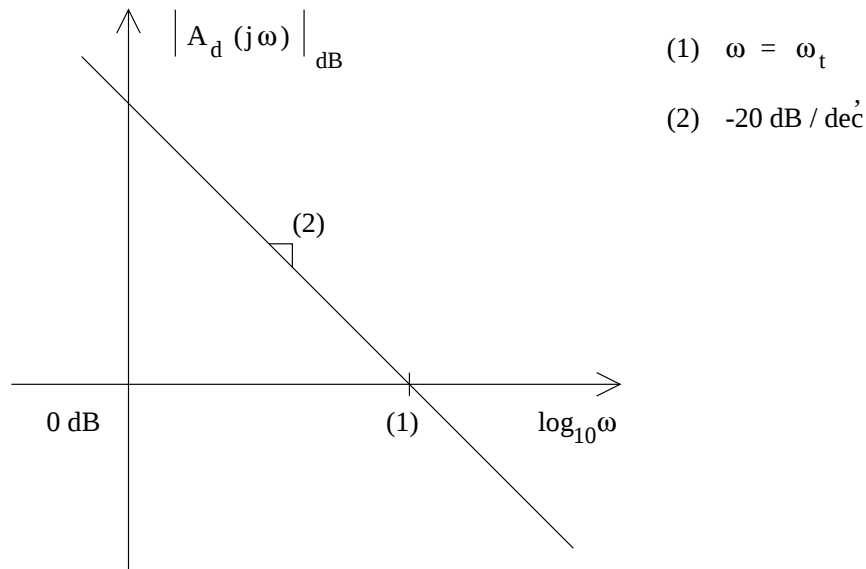


Figura 7.4: Módulo da resposta em frequência de um OpAmp com pólo dominante na origem.

7.5.3 Modelo com dois pólos reais fora da origem

Normalmente, os OpAmps apresentam vários pólos parasitas em altas frequências. A fim de se modelar tal característica, porém de forma simplificada, é comum que se acrescente um pólo em alta frequência no modelo de pólo dominante. Dessa forma, o ganho diferencial $\frac{V_o(s)}{V_d(s)} = A_d(s)$ do OpAmp passa a ser descrito por

$$A_d(s) = \frac{A_0}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{p1}}\right) \left(1 + \frac{s}{\omega_{p2}}\right)} = \frac{(A_0\omega_{p1}\omega_{p2})}{s^2 + (\omega_{p1} + \omega_{p2})s + (\omega_{p1}\omega_{p2})} \quad (7.10)$$

e, conseqüentemente, sua resposta em frequência passa a ser definida como

$$A_d(j\omega) = \frac{A_0}{\left(1 + j\frac{\omega}{\omega_{p1}}\right) \left(1 + j\frac{\omega}{\omega_{p2}}\right)} = \frac{(A_0\omega_{p1}\omega_{p2})}{[(\omega_{p1}\omega_{p2}) - \omega^2] + j[(\omega_{p1} + \omega_{p2})\omega]} \quad (7.11)$$

A Figura 7.5 mostra uma curva típica de módulo para a resposta em frequência de um OpAmp que possua um pólo dominante e um pólo em alta frequência.

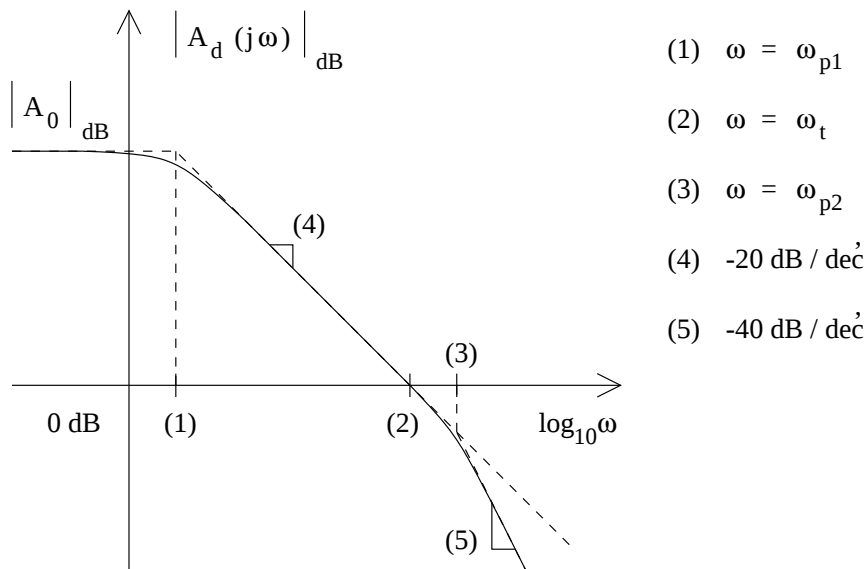


Figura 7.5: Módulo da resposta em frequência de um OpAmp com pólo dominante e pólo em alta frequência.

7.6 Impedâncias de entrada e de saída

Um OpAmp ideal, trabalhando na sua região linear, é modelado por uma fonte de tensão controlada por tensão ideal, conforme ilustrado na Figura 7.6.

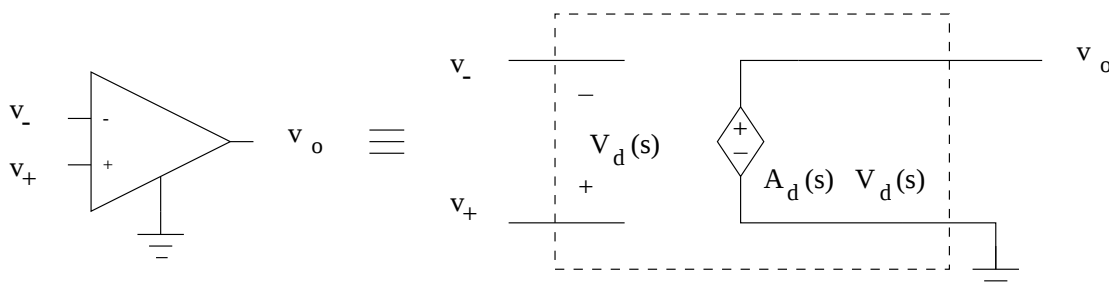


Figura 7.6: Modelagem das impedâncias de entrada e de saída para um OpAmp ideal.

Por sua vez, um OpAmp real apresenta impedância de entrada finita e impedância de saída não nula.

A Figura 7.7 exibe uma modelagem das impedâncias de entrada e de saída para um OpAmp real, onde Z_{id} , Z_{icm} e Z_o são denominadas, respectivamente, impedância de entrada diferencial, impedância de entrada de modo comum e impedância de saída.

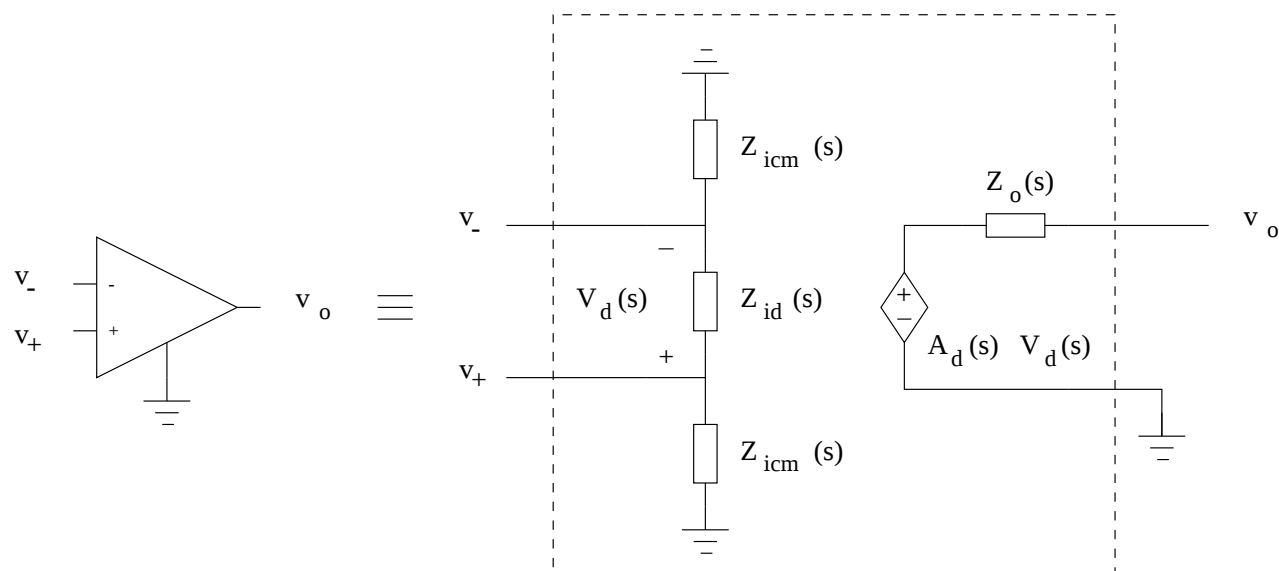


Figura 7.7: Modelagem das impedâncias de entrada e de saída de um OpAmp real.

7.7 Referências

Os tópicos abordados neste capítulo podem ser encontrados, com mais detalhes, em [1], [2], [3], [4], [13], [15], [16], [17] e [18].

Capítulo 8

Efeitos das características não ideais

8.1 Introdução

Este capítulo apresenta análises de circuitos lineares que utilizam OpAmps, levando-se em consideração suas características não ideais.

Os objetivos das análises realizadas são: i) identificar, nos circuitos em questão, a relevância de cada parâmetro do circuito nas funções calculadas e ii) apresentar uma técnica de análise a ser utilizada em outros circuitos.

As características não ideais consideradas são: tensão de *offset* de entrada, correntes de polarização de entrada, resposta em frequência e resistências de entrada e de saída.

Os seguintes circuitos são analisados: amplificador inversor, amplificador não inversor, amplificador integrador inversor sem/com perdas.

Nos exemplos apresentados são empregados os seguintes parâmetros para os OpAmps: $A_0 = 2.30 \times 10^5$, $\omega_p = \omega_{p1} = 2 \times \pi \times (15) \frac{rad}{s}$, $\omega_{p2} = 2 \times \pi \times (6.43 \times 10^6) \frac{rad}{s}$ e $R_o = 150\Omega$.

8.2 Efeito de tensão de *offset* e corrente de polarização

Com base nos modelos de tensão de *offset* e corrente de polarização dos OpAmps, pode-se avaliar a influência destas características na resposta de diversos circuitos. Isto é feito a seguir.

8.2.1 Amplificador integrador inversor sem perdas

A Figura 8.1 apresenta o circuito de um amplificador integrador inversor sem perdas onde são modelados os efeitos da tensão de *offset* e das correntes de polarização.

Supondo-se que o OpAmp é ideal e está operando na região linear, para $t \geq 0$ pode-se escrever que

$$\begin{aligned} v_2(t) &= v_2(t)|_{v_1(t)} + v_2(t)|_{v_C(0^-)} + v_2(t)|_{V_{OS}} + v_2(t)|_{I_{B-}} \\ &= v_2(t)|_{F_1} + v_2(t)|_{F_2} + v_2(t)|_{F_3} + v_2(t)|_{F_4} , \end{aligned} \quad (8.1)$$

onde:

$$v_2(t)|_{F_i} = v_2(t), \text{ para } F_i \text{ } u(t) \neq 0 \text{ e } F_j = 0, \text{ com } F_i \neq F_j \text{ e } i, j = 1, 2, 3, 4 .$$

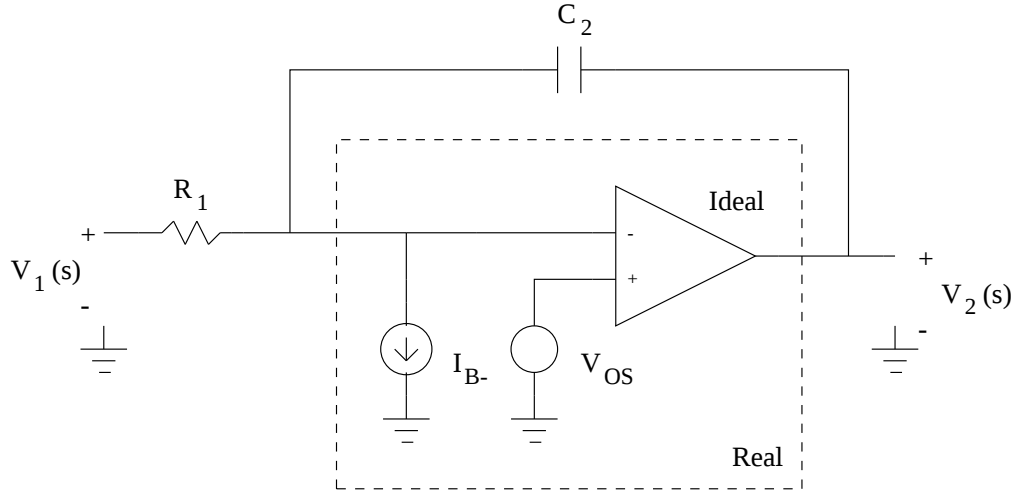


Figura 8.1: Amplificador integrador inversor sem perdas com modelagem da tensão de *offset* e das correntes de polarização.

Da Equação (8.1) e da Figura 8.1 pode-se obter as seguintes equações no domínio da frequência

$$\begin{aligned}
 V_2(s)|_{v_1(t)} &= - \left[\frac{Z_{C_2}(s)}{Z_{R_1}(s)} \right] V_1(s) \\
 &= - \left(\frac{\frac{1}{sC_2}}{R_1} \right) V_1(s) \\
 &= - \left(\frac{1}{R_1 C_2} \right) \left(\frac{1}{s} \right) V_1(s) , \tag{8.2}
 \end{aligned}$$

$$V_2(s)|_{v_{C_2}(0^-)} = - \left[\frac{v_{C_2}(0^-)}{s} \right] , \tag{8.3}$$

$$\begin{aligned}
 V_2(s)|_{V_{OS}} &= \left[1 + \frac{Z_{C_2}(s)}{Z_{R_1}(s)} \right] \left(\frac{V_{OS}}{s} \right) \\
 &= \left(1 + \frac{1}{sR_1 C_2} \right) \left(\frac{V_{OS}}{s} \right) \\
 &= \left[\left(\frac{1}{R_1 C_2} \right) \left(\frac{1}{s} \right) \left(\frac{V_{OS}}{s} \right) \right] + \left(\frac{V_{OS}}{s} \right) , \tag{8.4}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 V_2(s)|_{I_{B-}} &= - \left[\frac{Z_{C_2}(s)}{Z_{R_1}(s)} \right] Z_{R_1} \left(\frac{I_{B-}}{s} \right) \\
 &= - \left(\frac{\frac{1}{sC_2}}{R_1} \right) R_1 \left(\frac{I_{B-}}{s} \right) \\
 &= - \left(\frac{1}{C_2} \right) \left(\frac{1}{s} \right) \left(\frac{I_{B-}}{s} \right) , \tag{8.5}
 \end{aligned}$$

de onde pode-se escrever as seguintes equações no domínio do tempo

$$v_2(t)|_{v_1(t)} = \left[- \left(\frac{1}{R_1 C_2} \right) \int_0^t v_1(\tau) d\tau \right] u(t) , \quad (8.6)$$

$$v_2(t)|_{v_{C_2}(0^-)} = [-v_{C_2}(0^-)] u(t) , \quad (8.7)$$

$$v_2(t)|_{V_{OS}} = \left[\left(\frac{1}{R_1 C_2} \right) \int_0^t V_{OS} d\tau \right] u(t) + V_{OS} u(t) , \quad (8.8)$$

$$v_2(t)|_{I_{B-}} = \left[- \left(\frac{1}{C_2} \right) \int_0^t I_{B-} d\tau \right] u(t) , \quad (8.9)$$

as quais, substituídas na Equação (8.1), fornecem

$$\begin{aligned} v_2(t) = & \left[- \left(\frac{1}{R_1 C_2} \right) \int_0^t v_1(\tau) d\tau \right] u(t) + \\ & [-v_{C_2}(0^-)] u(t) + \\ & \left[\left(\frac{1}{R_1 C_2} \right) \int_0^t V_{OS} d\tau \right] u(t) + V_{OS} u(t) + \\ & \left[- \left(\frac{1}{C_2} \right) \int_0^t I_{B-} d\tau \right] u(t) . \end{aligned} \quad (8.10)$$

8.2.2 Amplificador integrador inversor com perdas

A Figura 8.2 apresenta o circuito de um amplificador integrador inversor com perdas onde são modelados os efeitos da tensão de *offset* e das correntes de polarização.

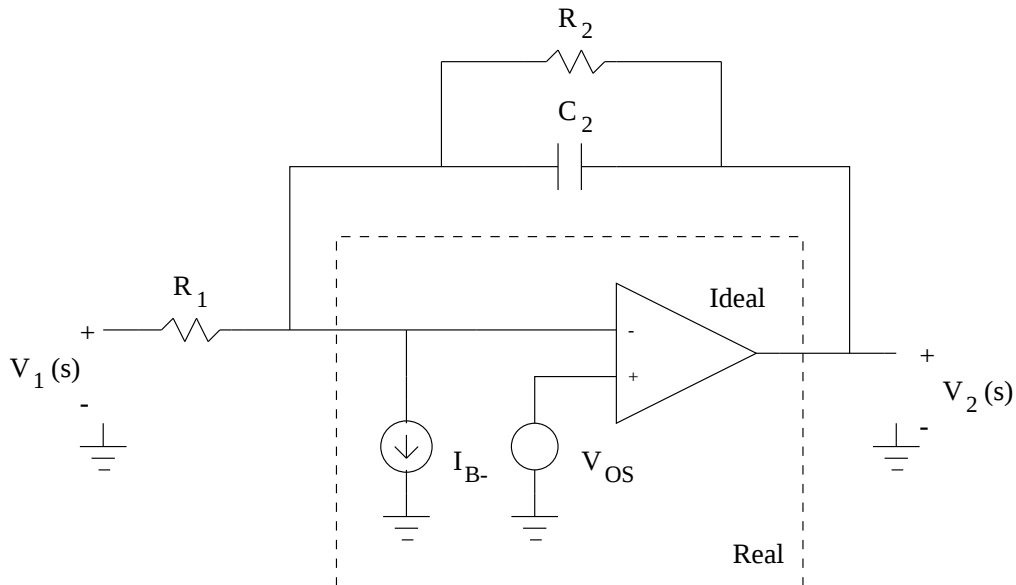


Figura 8.2: Amplificador integrador inversor com perdas com modelagem da tensão de *offset* e das correntes de polarização.

Supondo-se que o OpAmp é ideal e está operando na região linear, a Equação (8.1) em conjunto com a Figura 8.2 fornece as seguintes equações no domínio da frequência

$$Z_1(s) = R_1 , \quad (8.11)$$

$$Z_2(s) = (Z_{R_2} // Z_{C_2}) = \left(\frac{R_2 \frac{1}{sC_2}}{R_2 + \frac{1}{sC_2}} \right) = \left(\frac{1}{C_2} \right) \left[\frac{1}{s + \left(\frac{1}{R_2 C_2} \right)} \right] , \quad (8.12)$$

$$\begin{aligned} V_2(s)|_{v_1(t)} &= - \left[\frac{Z_2(s)}{Z_1(s)} \right] V_1(s) \\ &= \left(-\frac{1}{R_1 C_2} \right) \left[\frac{1}{s + \left(\frac{1}{R_2 C_2} \right)} \right] V_1(s) , \end{aligned} \quad (8.13)$$

$$\begin{aligned} I_{C_2}(s) &= -I_{R_2}(s) \\ \frac{V_2(s) + \frac{v_C(0^-)}{s}}{Z_{C_2}(s)} &= -\frac{V_2(s)}{Z_{R_2}(s)} \\ V_2(s) + \frac{v_C(0^-)}{s} &= \left[-\frac{Z_{C_2}(s)}{Z_{R_2}(s)} \right] V_2(s) \\ \left[1 + \frac{Z_{C_2}(s)}{Z_{R_2}(s)} \right] V_2(s) &= -\frac{v_C(0^-)}{s} \\ V_2(s) &= - \left\{ \frac{1}{s} \frac{1}{\left[1 + \frac{Z_{C_2}(s)}{Z_{R_2}(s)} \right]} \right\} v_C(0^-) \\ &= - \left[\frac{1}{s} \frac{1}{\left(1 + \frac{1}{sR_2 C_2} \right)} \right] v_C(0^-) \\ &= - \left(\frac{1}{s} \frac{sR_2 C_2}{1 + sR_2 C_2} \right) v_C(0^-) \\ &= \left(-\frac{1}{R_2 C_2} \right) \left[\frac{1}{s + \left(\frac{1}{R_2 C_2} \right)} \right] v_C(0^-) , \end{aligned} \quad (8.14)$$

$$\begin{aligned} V_2(s)|_{V_{OS}} &= \left[1 + \frac{Z_2(s)}{Z_1(s)} \right] \left(\frac{V_{OS}}{s} \right) \\ &= \left[1 + \frac{\left(\frac{1}{R_1 C_2} \right)}{s + \left(\frac{1}{R_2 C_2} \right)} \right] \left(\frac{V_{OS}}{s} \right) \\ &= \left[\frac{s + \left(\frac{1}{R_2 C_2} \right) + \left(\frac{1}{R_1 C_2} \right)}{s + \left(\frac{1}{R_2 C_2} \right)} \right] \left(\frac{V_{OS}}{s} \right) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
&= \left[\frac{s + \frac{1}{\left(\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}\right) C_2}}{s + \left(\frac{1}{R_2 C_2}\right)} \right] \left(\frac{V_{OS}}{s} \right) \\
&= \left[\frac{1}{s + \left(\frac{1}{R_2 C_2}\right)} \right] V_{OS} + \left[\frac{\frac{1}{\left(\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}\right) C_2}}{s + \left(\frac{1}{R_2 C_2}\right)} \right] \left(\frac{1}{s} \right) V_{OS} \\
&= \left[\frac{1}{s + \left(\frac{1}{R_2 C_2}\right)} \right] V_{OS} + \left\{ \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \left[\frac{1}{s} + \frac{(-1)}{s + \left(\frac{1}{R_2 C_2}\right)} \right] \right\} V_{OS} \\
&= \left[\left(-\frac{R_2}{R_1} \right) \frac{1}{s + \left(\frac{1}{R_2 C_2}\right)} \right] V_{OS} + \left[\left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \left(\frac{1}{s} \right) \right] V_{OS} , \tag{8.15}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
V_2(s)|_{I_{B-}} &= - \left[\frac{Z_2(s)}{Z_1(s)} \right] \left[Z_1(s) \left(\frac{I_{B-}}{s} \right) \right] \\
&= \left(-\frac{1}{C_2} \right) \left[\frac{1}{s + \left(\frac{1}{R_2 C_2}\right)} \right] \left(\frac{1}{s} \right) I_{B-} \\
&= (-R_2) \left[\frac{1}{s} + \frac{(-1)}{s + \left(\frac{1}{R_2 C_2}\right)} \right] I_{B-} \\
&= \left[(R_2) \frac{1}{s + \left(\frac{1}{R_2 C_2}\right)} \right] I_{B-} + \left[(-R_2) \left(\frac{1}{s} \right) \right] I_{B-} , \tag{8.16}
\end{aligned}$$

de onde pode-se escrever as seguintes equações no domínio do tempo

$$v_2(t)|_{v_1(t)} = \left\{ - \left(\frac{1}{R_1 C_2} \right) \left[v_1(t) * e^{-\frac{t}{R_2 C_2}} \right] \right\} u(t) , \tag{8.17}$$

$$v_2(t)|_{v_C(0^-)} = \left[- \left(\frac{1}{R_2 C_2} \right) \left(e^{-\frac{t}{R_2 C_2}} \right) v_C(0^-) \right] u(t) , \tag{8.18}$$

$$v_2(t)|_{V_{OS}} = \left[\left(-\frac{R_2}{R_1} \right) \left(e^{-\frac{t}{R_2 C_2}} \right) V_{OS} \right] u(t) + \left[\left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) V_{OS} \right] u(t) , \tag{8.19}$$

$$v_2(t)|_{I_{B-}} = \left[(R_2) \left(e^{-\frac{t}{R_2 C_2}} \right) I_{B-} \right] u(t) + \left[- (R_2) I_{B-} \right] u(t) , \tag{8.20}$$

as quais, substituídas na Equação (8.1), fornecem

$$\begin{aligned}
v_2(t) &= \left\{ - \left(\frac{1}{R_1 C_2} \right) \left[v_1(t) * e^{-\frac{t}{R_2 C_2}} \right] \right\} u(t) + \\
&\quad \left[- \left(\frac{1}{R_2 C_2} \right) \left(e^{-\frac{t}{R_2 C_2}} \right) v_C(0^-) \right] u(t) + \\
&\quad \left[\left(-\frac{R_2}{R_1} \right) \left(e^{-\frac{t}{R_2 C_2}} \right) V_{OS} \right] u(t) + \left[\left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) V_{OS} \right] u(t) + \\
&\quad \left[(R_2) \left(e^{-\frac{t}{R_2 C_2}} \right) I_{B-} \right] u(t) + \left[- (R_2) I_{B-} \right] u(t) . \tag{8.21}
\end{aligned}$$

8.3 Efeito da resposta em frequência

Com base nos modelos de pólos e zeros dos OpAmps, pode-se avaliar a influência da resposta em frequência do OpAmp na resposta em frequência de diversos circuitos. Isto é feito a seguir.

8.3.1 Topologia inversora

A topologia inversora genérica é ilustrada na Figura 8.3.

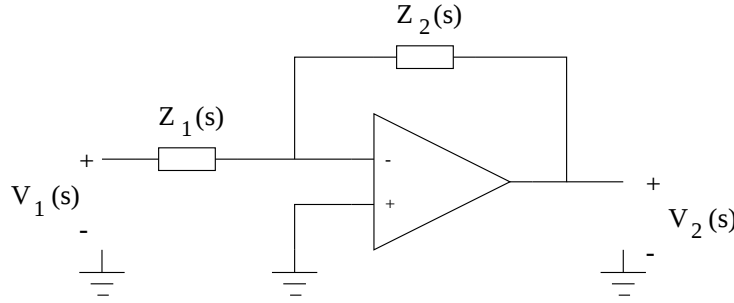


Figura 8.3: Topologia inversora genérica.

Desprezando-se as correntes de entrada do OpAmp ($I_+ = I_- \approx 0$ A), tem-se que

$$\begin{aligned}
 I_2(s) &= -I_1(s) \\
 \frac{V_2(s) - V_-(s)}{Z_2(s)} &= -\frac{V_1(s) - V_-(s)}{Z_1(s)} \\
 V_2(s) - V_-(s) &= \left[-\frac{Z_2(s)}{Z_1(s)} \right] [V_1(s) - V_-(s)] \\
 V_2(s) &= \left[-\frac{Z_2(s)}{Z_1(s)} \right] V_1(s) + \left[1 + \frac{Z_2(s)}{Z_1(s)} \right] V_-(s) . \quad (8.22)
 \end{aligned}$$

Considerando-se que o OpAmp encontra-se na região linear, pode-se escrever que

$$V_2(s) = V_o(s) = A_d(s)V_d(s) = A_d(s)[V_+(s) - V_-(s)] = -A_d(s)V_-(s) . \quad (8.23)$$

Substituindo-se (8.23) em (8.22), obtém-se a seguinte função de transferência

$$\begin{aligned}
 V_2(s) &= \left[-\frac{Z_2(s)}{Z_1(s)} \right] V_1(s) + \left[1 + \frac{Z_2(s)}{Z_1(s)} \right] \left[-\frac{V_2(s)}{A_d(s)} \right] \\
 \left\{ 1 + \left[1 + \frac{Z_2(s)}{Z_1(s)} \right] \left[\frac{1}{A_d(s)} \right] \right\} V_2(s) &= \left[-\frac{Z_2(s)}{Z_1(s)} \right] V_1(s) \\
 \frac{V_2(s)}{V_1(s)} &= \left[-\frac{Z_2(s)}{Z_1(s)} \right] \frac{1}{\left\{ 1 + \left[1 + \frac{Z_2(s)}{Z_1(s)} \right] \left[\frac{1}{A_d(s)} \right] \right\}} . \\
 &= \left[-\frac{Z_2(s)}{Z_1(s)} \right] \frac{A_d(s)}{A_d(s) + \left[1 + \frac{Z_2(s)}{Z_1(s)} \right]} . \quad (8.24)
 \end{aligned}$$

8.3.2 Amplificador inversor

Substituindo-se $Z_1(s) = R_1$ e $Z_2(s) = R_2$ na Figura 8.3, obtém-se o amplificador inversor ilustrado na Figura 8.4. As análises com os diversos modelos de pólos e zeros dos OpAmps são feitas a seguir.

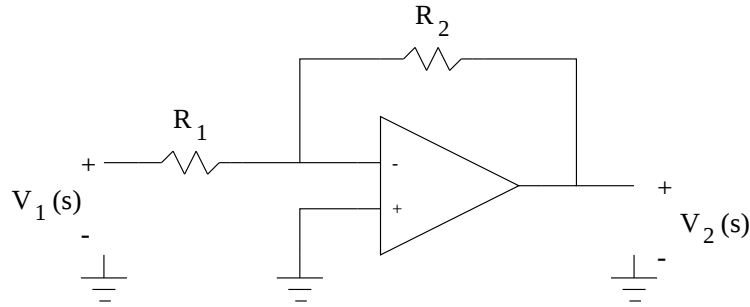


Figura 8.4: Amplificador inversor.

Modelo com um pólo

Substituindo-se (7.3) em (8.24), obtém-se a função de transferência

$$\begin{aligned}
 \frac{V_2(s)}{V_1(s)} &= \left[-\frac{Z_2(s)}{Z_1(s)} \right] \frac{1}{\left\{ 1 + \left[1 + \frac{Z_2(s)}{Z_1(s)} \right] \left[\frac{1}{A_d(s)} \right] \right\}} \\
 &= \left(-\frac{R_2}{R_1} \right) \frac{1}{\left[1 + \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \left(\frac{1 + \frac{s}{\omega_p}}{A_0} \right) \right]} \\
 &= \left(-\frac{R_2}{R_1} \right) \frac{A_0}{\left[A_0 + \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \right] + \left[\left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \left(\frac{s}{\omega_p} \right) \right]} \\
 &= \left(-\frac{R_2}{R_1} \right) \frac{\frac{A_0}{A_0 + \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)}}{1 + \frac{s}{\omega_p \left[\frac{A_0 + \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)}{\left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)} \right]}} = \left(-\frac{R_2}{R_1} \right) \frac{A'_0}{1 + \frac{s}{\omega'_p}} \quad (8.25)
 \end{aligned}$$

e sua respectiva resposta em frequência

$$\frac{V_2(j\omega)}{V_1(j\omega)} = \left(-\frac{R_2}{R_1} \right) \frac{\frac{A_0}{A_0 + \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)}}{1 + j \frac{\omega}{\omega_p \left[\frac{A_0 + \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)}{\left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)} \right]}} = \left(-\frac{R_2}{R_1} \right) \frac{A'_0}{1 + j \frac{\omega}{\omega'_p}}, \quad (8.26)$$

onde:

$$A'_0 = \frac{A_0}{A_0 + \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)} = \frac{1}{1 + \frac{\left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)}{A_0}} = \frac{1}{1 + \left(\frac{1}{K} \right)}, \quad (8.27)$$

$$\omega'_p = \omega_p \left[\frac{A_0 + \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)}{\left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)} \right] = \omega_p \left[1 + \frac{A_0}{\left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)} \right] = \omega_p (1 + K) \quad (8.28)$$

e

$$K = \frac{A_0}{\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)} . \quad (8.29)$$

Analisando-se as Equações (8.26) – (8.29), pode-se ter uma idéia do comportamento da curva de resposta em frequência do amplificador inversor.

Tipicamente, o ganho DC do OpAmp $A_d(j0) = A_0$ possui um valor muito mais elevado do que a razão de resistências $\frac{R_2}{R_1}$. Portanto, $K \gg 1$ e as Equações (8.27) e (8.28) podem ser reescritas como

$$A'_0 \approx 1 \quad (8.30)$$

e

$$\omega'_p \approx \frac{(\omega_p A_0)}{\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)} \approx \frac{\omega_t}{\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)} . \quad (8.31)$$

Inicialmente, para $\omega \ll \omega'_p$, a Equação (8.26) reduz-se a

$$\frac{V_2(j\omega)}{V_1(j\omega)} \approx \left(-\frac{R_2}{R_1}\right) . \quad (8.32)$$

Para valores intermediários de frequência, onde $\omega \approx \omega'_p$, a Equação (8.26) pode ser aproximada por

$$\frac{V_2(j\omega)}{V_1(j\omega)} \approx \left(-\frac{R_2}{R_1}\right) \frac{1}{1 + j \frac{\omega}{\left[\frac{\omega_t}{\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)}\right]}} . \quad (8.33)$$

Finalmente, para $\omega \gg \omega'_p$, a Equação (8.26) assume a seguinte forma

$$\frac{V_2(j\omega)}{V_1(j\omega)} \approx \left(-\frac{R_2}{R_1}\right) \frac{1}{j \frac{\omega}{\left[\frac{\omega_t}{\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)}\right]}} = \frac{\left(-\frac{R_2}{R_1}\right)}{\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)} \left(\frac{\omega_t}{j\omega}\right) \approx \frac{\left(-\frac{R_2}{R_1}\right)}{\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)} A_d(j\omega) , \quad (8.34)$$

que, no caso de $\frac{R_2}{R_1} \gg 1$, reduz-se a

$$\frac{V_2(j\omega)}{V_1(j\omega)} \approx -A_d(j\omega) . \quad (8.35)$$

A Figura 8.5 apresenta uma comparação entre as curvas de módulo da resposta em frequência de um OpAmp com pólo dominante e de um amplificador inversor, empregando-se $R_1 = 10k\Omega$ e $R_2 = 100k\Omega$.

Figura 8.5: Comparação das curvas de módulo da resposta em frequência de um OpAmp com pólo dominante e de um amplificador inversor.

Modelo com um pólo na origem

Substituindo-se (7.6) em (8.24), obtém-se a função de transferência

$$\begin{aligned}
 \frac{V_2(s)}{V_1(s)} &= \left[-\frac{Z_2(s)}{Z_1(s)} \right] \frac{1}{\left\{ 1 + \left[1 + \frac{Z_2(s)}{Z_1(s)} \right] \left[\frac{1}{A_d(s)} \right] \right\}} \\
 &= \left(-\frac{R_2}{R_1} \right) \frac{1}{\left[1 + \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \left(\frac{s}{A_0 \omega_p} \right) \right]} \\
 &= \left(-\frac{R_2}{R_1} \right) \frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_p \left[\frac{A_0}{\left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)} \right]}} = \left(-\frac{R_2}{R_1} \right) \frac{1}{1 + \frac{s}{\omega'_p}}, \quad (8.36)
 \end{aligned}$$

onde:

$$\omega'_p = \omega_p \left[\frac{A_0}{\left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)} \right] \approx \frac{\omega_t}{\left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)} \quad (8.37)$$

A Figura 8.6 apresenta uma comparação entre as curvas de módulo da resposta em frequência de um OpAmp com pólo dominante na origem e de um amplificador inversor, empregando-se $R_1 = 10k\Omega$ e $R_2 = 100k\Omega$.

Figura 8.6: Comparação das curvas de módulo da resposta em frequência de um OpAmp com pólo dominante na origem e de um amplificador inversor.

Modelo com dois pólos

Substituindo-se (7.10) em (8.24), obtém-se a função de transferência

$$\begin{aligned}
 \frac{V_2(s)}{V_1(s)} &= \left[-\frac{Z_2(s)}{Z_1(s)} \right] \frac{1}{\left\{ 1 + \left[1 + \frac{Z_2(s)}{Z_1(s)} \right] \left[\frac{1}{A_d(s)} \right] \right\}} \\
 &= \left(-\frac{R_2}{R_1} \right) \frac{1}{\left[1 + \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_{p1}} \right) \left(1 + \frac{s}{\omega_{p2}} \right)}{A_0} \right]} \\
 &= \left(-\frac{R_2}{R_1} \right) \frac{A_0}{\left[A_0 + \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \left(1 + \frac{s}{\omega_{p1}} \right) \left(1 + \frac{s}{\omega_{p2}} \right) \right]} \\
 &= \left(-\frac{R_2}{R_1} \right) \frac{(A_0 \omega_{p1} \omega_{p2})}{\left[(A_0 \omega_{p1} \omega_{p2}) + \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) (s + \omega_{p1}) (s + \omega_{p2}) \right]} \\
 &= \left(-\frac{R_2}{R_1} \right) \frac{\left[\frac{(A_0 \omega_{p1} \omega_{p2})}{\left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)} \right]}{\left\{ \left[\frac{(A_0 \omega_{p1} \omega_{p2})}{\left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)} \right] + [s^2 + (\omega_{p1} + \omega_{p2}) s + (\omega_{p1} \omega_{p2})] \right\}} \\
 &= \left(-\frac{R_2}{R_1} \right) \frac{\left[\frac{(A_0 \omega_{p1} \omega_{p2})}{\left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)} \right]}{s^2 + (\omega_{p1} + \omega_{p2}) s + \left\{ (\omega_{p1} \omega_{p2}) + \left[\frac{(A_0 \omega_{p1} \omega_{p2})}{\left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)} \right] \right\}} \\
 &= \left(-\frac{R_2}{R_1} \right) \frac{\left[\frac{(A_0 \omega_{p1} \omega_{p2})}{\left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)} \right]}{s^2 + (\omega_{p1} + \omega_{p2}) s + \left\{ \left[1 + \frac{A_0}{\left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)} \right] (\omega_{p1} \omega_{p2}) \right\}} . \tag{8.38}
 \end{aligned}$$

A Figura 8.7 apresenta uma comparação entre as curvas de módulo da resposta em frequência de um OpAmp com dois pólos e de um amplificador inversor, empregando-se $R_1 = 10k\Omega$ e $R_2 = 100k\Omega$.

Figura 8.7: Comparação das curvas de módulo da resposta em frequência de um OpAmp com dois pólos e de um amplificador inversor.

8.3.3 Amplificador integrador inversor sem perdas

Substituindo-se $Z_1(s) = R_1$ e $Z_2(s) = \frac{1}{sC_2}$ na Figura 8.3, obtém-se o amplificador integrador inversor sem perdas ilustrado na Figura 8.8. As análises com os diversos modelos de pólos e zeros dos OpAmps são feitas a seguir.

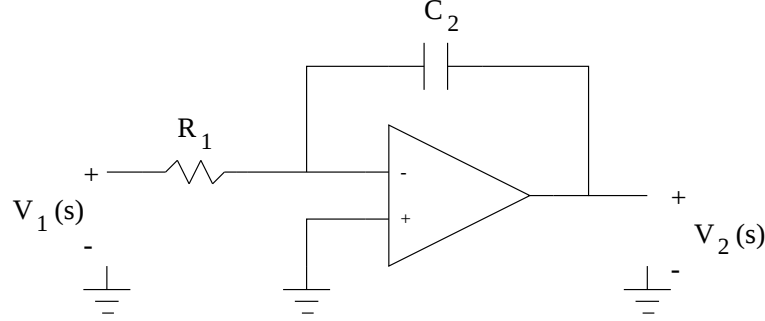


Figura 8.8: Amplificador integrador inversor sem perdas.

Modelo com um pólo

Substituindo-se (7.3) em (8.24), obtém-se a função de transferência

$$\begin{aligned}
 \frac{V_2(s)}{V_1(s)} &= \left[-\frac{Z_2(s)}{Z_1(s)} \right] \frac{1}{\left\{ 1 + \left[1 + \frac{Z_2(s)}{Z_1(s)} \right] \left[\frac{1}{A_d(s)} \right] \right\}} \\
 &= \left(-\frac{1}{sR_1C_2} \right) \frac{1}{\left[1 + \left(1 + \frac{1}{sR_1C_2} \right) \left(\frac{1+\frac{s}{\omega_p}}{A_0} \right) \right]} \\
 &= \left(-\frac{1}{sR_1C_2} \right) \frac{A_0}{\left[A_0 + \left(1 + \frac{1}{sR_1C_2} \right) \left(1 + \frac{s}{\omega_p} \right) \right]} \\
 &= \left(-\frac{1}{sR_1C_2} \right) \frac{A_0\omega_p s R_1 C_2}{[A_0\omega_p s R_1 C_2 + (sR_1C_2 + 1)(s + \omega_p)]} \\
 &= (-1) \frac{A_0\omega_p}{[(A_0\omega_p R_1 C_2) s + R_1 C_2 s^2 + (\omega_p R_1 C_2) s + s + \omega_p]} \\
 &= (-1) \frac{A_0\omega_p}{(R_1 C_2) s^2 + [(A_0 + 1) \omega_p R_1 C_2 + 1] s + (\omega_p)} \\
 &= (-1) \frac{A_0 \left(\frac{\omega_p}{R_1 C_2} \right)}{s^2 + \left[(A_0 + 1) \omega_p + \frac{1}{R_1 C_2} \right] s + \left(\frac{\omega_p}{R_1 C_2} \right)} \\
 &= (-1) \frac{(A_0\omega_p\omega_{R_1C_2})}{s^2 + [(A_0 + 1) \omega_p + \omega_{R_1C_2}] s + (\omega_p\omega_{R_1C_2})}, \tag{8.39}
 \end{aligned}$$

e sua respectiva resposta em frequência

$$\frac{V_2(j\omega)}{V_1(j\omega)} = (-1) \frac{(A_0\omega_p\omega_{R_1C_2})}{[(\omega_p\omega_{R_1C_2}) - \omega^2] + j[(A_0 + 1) \omega_p + \omega_{R_1C_2}] \omega}, \tag{8.40}$$

onde:

$$\omega_{R_1 C_2} = \frac{1}{R_1 C_2} .$$

A Figura 8.9 apresenta uma comparação entre as curvas de módulo da resposta em frequência de um OpAmp com pólo dominante e de um amplificador integrador inversor sem perdas, empregando-se $R_1 = 10k\Omega$ e $R_2 = 100k\Omega$.

Figura 8.9: Comparação das curvas de módulo da resposta em frequência de um OpAmp com pólo dominante e de um amplificador integrador inversor sem perdas.

Modelo com um pólo na origem

Substituindo-se (7.6) em (8.24), obtém-se a função de transferência

$$\begin{aligned} \frac{V_2(s)}{V_1(s)} &= \left[-\frac{Z_2(s)}{Z_1(s)} \right] \frac{1}{\left\{ 1 + \left[1 + \frac{Z_2(s)}{Z_1(s)} \right] \left[\frac{1}{A_d(s)} \right] \right\}} \\ &= \left(-\frac{1}{sR_1 C_2} \right) \frac{1}{\left[1 + \left(1 + \frac{1}{sR_1 C_2} \right) \left(\frac{s}{A_0 \omega_p} \right) \right]} \\ &= \left(-\frac{1}{sR_1 C_2} \right) \frac{A_0 \omega_p}{A_0 \omega_p + s + \frac{1}{R_1 C_2}} \\ &= \left(-\frac{1}{sR_1 C_2} \right) \frac{\left[A_0 \frac{\omega_p}{\left(A_0 \omega_p + \frac{1}{R_1 C_2} \right)} \right]}{1 + \frac{s}{\left(A_0 \omega_p + \frac{1}{R_1 C_2} \right)}} \\ &= \left(-\frac{1}{sR_1 C_2} \right) \frac{A'_0}{1 + \frac{s}{\omega'_p}} , \end{aligned} \tag{8.41}$$

onde:

$$A'_0 = \left[A_0 \frac{\omega_p}{\left(A_0 \omega_p + \frac{1}{R_1 C_2} \right)} \right] \approx \left[\frac{\omega_t}{(\omega_t + \omega_{R_1 C_2})} \right] , \tag{8.42}$$

$$\omega'_p = \left(A_0 \omega_p + \frac{1}{R_1 C_2} \right) \approx (\omega_t + \omega_{R_1 C_2}) \tag{8.43}$$

e

$$\omega_{R_1 C_2} = \frac{1}{R_1 C_2} . \quad (8.44)$$

Quando $A_0 \omega_p \gg \frac{1}{R_1 C_2}$, as Equações (8.42) e (8.43) reduzem-se, respectivamente, a

$$A'_0 \approx 1 \quad (8.45)$$

e

$$\omega'_p \approx A_0 \omega_p \approx \omega_t . \quad (8.46)$$

A Figura 8.10 apresenta uma comparação entre as curvas de módulo da resposta em frequência de um OpAmp com pólo dominante na origem e de um amplificador integrador inversor sem perdas, empregando-se $R_1 = 10k\Omega$ e $R_2 = 100k\Omega$.

Figura 8.10: Comparação das curvas de módulo da resposta em frequência de um OpAmp com pólo dominante na origem e de um amplificador integrador inversor sem perdas.

Modelo com dois pólos

Substituindo-se (7.10) em (8.24), obtém-se a função de transferência

$$\begin{aligned} \frac{V_2(s)}{V_1(s)} &= \left[-\frac{Z_2(s)}{Z_1(s)} \right] \frac{1}{\left\{ 1 + \left[1 + \frac{Z_2(s)}{Z_1(s)} \right] \left[\frac{1}{A_d(s)} \right] \right\}} \\ &= \left(-\frac{1}{R_1 C_2 s} \right) \frac{1}{\left[1 + \left(1 + \frac{1}{R_1 C_2 s} \right) \frac{(1 + \frac{s}{\omega_{p1}})(1 + \frac{s}{\omega_{p2}})}{A_0} \right]} \\ &= \left(-\frac{1}{R_1 C_2 s} \right) \frac{A_0}{\left[A_0 + \left(\frac{1}{R_1 C_2 s} \right) (R_1 C_2 s + 1) \left(1 + \frac{s}{\omega_{p1}} \right) \left(1 + \frac{s}{\omega_{p2}} \right) \right]} \\ &= \frac{(-1) A_0}{\left[\left(\frac{A_0}{\frac{1}{R_1 C_2}} \right) s + \left(1 + \frac{s}{\frac{1}{R_1 C_2}} \right) \left(1 + \frac{s}{\omega_{p1}} \right) \left(1 + \frac{s}{\omega_{p2}} \right) \right]} \\ &= \frac{(-1) A_0}{\left[\left(\frac{A_0}{\omega_{R_1 C_2}} \right) s + \left(1 + \frac{s}{\omega_{R_1 C_2}} \right) \left(1 + \frac{s}{\omega_{p1}} \right) \left(1 + \frac{s}{\omega_{p2}} \right) \right]} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
&= \frac{(-1) (A_0 \omega_{p_1} \omega_{p_2} \omega_{R_1 C_2})}{[(A_0 \omega_{p_1} \omega_{p_2}) s + (s + \omega_{R_1 C_2}) (s + \omega_{p_1}) (s + \omega_{p_2})]} \\
&= \frac{(-1) (A_0 \omega_{p_1} \omega_{p_2} \omega_{R_1 C_2})}{s^3 + (\omega_{p_1} + \omega_{p_2} + \omega_{R_1 C_2}) s^2 + [(A_0 + 1) (\omega_{p_1} \omega_{p_2}) + (\omega_{R_1 C_2}) (\omega_{p_1} + \omega_{p_2})] s + (\omega_{p_1} \omega_{p_2} \omega_{R_1 C_2})} \quad (8.47)
\end{aligned}$$

onde:

$$\omega_{R_1 C_2} = \frac{1}{R_1 C_2} .$$

A Figura 8.11 apresenta uma comparação entre as curvas de módulo da resposta em frequência de um OpAmp com dois pólos e de um amplificador integrador inversor sem perdas, empregando-se $\omega_{R_1 C} = \frac{1}{(10k\Omega)(100nF)} = 10^3 \frac{rad}{s} \approx 2 \times \pi \times (159) \frac{rad}{s}$.

Figura 8.11: Comparação das curvas de módulo da resposta em frequência de um OpAmp com dois pólos e de um amplificador integrador inversor sem perdas.

8.3.4 Amplificador integrador inversor com perdas

Considerando-se $Z_{R_1}(s) = R_1$, $Z_{R_2}(s) = R_2$, $Z_{C_2}(s) = \frac{1}{sC_2}$ e definindo-se, na Figura 8.3,

$$Z_1(s) = Z_{R_1}(s) = R_1 \quad (8.48)$$

e

$$Z_2(s) = Z_{R_2}(s) \parallel Z_{C_2}(s) = \left[\frac{Z_{R_2}(s) Z_{C_2}(s)}{Z_{R_2}(s) + Z_{C_2}(s)} \right] = \left(\frac{R_2 \frac{1}{sC_2}}{R_2 + \frac{1}{sC_2}} \right) = \frac{R_2}{(R_2 C_2) s + 1} , \quad (8.49)$$

obtem-se o amplificador integrador inversor com perdas ilustrado na Figura 8.12.

Substituindo-se (8.48) e (8.49) em (8.24), obtém-se a função de transferência

$$\begin{aligned}
\frac{V_2(s)}{V_1(s)} &= \left[-\frac{Z_2(s)}{Z_1(s)} \right] \frac{1}{\left\{ 1 + \left[1 + \frac{Z_2(s)}{Z_1(s)} \right] \left[\frac{1}{A_d(s)} \right] \right\}} \\
&= \left(-\frac{R_2}{R_1} \right) \left[\frac{1}{(R_2 C_2) s + 1} \right] \frac{A_d(s)}{A_d(s) + \left\{ 1 + \left(\frac{R_2}{R_1} \right) \left[\frac{1}{(R_2 C_2) s + 1} \right] \right\}} \\
&= \left(-\frac{R_2}{R_1} \right) \frac{A_d(s)}{[A_d(s) + 1] [(R_2 C_2) s + 1] + \left(\frac{R_2}{R_1} \right)} \quad (8.50)
\end{aligned}$$

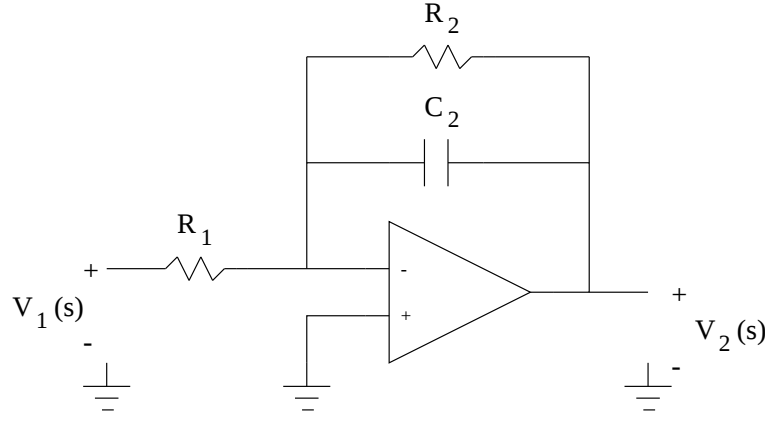


Figura 8.12: Amplificador integrador inversor com perdas.

As análises com os diversos modelos de pólos e zeros dos OpAmps são feitas a seguir.

Modelo com um pólo

Substituindo-se (7.3) em (8.50), obtém-se a função de transferência

$$\begin{aligned}
 \frac{V_2(s)}{V_1(s)} &= \left(-\frac{R_2}{R_1}\right) \frac{\left(\frac{A_0}{1+\frac{s}{\omega_p}}\right)}{\left[\left(\frac{A_0}{1+\frac{s}{\omega_p}}\right) + 1\right] [(R_2 C_2) s + 1] + \left(\frac{R_2}{R_1}\right)} \\
 &= \left(-\frac{R_2}{R_1}\right) \frac{\left(\frac{A_0 \omega_p}{s + \omega_p}\right)}{\left[\left(\frac{A_0 \omega_p}{s + \omega_p}\right) + 1\right] [(R_2 C_2) s + 1] + \left(\frac{R_2}{R_1}\right)} \\
 &= \left(-\frac{R_2}{R_1}\right) \frac{(A_0 \omega_p)}{[(A_0 \omega_p) + (s + \omega_p)] [(R_2 C_2) s + 1] + \left[\left(\frac{R_2}{R_1}\right) (s + \omega_p)\right]} \\
 &= \left(-\frac{R_2}{R_1}\right) \frac{(A_0 \omega_p)}{[(A_0 + 1) \omega_p + s] [(R_2 C_2) s + 1] + \left[\left(\frac{R_2}{R_1}\right) (s + \omega_p)\right]} \\
 &= \frac{\left(-\frac{R_2}{R_1}\right) (A_0 \omega_p)}{[(A_0 + 1) \omega_p (R_2 C_2) s + (A_0 + 1) \omega_p + (R_2 C_2) s^2 + s] + \left[\left(\frac{R_2}{R_1}\right) s + \left(\frac{R_2}{R_1}\right) \omega_p\right]} \\
 &= \frac{\left(-\frac{1}{R_1 C_2}\right) (A_0 \omega_p)}{s^2 + \left[(A_0 + 1) \omega_p + \left(\frac{1}{R_2 C_2}\right) + \left(\frac{1}{R_1 C_2}\right)\right] s + \left[(A_0 + 1) \left(\frac{1}{R_2 C_2}\right) + \left(\frac{1}{R_1 C_2}\right)\right] \omega_p}, \tag{8.51}
 \end{aligned}$$

e sua respectiva resposta em frequência

$$\frac{V_2(j\omega)}{V_1(j\omega)} = \frac{\left(-\frac{1}{R_1 C_2}\right) (A_0 \omega_p)}{\left\{\left[(A_0 + 1) \left(\frac{1}{R_2 C_2}\right) + \left(\frac{1}{R_1 C_2}\right)\right] \omega_p - \omega^2\right\} + j \left[(A_0 + 1) \omega_p + \left(\frac{1}{R_2 C_2}\right) + \left(\frac{1}{R_1 C_2}\right)\right] \omega}. \tag{8.52}$$

A Figura 8.13 apresenta uma comparação entre as curvas de módulo da resposta em frequência de um OpAmp com pólo dominante e de um amplificador integrador inversor com perdas, empregando-se $R_1 = 10k\Omega$ e $R_2 = 100k\Omega$.

Figura 8.13: Comparação das curvas de módulo da resposta em frequência de um OpAmp com pólo dominante e de um amplificador integrador inversor com perdas.

Modelo com um pólo na origem

Substituindo-se (7.6) em (8.50), obtém-se a função de transferência

$$\begin{aligned}
 \frac{V_2(s)}{V_1(s)} &= \left(-\frac{R_2}{R_1}\right) \frac{\left(\frac{A_0\omega_p}{s}\right)}{\left(\frac{A_0\omega_p}{s} + 1\right) [(R_2C_2)s + 1] + \left(\frac{R_2}{R_1}\right)} \\
 &= \left(-\frac{R_2}{R_1}\right) \frac{(A_0\omega_p)}{(A_0\omega_p + s) [(R_2C_2)s + 1] + \left(\frac{R_2}{R_1}\right)s} \\
 &= \left(-\frac{R_2}{R_1}\right) \frac{(A_0\omega_p)}{(R_2C_2)s^2 + \left[1 + (A_0\omega_p R_2C_2) + \left(\frac{R_2}{R_1}\right)\right]s + (A_0\omega_p)} \\
 &= \frac{\left(-\frac{1}{R_1C_2}\right)(A_0\omega_p)}{s^2 + \left[(A_0\omega_p) + \left(\frac{1}{R_2C_2}\right) + \left(\frac{1}{R_1C_2}\right)\right]s + \left[(A_0\omega_p)\left(\frac{1}{R_2C_2}\right)\right]},
 \end{aligned} \tag{8.53}$$

e sua respectiva resposta em frequência

$$\frac{V_2(j\omega)}{V_1(j\omega)} = \frac{\left(-\frac{1}{R_1C_2}\right)(A_0\omega_p)}{\left\{\left[(A_0\omega_p)\left(\frac{1}{R_2C_2}\right)\right] - \omega^2\right\} + j\left[(A_0\omega_p) + \left(\frac{1}{R_2C_2}\right) + \left(\frac{1}{R_1C_2}\right)\right]\omega}. \tag{8.54}$$

A Figura 8.14 apresenta uma comparação entre as curvas de módulo da resposta em frequência de um OpAmp com pólo dominante na origem e de um amplificador integrador inversor com perdas, empregando-se $R_1 = 10k\Omega$ e $R_2 = 100k\Omega$.

Figura 8.14: Comparação das curvas de módulo da resposta em frequência de um OpAmp com pólo dominante na origem e de um amplificador integrador inversor com perdas.

Modelo com dois pólos

Substituindo-se (7.10) em (8.50), obtém-se a função de transferência

$$\begin{aligned}
 \frac{V_2(s)}{V_1(s)} &= \left(-\frac{R_2}{R_1}\right) \frac{\frac{A_0}{\left(1+\frac{s}{\omega_{p1}}\right)\left(1+\frac{s}{\omega_{p2}}\right)}}{\left[\frac{A_0}{\left(1+\frac{s}{\omega_{p1}}\right)\left(1+\frac{s}{\omega_{p2}}\right)} + 1\right] [(R_2 C_2) s + 1] + \left(\frac{R_2}{R_1}\right)} \\
 &= \left(-\frac{R_2}{R_1}\right) \frac{\frac{(A_0 \omega_{p1} \omega_{p2})}{s^2 + (\omega_{p1} + \omega_{p2})s + (\omega_{p1} \omega_{p2})}}{\left[\frac{(A_0 \omega_{p1} \omega_{p2})}{s^2 + (\omega_{p1} + \omega_{p2})s + (\omega_{p1} \omega_{p2})} + 1\right] [(R_2 C_2) s + 1] + \left(\frac{R_2}{R_1}\right)} \\
 &= \frac{\left(-\frac{R_2}{R_1}\right) (A_0 \omega_{p1} \omega_{p2})}{[(A_0 \omega_{p1} \omega_{p2}) + s^2 + (\omega_{p1} + \omega_{p2})s + (\omega_{p1} \omega_{p2})] [(R_2 C_2) s + 1] + \left(\frac{R_2}{R_1}\right) [s^2 + (\omega_{p1} + \omega_{p2})s + (\omega_{p1} \omega_{p2})]} \\
 &= \frac{\left(-\frac{R_2}{R_1}\right) (A_0 \omega_{p1} \omega_{p2})}{[(A_0 \omega_{p1} \omega_{p2}) (R_2 C_2) s + (A_0 \omega_{p1} \omega_{p2}) + (R_2 C_2) s^3 + s^2 + (R_2 C_2) (\omega_{p1} + \omega_{p2}) s^2 + (\omega_{p1} + \omega_{p2}) s + (R_2 C_2) (\omega_{p1} + \omega_{p2}) s + (\omega_{p1} \omega_{p2})] + \left(\frac{R_2}{R_1}\right) s^2 + \left(\frac{R_2}{R_1}\right) (\omega_{p1} + \omega_{p2}) s + \left(\frac{R_2}{R_1}\right) (\omega_{p1} \omega_{p2})} \\
 &= \frac{\left(-\frac{1}{R_1 C_2}\right) (A_0 \omega_{p1} \omega_{p2})}{s^3 + \left[\left(\frac{1}{R_2 C_2}\right) + (\omega_{p1} + \omega_{p2}) + \left(\frac{1}{R_1 C_2}\right)\right] s^2 + \left[(A_0 \omega_{p1} \omega_{p2}) + \left(\frac{1}{R_2 C_2}\right) (\omega_{p1} + \omega_{p2}) + (\omega_{p1} + \omega_{p2}) + \left(\frac{1}{R_1 C_2}\right) (\omega_{p1} + \omega_{p2})\right] s + \left[\left(\frac{1}{R_2 C_2}\right) (A_0 \omega_{p1} \omega_{p2}) + \left(\frac{1}{R_2 C_2}\right) (\omega_{p1} \omega_{p2}) + \left(\frac{1}{R_1 C_2}\right) (\omega_{p1} + \omega_{p2})\right]}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
&= \frac{\left(-\frac{1}{R_1 C_2}\right) (A_0 \omega_{p_1} \omega_{p_2})}{s^3 + \left\{ \left[\frac{1}{\left(\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}\right) C_2} \right] + (\omega_{p_1} + \omega_{p_2}) \right\} s^2 +} \\
&\quad \left\{ (A_0 \omega_{p_1} \omega_{p_2}) + \left[1 + \frac{1}{\left(\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}\right) C_2} \right] (\omega_{p_1} + \omega_{p_2}) \right\} s + \\
&\quad \left\{ \left[(A_0 + 1) \left(\frac{1}{R_2 C_2}\right) (\omega_{p_1} \omega_{p_2}) \right] + \left[\left(\frac{1}{R_1 C_2}\right) (\omega_{p_1} + \omega_{p_2}) \right] \right\} .
\end{aligned} \tag{8.55}$$

A Figura 8.15 apresenta uma comparação entre as curvas de módulo da resposta em frequência de um OpAmp com dois pólos e de um amplificador integrador inversor com perdas, empregando-se $\omega_{R_1 C_2} = \frac{1}{(10k\Omega)(100nF)} = 10^3 \frac{rad}{s} \approx 2 \times \pi \times (159) \frac{rad}{s}$.

Figura 8.15: Comparação das curvas de módulo da resposta em frequência de um OpAmp com dois pólos e de um amplificador integrador inversor com perdas.

8.3.5 Topologia não inversora

A topologia não inversora genérica é ilustrada na Figura 8.16.

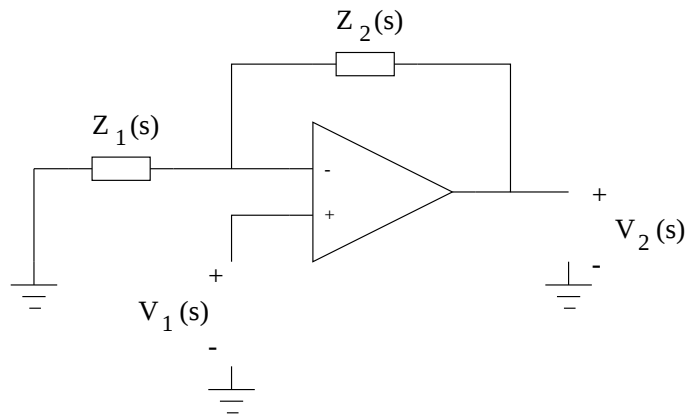


Figura 8.16: Topologia não inversora genérica.

Desprezando-se as correntes de entrada do OpAmp ($I_+ = I_- \approx 0$ A), tem-se que

$$\begin{aligned} I_2(s) &= I_1(s) \\ \frac{V_2(s) - V_-(s)}{Z_2(s)} &= \frac{V_-(s)}{Z_1(s)} \\ V_2(s) - V_-(s) &= \left[\frac{Z_2(s)}{Z_1(s)} \right] V_- \\ V_2(s) &= \left[1 + \frac{Z_2(s)}{Z_1(s)} \right] V_-(s) . \end{aligned} \quad (8.56)$$

Considerando-se que o OpAmp encontra-se na região linear, pode-se escrever que

$$V_2(s) = V_o(s) = A_d(s)V_d(s) = A_d(s)[V_+(s) - V_-(s)] = A_d(s)[V_1(s) - V_-(s)] \quad (8.57)$$

ou que

$$V_-(s) = V_1(s) - \frac{V_2(s)}{A_d(s)} . \quad (8.58)$$

Substituindo-se (8.58) em (8.56), obtém-se a seguinte função de transferência

$$\begin{aligned} V_2(s) &= \left[1 + \frac{Z_2(s)}{Z_1(s)} \right] \left[V_1(s) - \frac{V_2(s)}{A_d(s)} \right] \\ V_2(s) \left\{ 1 + \left[1 + \frac{Z_2(s)}{Z_1(s)} \right] \left[\frac{1}{A_d(s)} \right] \right\} &= \left[1 + \frac{Z_2(s)}{Z_1(s)} \right] V_1(s) \\ \frac{V_2(s)}{V_1(s)} &= \left[1 + \frac{Z_2(s)}{Z_1(s)} \right] \frac{1}{\left\{ 1 + \left[1 + \frac{Z_2(s)}{Z_1(s)} \right] \left[\frac{1}{A_d(s)} \right] \right\}} . \\ &= \left[1 + \frac{Z_2(s)}{Z_1(s)} \right] \frac{A_d(s)}{A_d(s) + \left[1 + \frac{Z_2(s)}{Z_1(s)} \right]} . \end{aligned} \quad (8.59)$$

8.3.6 Amplificador não inversor

Substituindo-se $Z_1(s) = R_1$ e $Z_2(s) = R_2$ na Figura 8.16, obtém-se o amplificador não inversor ilustrado na Figura 8.17. As análises com os diversos modelos de pólos e zeros dos OpAmps são feitas a seguir.

Modelo com um pólo

Substituindo-se (7.3) em (8.59) e aproveitando-se os resultados do item 8.3.2, obtém-se a função de transferência

$$\frac{V_2(s)}{V_1(s)} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \frac{\frac{A_0}{A_0 + \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)}}{1 + \frac{s}{\omega_p \left[\frac{A_0 + \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)}{\left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)} \right]}} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \frac{A'_0}{1 + \frac{s}{\omega'_p}} \quad (8.60)$$

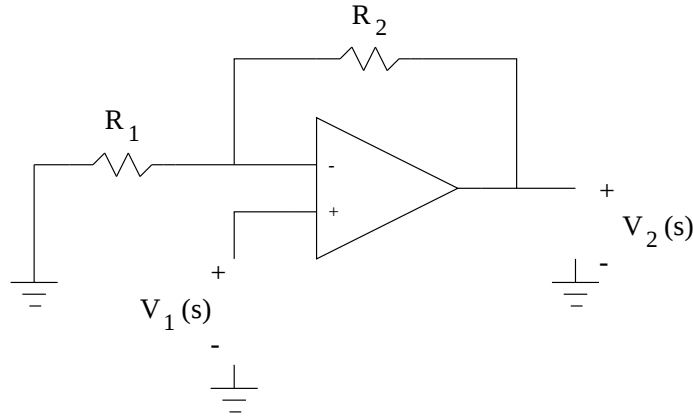


Figura 8.17: Amplificador não inversor.

e sua respectiva resposta em frequência

$$\frac{V_2(j\omega)}{V_1(j\omega)} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{\frac{A_0}{A_0 + \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)}}{1 + j \frac{\omega}{\omega_p \left[\frac{A_0 + \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)}{\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)} \right]}} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{A'_0}{1 + j \frac{\omega}{\omega'_p}}, \quad (8.61)$$

onde A'_0 e ω'_p são os mesmos definidos em (8.27) e (8.28), respectivamente.

Com o auxílio das Equações (8.30) e (8.31), pode-se analisar a Equação (8.61), a fim de se ter uma idéia do comportamento da curva de resposta em frequência do amplificador não inversor.

Inicialmente, para $\omega \ll \omega'_p$, a Equação (8.61) reduz-se a

$$\frac{V_2(j\omega)}{V_1(j\omega)} \approx \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right). \quad (8.62)$$

Para valores intermediários de frequência, onde $\omega \approx \omega'_p$, a Equação (8.61) pode ser aproximada por

$$\frac{V_2(j\omega)}{V_1(j\omega)} \approx \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{1}{1 + j \frac{\omega}{\left[\frac{\omega_t}{\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)} \right]}}. \quad (8.63)$$

Finalmente, para $\omega \gg \omega'_p$, a Equação (8.61) assume a seguinte forma

$$\frac{V_2(j\omega)}{V_1(j\omega)} \approx \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{1}{j \frac{\omega}{\left[\frac{\omega_t}{\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)} \right]}} = \left(\frac{\omega_t}{j\omega}\right) \approx A_d(j\omega). \quad (8.64)$$

A Figura 8.18 apresenta uma comparação entre as curvas de módulo da resposta em frequência de um OpAmp com pólo dominante e de um amplificador não inversor, empregando-se $R_1 = 10k\Omega$ e $R_2 = 100k\Omega$.

Figura 8.18: Comparação das curvas de módulo da resposta em frequência de um OpAmp com pólo dominante e de um amplificador não inversor.

Modelo com um pólo na origem

Substituindo-se (7.6) em (8.59) e aproveitando-se os resultados do item 8.3.2, obtém-se a função de transferência

$$\frac{V_2(s)}{V_1(s)} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_p \left[\frac{A_0}{\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)} \right]}} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{1}{1 + \frac{s}{\omega'_p}}, \quad (8.65)$$

onde ω'_p é o mesmo definido em (8.37).

A Figura 8.19 apresenta uma comparação entre as curvas de módulo da resposta em frequência de um OpAmp com pólo dominante na origem e de um amplificador não inversor, empregando-se $R_1 = 10k\Omega$ e $R_2 = 100k\Omega$.

Figura 8.19: Comparação das curvas de módulo da resposta em frequência de um OpAmp com pólo dominante na origem e de um amplificador não inversor.

Modelo com dois pólos

Substituindo-se (7.10) em (8.59) e aproveitando-se os resultados do item 8.3.2, obtém-se a função de transferência

$$\begin{aligned}
 \frac{V_2(s)}{V_1(s)} &= \left[1 + \frac{Z_2(s)}{Z_1(s)} \right] \frac{1}{\left\{ 1 + \left[1 + \frac{Z_2(s)}{Z_1(s)} \right] \left[\frac{1}{A_d(s)} \right] \right\}} \\
 &= \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \frac{\left[\frac{(A_0 \omega_{p1} \omega_{p2})}{\left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)} \right]}{s^2 + (\omega_{p1} + \omega_{p2}) s + \left\{ \left[1 + \frac{A_0}{\left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)} \right] (\omega_{p1} \omega_{p2}) \right\}} \\
 &= \frac{(A_0 \omega_{p1} \omega_{p2})}{s^2 + (\omega_{p1} + \omega_{p2}) s + \left\{ \left[1 + \frac{A_0}{\left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)} \right] (\omega_{p1} \omega_{p2}) \right\}}. \tag{8.66}
 \end{aligned}$$

A Figura 8.20 apresenta uma comparação entre as curvas de módulo da resposta em frequência de um OpAmp com dois pólos e de um amplificador não inversor, empregando-se $R_1 = 10k\Omega$ e $R_2 = 100k\Omega$.

Figura 8.20: Comparação das curvas de módulo da resposta em frequência de um OpAmp com dois pólos e de um amplificador não inversor.

8.3.7 Amplificador não inversor com compensação de fase

Considerando-se, na Figura 8.16, $Z_{R_1}(s) = R_1$, $Z_{R_2}(s) = R_2$, $Z_{C_2}(s) = \frac{1}{sC_2}$ e as relações definidas em (8.48) e (8.49), obtém-se o amplificador não inversor com compensação de fase ilustrado na Figura 8.21.

Substituindo-se (8.48) e (8.49) em (8.59), obtém-se a função de transferência

$$\begin{aligned}
 \frac{V_2(s)}{V_1(s)} &= \left[1 + \frac{Z_2(s)}{Z_1(s)} \right] \frac{1}{\left\{ 1 + \left[1 + \frac{Z_2(s)}{Z_1(s)} \right] \left[\frac{1}{A_d(s)} \right] \right\}} \\
 &= \left[1 + \frac{\left(\frac{R_2}{R_1} \right)}{(R_2 C_2) s + 1} \right] \frac{1}{\left\{ 1 + \left[1 + \frac{\left(\frac{R_2}{R_1} \right)}{(R_2 C_2) s + 1} \right] \left[\frac{1}{A_d(s)} \right] \right\}}
 \end{aligned}$$

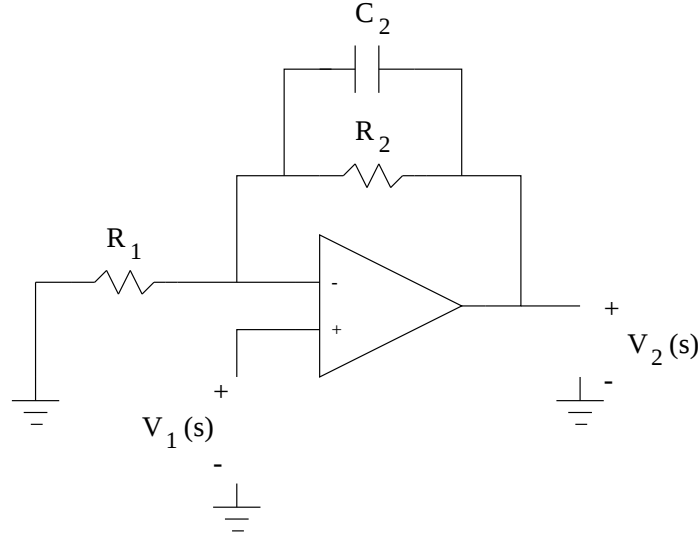


Figura 8.21: Amplificador não inversor com compensação de fase.

$$\begin{aligned}
 &= \left[\frac{(R_2 C_2) s + \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)}{(R_2 C_2) s + 1} \right] \frac{1}{\left\{ 1 + \left[\frac{(R_2 C_2) s + \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)}{(R_2 C_2) s + 1} \right] \left[\frac{1}{A_d(s)} \right] \right\}} \\
 &= \left[\frac{(R_2 C_2) s + \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)}{(R_2 C_2) s + 1} \right] \frac{(R_2 C_2) s + 1}{[(R_2 C_2) s + 1] + \left[(R_2 C_2) s + \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \right] \left[\frac{1}{A_d(s)} \right]} \\
 &= \frac{\left[(R_2 C_2) s + \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \right]}{[(R_2 C_2) s + 1] + \left[(R_2 C_2) s + \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \right] \left[\frac{1}{A_d(s)} \right]}. \quad (8.67)
 \end{aligned}$$

As análises com os diversos modelos de pólos e zeros dos OpAmps são feitas a seguir.

Modelo com um pólo

Substituindo-se (7.3) em (8.67), obtém-se a função de transferência

$$\begin{aligned}
 \frac{V_2(s)}{V_1(s)} &= \frac{\left[(R_2 C_2) s + \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \right]}{[(R_2 C_2) s + 1] + \left[(R_2 C_2) s + \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \right] \left(\frac{1 + \frac{s}{\omega_p}}{A_0} \right)} \\
 &= \frac{(A_0 \omega_p) \left[(R_2 C_2) s + \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \right]}{(A_0 \omega_p) [(R_2 C_2) s + 1] + \left[(R_2 C_2) s + \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \right] (s + \omega_p)} \\
 &= \frac{(A_0 \omega_p) \left[(R_2 C_2) s + \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \right]}{(R_2 C_2) s^2 + \left[(A_0 \omega_p) (R_2 C_2) + (R_2 C_2) \omega_p + \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \right] s + \left[(A_0 \omega_p) + \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \omega_p \right]} \\
 &= (A_0 \omega_p) \frac{s + \frac{\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)}{(R_2 C_2)}}{s^2 + \left[(A_0 + 1) \omega_p + \frac{\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)}{(R_2 C_2)} \right] s + \left[\frac{A_0}{(R_2 C_2)} + \frac{\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)}{(R_2 C_2)} \right] \omega_p}
 \end{aligned}$$

$$= K \frac{s + \omega_z}{s^2 + [(A_0 + 1)\omega_p + \omega_z]s + \left[\frac{A_0}{(R_2 C_2)} + \omega_z\right]\omega_p}, \quad (8.68)$$

onde:

$$K = (A_0 \omega_p) \quad (8.69)$$

e

$$\omega_z = \frac{\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)}{(R_2 C_2)} = \frac{1}{\left[\left(\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}\right) C_2\right]}. \quad (8.70)$$

A Figura 8.22 apresenta uma comparação entre as curvas de módulo da resposta em frequência de um OpAmp com pólo dominante e de um amplificador não inversor com compensação de fase, empregando-se $R_1 = 10k\Omega$ e $R_2 = 100k\Omega$.

Figura 8.22: Comparação das curvas de módulo da resposta em frequência de um OpAmp com pólo dominante e de um amplificador não inversor com compensação de fase.

Modelo com um pólo na origem

Substituindo-se (7.6) em (8.67), obtém-se a função de transferência

$$\begin{aligned} \frac{V_2(s)}{V_1(s)} &= \frac{\left[(R_2 C_2) s + \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)\right]}{[(R_2 C_2) s + 1] + \left[(R_2 C_2) s + \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)\right] \left(\frac{s}{A_0 \omega_p}\right)} \\ &= \frac{(A_0 \omega_p) \left[(R_2 C_2) s + \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)\right]}{(A_0 \omega_p) [(R_2 C_2) s + 1] + \left[(R_2 C_2) s^2 + \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) s\right]} \\ &= (A_0 \omega_p) \frac{s + \frac{\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)}{(R_2 C_2)}}{s^2 + \left[(A_0 \omega_p) + \frac{\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)}{(R_2 C_2)}\right] s + \left(\frac{A_0 \omega_p}{R_2 C_2}\right)} \\ &= K \frac{s + \omega_z}{s^2 + (A_0 \omega_p + \omega_z) s + \left(\frac{A_0 \omega_p}{R_2 C_2}\right)}, \end{aligned} \quad (8.71)$$

onde K e ω_z são definidos em (8.69) e (8.70), respectivamente.

A Figura 8.23 apresenta uma comparação entre as curvas de módulo da resposta em frequência de um OpAmp com pólo dominante na origem e de um amplificador não inversor com compensação de fase, empregando-se $R_1 = 10k\Omega$ e $R_2 = 100k\Omega$.

Figura 8.23: Comparação das curvas de módulo da resposta em frequência de um OpAmp com pólo dominante na origem e de um amplificador não inversor com compensação de fase.

Modelo com dois pólos

Substituindo-se (7.10) em (8.67), obtém-se a função de transferência

$$\begin{aligned}
 \frac{V_2(s)}{V_1(s)} &= \frac{\left[(R_2 C_2) s + \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \right]}{\left[(R_2 C_2) s + 1 \right] + \left[(R_2 C_2) s + \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \right] \left[\frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_{p1}} \right) \left(1 + \frac{s}{\omega_{p2}} \right)}{A_0} \right]} \\
 &= \frac{(A_0 \omega_{p1} \omega_{p2}) \left[(R_2 C_2) s + \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \right]}{(A_0 \omega_{p1} \omega_{p2}) \left[(R_2 C_2) s + 1 \right] + \left[(R_2 C_2) s + \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \right] [s^2 + (\omega_{p1} + \omega_{p2}) s + (\omega_{p1} \omega_{p2})]} \\
 &= \frac{(A_0 \omega_{p1} \omega_{p2}) \left[(R_2 C_2) s + \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \right]}{(R_2 C_2) s^3 + \left[(R_2 C_2) (\omega_{p1} + \omega_{p2}) + \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \right] s^2 + \\
 &\quad \left[(R_2 C_2) (A_0 \omega_{p1} \omega_{p2}) + (R_2 C_2) (\omega_{p1} \omega_{p2}) + \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) (\omega_{p1} + \omega_{p2}) \right] s + \\
 &\quad \left[A_0 (\omega_{p1} \omega_{p2}) + \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) (\omega_{p1} \omega_{p2}) \right]}{(A_0 \omega_{p1} \omega_{p2}) \left[s + \frac{\left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)}{(R_2 C_2)} \right]} \\
 &= \frac{s^3 + \left[(\omega_{p1} + \omega_{p2}) + \frac{\left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)}{(R_2 C_2)} \right] s^2 + \left[(A_0 + 1) (\omega_{p1} \omega_{p2}) + \frac{\left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)}{(R_2 C_2)} (\omega_{p1} + \omega_{p2}) \right] s + \\
 &\quad \left[\frac{A_0}{(R_2 C_2)} + \frac{\left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)}{(R_2 C_2)} \right] (\omega_{p1} \omega_{p2})}{K (s + \omega_z)} \\
 &= \frac{s^3 + (\omega_{p1} + \omega_{p2} + \omega_z) s^2 + [(A_0 + 1) (\omega_{p1} \omega_{p2}) + \omega_z (\omega_{p1} + \omega_{p2})] s + \left[\frac{A_0}{(R_2 C_2)} + \omega_z \right] (\omega_{p1} \omega_{p2})}{(8.72)}
 \end{aligned}$$

onde

$$K = (A_0 \omega_{p_1} \omega_{p_2}) \quad (8.73)$$

e ω_z é definida em (8.70).

A Figura 8.24 apresenta uma comparação entre as curvas de módulo da resposta em frequência de um OpAmp com dois pólos e de um amplificador não inversor com compensação de fase, empregando-se $\omega_{R_1 C_2} = \frac{1}{(10k\Omega)(100nF)} = 10^3 \frac{rad}{s} \approx 2 \times \pi \times (159) \frac{rad}{s}$.

Figura 8.24: Comparação das curvas de módulo da resposta em frequência de um OpAmp com dois pólos e de um amplificador não inversor com compensação de fase.

8.4 Efeito da resposta em frequência e da resistência de saída

Com base nos modelos de pólos e zeros dos OpAmps, e considerando-se a sua resistência de saída, pode-se avaliar a influência de tais características do OpAmp na resposta em frequência de diversos circuitos. Isto é feito a seguir.

8.4.1 Topologia inversora

A topologia inversora genérica, com impedância de saída, é ilustrada na Figura 8.25.

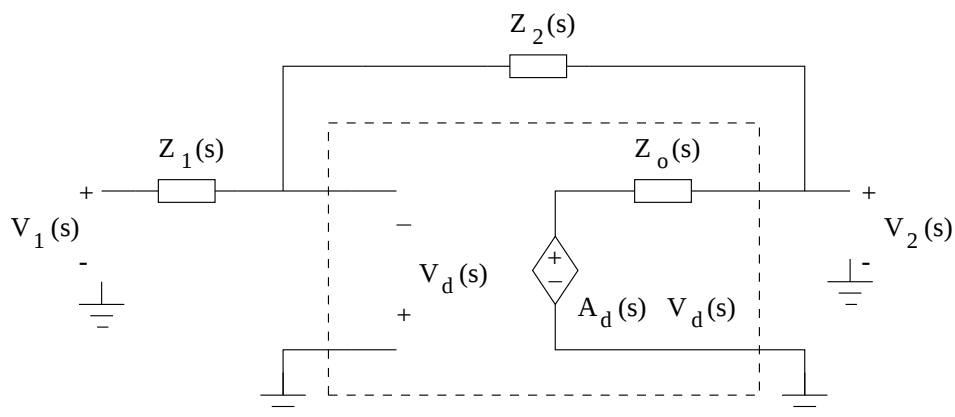


Figura 8.25: Topologia inversora genérica, com impedância de saída.

Desprezando-se as correntes de entrada do OpAmp ($I_+ = I_- \approx 0$ A), tem-se que

$$\begin{aligned}
 V_2(s) &= A_d(s)V_d(s) - Z_o(s)I_2(s) \\
 &= A_d(s)[-V_-(s)] - Z_o(s)\left[\frac{V_2(s) - V_1(s)}{Z_1(s) + Z_2(s)}\right] \\
 \left[1 + \frac{Z_o(s)}{Z_1(s) + Z_2(s)}\right]V_2(s) &= -A_d(s)V_-(s) + \left[\frac{Z_o(s)}{Z_1(s) + Z_2(s)}\right]V_1(s) \\
 [Z_1(s) + Z_2(s) + Z_o(s)]V_2(s) &= -A_d(s)[Z_1(s) + Z_2(s)]V_-(s) + Z_o(s)V_1(s) \quad (8.74)
 \end{aligned}$$

e que

$$V_-(s) = \left[\frac{Z_2(s)}{Z_1(s) + Z_2(s)}\right]V_1(s) + \left[\frac{Z_1(s)}{Z_1(s) + Z_2(s)}\right]V_2(s). \quad (8.75)$$

Substituindo-se (8.75) em (8.74), obtém-se a seguinte função de transferência

$$\begin{aligned}
 [Z_1(s) + Z_2(s) + Z_o(s)]V_2(s) &= -A_d(s)[Z_2(s)V_1(s) + Z_1(s)V_2(s)] + Z_o(s)V_1(s) \\
 [Z_1(s) + Z_2(s) + Z_o(s)]V_2(s) &= -[A_d(s)Z_1(s)]V_2(s) - [A_d(s)Z_2(s) - Z_o(s)]V_1(s) \\
 \frac{V_2(s)}{V_1(s)} &= (-1) \frac{[A_d(s)Z_2(s) - Z_o(s)]}{\{[A_d(s)Z_1(s)] + [Z_1(s) + Z_2(s) + Z_o(s)]\}} \\
 &= \left[-\frac{Z_2(s)}{Z_1(s)}\right] \frac{\left[A_d(s) - \frac{Z_o(s)}{Z_2(s)}\right]}{A_d(s) + \left[1 + \frac{Z_2(s)}{Z_1(s)} + \frac{Z_o(s)}{Z_1(s)}\right]}. \quad (8.76)
 \end{aligned}$$

8.4.2 Amplificador inversor

Substituindo-se $Z_1(s) = R_1$, $Z_2(s) = R_2$ e $Z_o(s) = R_o$ na Figura 8.25, obtém-se o amplificador inversor ilustrado na Figura 8.26. As análises com os diversos modelos de pólos e zeros dos OpAmps são feitas a seguir.

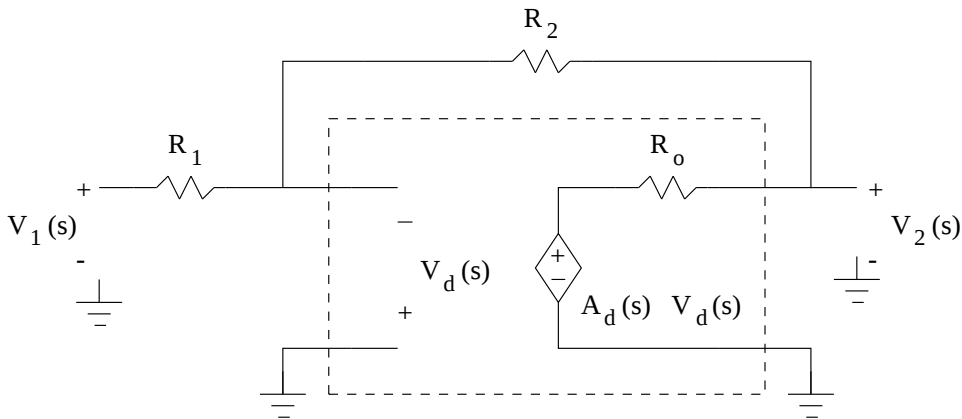


Figura 8.26: Amplificador inversor, com resistência de saída.

Modelo com um pólo

Substituindo-se (7.3) em (8.76), obtém-se a função de transferência

$$\begin{aligned}
 \frac{V_2(s)}{V_1(s)} &= \left[-\frac{Z_2(s)}{Z_1(s)} \right] \frac{\left[A_d(s) - \frac{Z_o(s)}{Z_2(s)} \right]}{A_d(s) + \left[1 + \frac{Z_2(s)}{Z_1(s)} + \frac{Z_o(s)}{Z_1(s)} \right]} \\
 &= \left[-\frac{R_2}{R_1} \right] \frac{\left[\left(\frac{A_0}{1 + \frac{s}{\omega_p}} \right) - \frac{R_o}{R_2} \right]}{\left(\frac{A_0}{1 + \frac{s}{\omega_p}} \right) + \left(1 + \frac{R_2}{R_1} + \frac{R_o}{R_1} \right)} \\
 &= \frac{[R_o(s + \omega_p) - A_0\omega_p R_2]}{[(A_0\omega_p R_1) + (R_1 + R_2 + R_o)(s + \omega_p)]} \\
 &= \frac{[R_o s + (R_o - A_0 R_2)\omega_p]}{[(A_0 + 1)R_1 + R_2 + R_o]\omega_p + (R_1 + R_2 + R_o)s} \\
 &= \left[\frac{-(A_0 R_2 - R_o)}{(A_0 + 1)R_1 + R_2 + R_o} \right] \frac{1 + \frac{s}{\omega_p \left(1 - A_0 \frac{R_2}{R_o} \right)}}{1 + \frac{s}{\omega_p \left[\frac{(A_0 + 1)R_1 + R_2 + R_o}{(R_1 + R_2 + R_o)} \right]}} \\
 &= (-K) \frac{1 + \frac{s}{\omega_z}}{1 + \frac{s}{\omega'_p}}, \tag{8.77}
 \end{aligned}$$

onde:

$$K = \frac{(A_0 R_2 - R_o)}{(A_0 + 1)R_1 + R_2 + R_o}, \tag{8.78}$$

$$\omega_z = \omega_p \left(1 - A_0 \frac{R_2}{R_o} \right) \tag{8.79}$$

e

$$\omega'_p = \omega_p \left[\frac{(A_0 + 1)R_1 + R_2 + R_o}{(R_1 + R_2 + R_o)} \right]. \tag{8.80}$$

Tipicamente, o ganho DC do OpAmp $A_d(j0) = A_0$ possui um valor muito mais elevado do que a resistência R_o e a razão de resistências $\frac{R_2}{R_1}$. Portanto, as Equações (8.78) – (8.80) podem ser reescritas como

$$K \approx \frac{A_0 R_2}{A_0 R_1 + R_2 + R_o} \approx \frac{A_0 R_2}{A_0 R_1} = \frac{R_2}{R_1}, \tag{8.81}$$

$$\omega_z \approx \omega_p \left(-A_0 \frac{R_2}{R_o} \right) = -(A_0 \omega_p) \left(\frac{R_2}{R_o} \right) = -\omega_t \left(\frac{R_2}{R_o} \right) = -\frac{\omega_t}{\left(\frac{R_o}{R_2} \right)} \tag{8.82}$$

e

$$\omega'_p \approx \omega_p \left(\frac{A_0 R_1 + R_2 + R_o}{R_1 + R_2 + R_o} \right) \approx \omega_p \left(\frac{A_0 R_1}{R_1 + R_2 + R_o} \right) = \frac{(A_0 \omega_p)}{\left(1 + \frac{R_2}{R_1} + \frac{R_o}{R_1} \right)} = \frac{\omega_t}{\left(1 + \frac{R_2}{R_1} + \frac{R_o}{R_1} \right)}. \tag{8.83}$$

Nas situações onde $R_2 > R_1 > R_o$, tem-se ainda que

$$\omega'_p < \omega_t < |\omega_z| . \quad (8.84)$$

A Figura 8.27 apresenta uma comparação entre as curvas de módulo da resposta em frequência de um OpAmp, com pólo dominante e resistência de saída, e de um amplificador inversor, empregando-se $R_1 = 10k\Omega$ e $R_2 = 100k\Omega$.

Figura 8.27: Comparação das curvas de módulo da resposta em frequência de um OpAmp, com pólo dominante e resistência de saída, e de um amplificador inversor.

Modelo com um pólo na origem (Tatiana Kühner)

Substituindo-se (7.6) em (8.76), obtém-se a função de transferência

$$\begin{aligned} \frac{V_2(s)}{V_1(s)} &= \left[-\frac{Z_2(s)}{Z_1(s)} \right] \frac{\left[A_d(s) - \frac{Z_o(s)}{Z_2(s)} \right]}{A_d(s) + \left[1 + \frac{Z_2(s)}{Z_1(s)} + \frac{Z_o(s)}{Z_1(s)} \right]} \\ &= \left(-\frac{R_2}{R_1} \right) \frac{\left[\left(\frac{A_0 \omega_p}{s} \right) - \frac{R_o}{R_2} \right]}{\left(\frac{A_0 \omega_p}{s} \right) + \left(1 + \frac{R_2}{R_1} + \frac{R_o}{R_1} \right)} \\ &= \left(-\frac{R_2}{R_1} \right) \frac{1 + \frac{s}{\omega_p \left(-A_0 \frac{R_2}{R_o} \right)}}{1 + \frac{s}{\omega_p \left[\frac{A_0 R_1}{(R_1 + R_2 + R_o)} \right]}} \\ &= (-K) \frac{1 + \frac{s}{\omega_z}}{1 + \frac{s}{\omega'_p}} , \end{aligned} \quad (8.85)$$

onde:

$$K = \frac{R_2}{R_1} , \quad (8.86)$$

$$\omega_z = \omega_p \left(-A_0 \frac{R_2}{R_o} \right) = -\omega_t \left(\frac{R_2}{R_o} \right) = \frac{-\omega_t}{\left(\frac{R_o}{R_2} \right)} \quad (8.87)$$

e

$$\omega'_p = \omega_p \left[\frac{A_0 R_1}{(R_1 + R_2 + R_o)} \right] = \frac{\omega_t}{\left(1 + \frac{R_2}{R_1} + \frac{R_o}{R_1} \right)}. \quad (8.88)$$

A Figura 8.28 apresenta uma comparação entre as curvas de módulo da resposta em frequência de um OpAmp, com pólo dominante na origem e resistência de saída, e de um amplificador inversor, empregando-se $R_1 = 10k\Omega$ e $R_2 = 100k\Omega$.

Figura 8.28: Comparação das curvas de módulo da resposta em frequência de um OpAmp, com pólo dominante na origem e e resistência de saída, de um amplificador inversor.

Modelo com dois pólos

Substituindo-se (7.10) em (8.76), obtém-se a função de transferência

$$\begin{aligned} \frac{V_2(s)}{V_1(s)} &= \left[-\frac{Z_2(s)}{Z_1(s)} \right] \frac{\left[A_d(s) - \frac{Z_o(s)}{Z_2(s)} \right]}{A_d(s) + \left[1 + \frac{Z_2(s)}{Z_1(s)} + \frac{Z_o(s)}{Z_1(s)} \right]} \\ &= \left[-\frac{R_2}{R_1} \right] \frac{\left[\frac{(A_0 \omega_{p1} \omega_{p2})}{s^2 + (\omega_{p1} + \omega_{p2})s + (\omega_{p1} \omega_{p2})} - \frac{R_o}{R_2} \right]}{\left[\frac{(A_0 \omega_{p1} \omega_{p2})}{s^2 + (\omega_{p1} + \omega_{p2})s + (\omega_{p1} \omega_{p2})} + \left(1 + \frac{R_2}{R_1} + \frac{R_o}{R_1} \right) \right]} \\ &= \frac{R_o [s^2 + (\omega_{p1} + \omega_{p2})s + (\omega_{p1} \omega_{p2})] - (A_0 \omega_{p1} \omega_{p2}) R_2}{(A_0 \omega_{p1} \omega_{p2}) R_1 + (R_1 + R_2 + R_o) [s^2 + (\omega_{p1} + \omega_{p2})s + (\omega_{p1} \omega_{p2})]} \\ &= \left(\frac{R_o}{R_1 + R_2 + R_o} \right) \frac{s^2 + (\omega_{p1} + \omega_{p2})s + \left[\left(1 - A_0 \frac{R_2}{R_o} \right) (\omega_{p1} \omega_{p2}) \right]}{s^2 + \left[\left(\frac{1}{R_1 + R_2 + R_o} \right) (\omega_{p1} + \omega_{p2}) \right] s + \left[1 + A_0 \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2 + R_o} \right) \right] (\omega_{p1} \omega_{p2})}. \end{aligned} \quad (8.89)$$

A Figura 8.29 apresenta uma comparação entre as curvas de módulo da resposta em frequência de um OpAmp, com dois pólos e resistência de saída, e de um amplificador inversor, empregando-se $R_1 = 10k\Omega$ e $R_2 = 100k\Omega$.

Figura 8.29: Comparação das curvas de módulo da resposta em frequência de um OpAmp, com dois pólos e resistência de saída, e de um amplificador inversor.

8.4.3 Amplificador integrador inversor sem perdas

Substituindo-se $Z_1(s) = R_1$, $Z_2(s) = \frac{1}{sC_2}$ e $Z_o(s) = R_o$ na Figura 8.25, obtém-se o amplificador integrador inversor sem perdas ilustrado na Figura 8.30. As análises com os diversos modelos de pólos e zeros dos OpAmps são feitas a seguir.

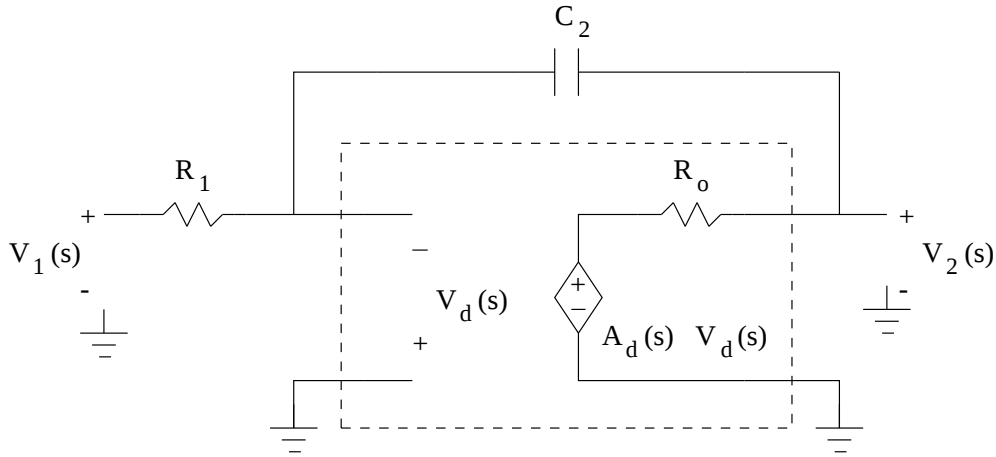


Figura 8.30: Amplificador integrador inversor sem perdas, com resistência de saída.

Modelo com um pólo

Substituindo-se (7.3) em (8.76), obtém-se a função de transferência

$$\begin{aligned} \frac{V_2(s)}{V_1(s)} &= \left[-\frac{Z_2(s)}{Z_1(s)} \right] \frac{\left[A_d(s) - \frac{Z_o(s)}{Z_2(s)} \right]}{A_d(s) + \left[1 + \frac{Z_2(s)}{Z_1(s)} + \frac{Z_o(s)}{Z_1(s)} \right]} \\ &= \left(-\frac{1}{sC_2R_1} \right) \frac{\left[\left(\frac{A_0}{1+\frac{s}{\omega_p}} \right) - R_oC_2s \right]}{\left(\frac{A_0}{1+\frac{s}{\omega_p}} \right) + \left[1 + \left(\frac{1}{sC_2R_1} \right) + \left(\frac{R_o}{R_1} \right) \right]} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
&= (-1) \frac{[(A_0\omega_p) - (R_oC_2)(s + \omega_p)s]}{[(A_0\omega_p)(R_1C_2)s] + [(R_1C_2)s + 1 + (R_oC_2)s](s + \omega_p)} \\
&= \frac{(R_oC_2)[s^2 + (\omega_p)s] - (A_0\omega_p)}{[(R_o + R_1)C_2]s^2 + [(R_o + R_1)C_2\omega_p + (A_0\omega_p)R_1C_2 + 1]s + \omega_p} \\
&= \left(\frac{R_o}{R_o + R_1}\right) \frac{s^2 + (\omega_p)s + \left[(-A_0\omega_p)\left(\frac{1}{R_oC_2}\right)\right]}{s^2 + \left\{\omega_p\left[1 + (A_0\omega_p)\left(\frac{R_1}{R_o + R_1}\right)\right] + \left[\frac{1}{(R_o + R_1)C_2}\right]\right\}s + \left[\omega_p\frac{1}{(R_o + R_1)C_2}\right]} \quad (8.90)
\end{aligned}$$

A Figura 8.31 apresenta uma comparação entre as curvas de módulo da resposta em frequência de um OpAmp, com pólo dominante e resistência de saída, e de um amplificador integrador inversor sem perdas, empregando-se $R_1 = 10k\Omega$ e $C_2 = 100nF$.

Figura 8.31: Comparação das curvas de módulo da resposta em frequência de um OpAmp, com pólo dominante e resistência de saída, e de um amplificador integrador inversor sem perdas.

Modelo com um pólo na origem (Tatiana Kühner)

Substituindo-se (7.6) em (8.76), obtém-se a função de transferência

$$\begin{aligned}
\frac{V_2(s)}{V_1(s)} &= \left[-\frac{Z_2(s)}{Z_1(s)}\right] \frac{\left[A_d(s) - \frac{Z_o(s)}{Z_2(s)}\right]}{A_d(s) + \left[1 + \frac{Z_2(s)}{Z_1(s)} + \frac{Z_o(s)}{Z_1(s)}\right]} \\
&= \left(-\frac{1}{sC_2R_1}\right) \frac{\frac{A_0\omega_p}{s} - R_oC_2s}{\left(\frac{A_0\omega_p}{s}\right) + \left[1 + \left(\frac{1}{sC_2R_1}\right) + \left(\frac{R_o}{R_1}\right)\right]} \\
&= (-1) \frac{[(A_0\omega_p) - (R_oC_2)s^2]}{[(A_0\omega_p)(R_1C_2)s] + [(R_1C_2)s^2 + s + (R_oC_2)s^2]} \\
&= \frac{(R_oC_2s^2) - (A_0\omega_p)}{[(R_o + R_1)C_2]s^2 + [1 + (A_0\omega_p)(R_1C_2)]s} \\
&= \left(\frac{R_o}{R_o + R_1}\right) \frac{s^2 - (A_0\omega_p)\left(\frac{1}{R_oC_2}\right)}{s \left\{s + \left[\frac{1 + (A_0\omega_p)(R_1C_2)}{(R_o + R_1)C_2}\right]\right\}} \quad (8.91)
\end{aligned}$$

A Figura 8.32 apresenta uma comparação entre as curvas de módulo da resposta em frequência de um OpAmp, com pólo dominante na origem e resistência de saída, e de um amplificador integrador inversor sem perdas, empregando-se $R_1 = 10k\Omega$ e $C_2 = 100nF$.

Figura 8.32: Comparação das curvas de módulo da resposta em frequência de um OpAmp, com pólo dominante na origem e resistência de saída, e de um amplificador integrador inversor sem perdas.

Modelo com dois pólos

Substituindo-se (7.10) em (8.76), obtém-se a função de transferência

$$\begin{aligned}
 \frac{V_2(s)}{V_1(s)} &= \left[-\frac{Z_2(s)}{Z_1(s)} \right] \frac{\left[A_d(s) - \frac{Z_o(s)}{Z_2(s)} \right]}{A_d(s) + \left[1 + \frac{Z_2(s)}{Z_1(s)} + \frac{Z_o(s)}{Z_1(s)} \right]} \\
 &= \left(-\frac{1}{sC_2R_1} \right) \frac{\left[\frac{(A_0\omega_{p_1}\omega_{p_2})}{s^2 + (\omega_{p_1} + \omega_{p_2})s + (\omega_{p_1}\omega_{p_2})} - R_oC_2s \right]}{\frac{(A_0\omega_{p_1}\omega_{p_2})}{s^2 + (\omega_{p_1} + \omega_{p_2})s + (\omega_{p_1}\omega_{p_2})} + \left[1 + \left(\frac{1}{sC_2R_1} \right) + \left(\frac{R_o}{R_1} \right) \right]} \\
 &= (-1) \frac{\left[\frac{(A_0\omega_{p_1}\omega_{p_2})}{s^2 + (\omega_{p_1} + \omega_{p_2})s + (\omega_{p_1}\omega_{p_2})} - R_oC_2s \right]}{\left[\frac{(A_0\omega_{p_1}\omega_{p_2})}{s^2 + (\omega_{p_1} + \omega_{p_2})s + (\omega_{p_1}\omega_{p_2})} R_1C_2 \right] s + \{1 + [(R_o + R_1)C_2]s\}} \\
 &= \frac{(R_oC_2)[s^3 + (\omega_{p_1} + \omega_{p_2})s^2 + (\omega_{p_1}\omega_{p_2})s] - (A_0\omega_{p_1}\omega_{p_2})}{[s^2 + (\omega_{p_1} + \omega_{p_2})s + (\omega_{p_1}\omega_{p_2})] + [(R_o + R_1)C_2][s^3 + (\omega_{p_1} + \omega_{p_2})s^2 + (\omega_{p_1}\omega_{p_2})s] + [(R_1C_2A_0\omega_{p_1}\omega_{p_2})s]} \\
 &= \frac{(R_oC_2)[s^3 + (\omega_{p_1} + \omega_{p_2})s^2 + (\omega_{p_1}\omega_{p_2})s] + (-A_0\omega_{p_1}\omega_{p_2})}{[(R_o + R_1)C_2]s^3 + [1 + (R_o + R_1)C_2(\omega_{p_1} + \omega_{p_2})]s^2 + \{(\omega_{p_1} + \omega_{p_2}) + [R_o + (A_0 + 1)R_1]C_2(\omega_{p_1}\omega_{p_2})\}s + (\omega_{p_1}\omega_{p_2})} \\
 &= \frac{\left(\frac{R_o}{R_o + R_1} \right) \left\{ s^3 + (\omega_{p_1} + \omega_{p_2})s^2 + (\omega_{p_1}\omega_{p_2})s + \left[(-A_0)(\omega_{p_1}\omega_{p_2}) \left(\frac{1}{R_oC_2} \right) \right] \right\}}{s^3 + \left\{ (\omega_{p_1} + \omega_{p_2}) + \left[\frac{1}{(R_o + R_1)C_2} \right] \right\} s^2 + \left\{ (\omega_{p_1} + \omega_{p_2}) \left[\frac{1}{(R_o + R_1)C_2} \right] + (\omega_{p_1}\omega_{p_2}) \left[\left(\frac{R_1}{R_o + R_1} \right) (A_0) + 1 \right] \right\} s + \left\{ (\omega_{p_1}\omega_{p_2}) \left[\frac{1}{(R_o + R_1)C_2} \right] \right\}}.
 \end{aligned} \tag{8.92}$$

A Figura 8.33 apresenta uma comparação entre as curvas de módulo da resposta em frequência de um OpAmp, com dois pólos e resistência de saída, e de um amplificador integrador inversor sem perdas, empregando-se $R_1 = 10k\Omega$ e $C_2 = 100nF$.

Figura 8.33: Comparação das curvas de módulo da resposta em frequência de um OpAmp, com dois pólos e resistência de saída, e de um amplificador integrador inversor sem perdas.

8.4.4 Topologia não inversora

A topologia não inversora genérica, com impedância de saída, é ilustrada na Figura 8.34.

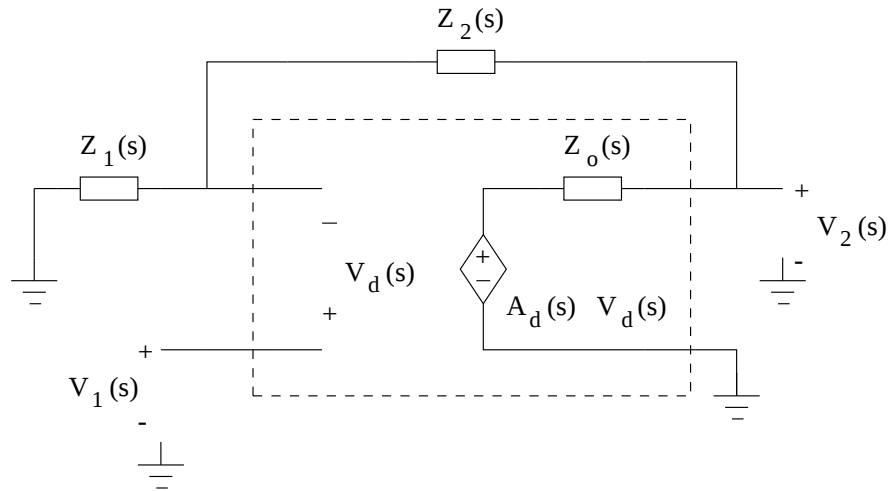


Figura 8.34: Topologia não inversora genérica, com impedância de saída.

Desprezando-se as correntes de entrada do OpAmp ($I_+ = I_- \approx 0 A$), tem-se que

$$V_d(s) = V_1(s) - V_{Z_1}(s) = V_1(s) - Z_1(s)I_1(s) = V_1(s) - Z_1(s)I_2(s) , \quad (8.93)$$

$$V_2(s) = [Z_1(s) + Z_2(s)] I_2(s) \quad (8.94)$$

e

$$V_2(s) = A_d(s)V_d(s) - Z_o(s)I_2(s) . \quad (8.95)$$

Substituindo-se (8.93) e (8.94) em (8.95), obtém-se a seguinte relação

$$\begin{aligned}
 V_2(s) &= A_d(s)V_d(s) - Z_o(s)I_2(s) \\
 &= A_d(s)[V_1(s) - Z_1(s)I_2(s)] - Z_o(s)I_2(s) \\
 &= A_d(s)V_1(s) - [A_d(s)Z_1(s) + Z_o(s)] \left[\frac{V_2(s)}{Z_1(s) + Z_2(s)} \right],
 \end{aligned} \tag{8.96}$$

da qual se retira a seguinte função de transferência

$$\begin{aligned}
 \frac{V_2(s)}{V_1(s)} &= \frac{A_d(s)}{\left[A_d(s) \frac{Z_1(s)}{Z_1(s) + Z_2(s)} \right] + 1 + \left[\frac{Z_o(s)}{Z_1(s) + Z_2(s)} \right]} \\
 &= \left[1 + \frac{Z_2(s)}{Z_1(s)} \right] \frac{A_d(s)}{A_d(s) + \left[1 + \frac{Z_2(s)}{Z_1(s)} + \frac{Z_o(s)}{Z_1(s)} \right]}.
 \end{aligned} \tag{8.97}$$

8.4.5 Amplificador não inversor com compensação de fase

Considerando-se, na Figura 8.34, $Z_{R_1}(s) = R_1$, $Z_{R_2}(s) = R_2$, $Z_{C_2}(s) = \frac{1}{sC_2}$, $Z_o(s) = R_o$ e as relações definidas em (8.48) e (8.49), obtém-se o amplificador não inversor com compensação de fase, com resistência de saída, ilustrado na Figura 8.35.

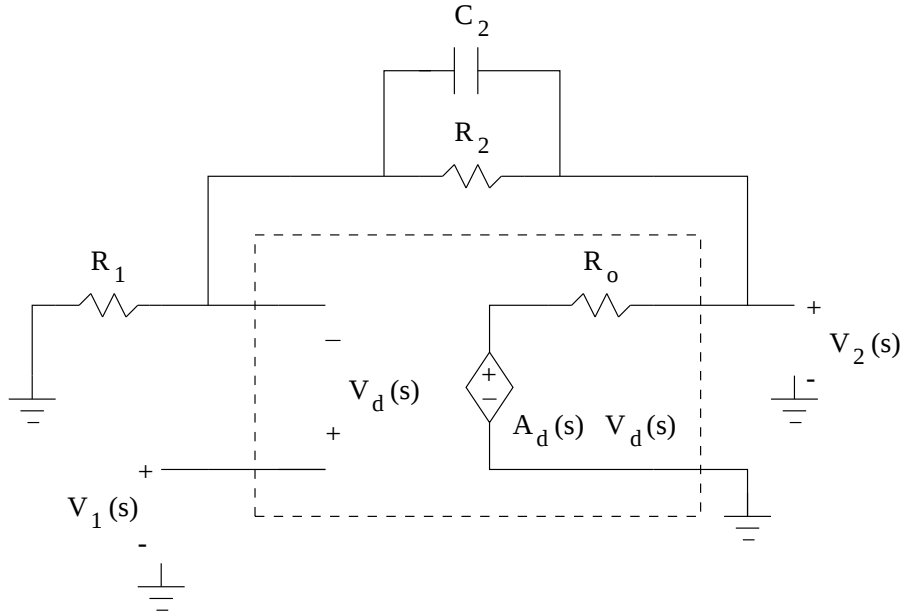


Figura 8.35: Amplificador não inversor com compensação de fase, com resistência de saída.

Substituindo-se (8.48), (8.49) e $Z_o(s) = R_o$ em (8.97), obtém-se a função de transferência

$$\begin{aligned}
 \frac{V_2(s)}{V_1(s)} &= \left[1 + \frac{Z_2(s)}{Z_1(s)} \right] \frac{1}{\left\{ 1 + \left[1 + \frac{Z_2(s)}{Z_1(s)} + \frac{Z_o(s)}{Z_1(s)} \right] \left[\frac{1}{A_d(s)} \right] \right\}} \\
 &= \left[1 + \frac{\left(\frac{R_2}{R_1} \right)}{(R_2 C_2) s + 1} \right] \frac{1}{\left\{ 1 + \left[1 + \frac{\left(\frac{R_2}{R_1} \right)}{(R_2 C_2) s + 1} + \frac{R_o}{R_1} \right] \left[\frac{1}{A_d(s)} \right] \right\}} \\
 &= \left[\frac{(R_2 C_2) s + \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)}{(R_2 C_2) s + 1} \right] \frac{(R_2 C_2) s + 1}{[(R_2 C_2) s + 1] + \left\{ [(R_2 C_2) s + 1] \left(1 + \frac{R_o}{R_1} \right) + \left(\frac{R_2}{R_1} \right) \right\} \left[\frac{1}{A_d(s)} \right]} \\
 &= \frac{\left[(R_2 C_2) s + \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \right]}{[(R_2 C_2) s + 1] + \left[(R_2 C_2) \left(1 + \frac{R_o}{R_1} \right) s + \left(1 + \frac{R_2}{R_1} + \frac{R_o}{R_1} \right) \right] \left[\frac{1}{A_d(s)} \right]}. \quad (8.98)
 \end{aligned}$$

As análises com os diversos modelos de pólos e zeros dos OpAmps são feitas a seguir.

Modelo com um pólo

Substituindo-se (7.3) em (8.98), obtém-se a função de transferência

$$\begin{aligned}
 \frac{V_2(s)}{V_1(s)} &= \frac{\left[(R_2 C_2) s + \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \right]}{[(R_2 C_2) s + 1] + \left[(R_2 C_2) \left(1 + \frac{R_o}{R_1} \right) s + \left(1 + \frac{R_2}{R_1} + \frac{R_o}{R_1} \right) \right] \left(\frac{1 + \frac{s}{\omega_p}}{A_0} \right)} \\
 &= \frac{(A_0 \omega_p) \left[(R_2 C_2) s + \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \right]}{(A_0 \omega_p) [(R_2 C_2) s + 1] + \left[(R_2 C_2) \left(1 + \frac{R_o}{R_1} \right) s + \left(1 + \frac{R_2}{R_1} + \frac{R_o}{R_1} \right) \right] (s + \omega_p)} \\
 &= \frac{(A_0 \omega_p) \left[(R_2 C_2) s + \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \right]}{(R_2 C_2) \left(1 + \frac{R_o}{R_1} \right) s^2 + \left[(A_0 \omega_p) (R_2 C_2) + (R_2 C_2) \left(1 + \frac{R_o}{R_1} \right) \omega_p + \left(1 + \frac{R_2}{R_1} + \frac{R_o}{R_1} \right) \right] s + \left[(A_0 \omega_p) + \left(1 + \frac{R_2}{R_1} + \frac{R_o}{R_1} \right) \omega_p \right]} \\
 &= \left[\frac{A_0 \omega_p}{\left(1 + \frac{R_o}{R_1} \right)} \right] \frac{s + \frac{\left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)}{(R_2 C_2)}}{s^2 + \left\{ \left[\frac{A_0}{\left(1 + \frac{R_o}{R_1} \right)} + 1 \right] \omega_p + \frac{\left(1 + \frac{R_2}{R_1} + \frac{R_o}{R_1} \right)}{(R_2 C_2) \left(1 + \frac{R_o}{R_1} \right)} \right\} s + \left[\frac{A_0 + \left(1 + \frac{R_2}{R_1} + \frac{R_o}{R_1} \right)}{(R_2 C_2) \left(1 + \frac{R_o}{R_1} \right)} \right] \omega_p} \\
 &= K' \frac{s + \omega_z}{s^2 + [(A'_0 + 1) \omega_p + \omega'_z] s + \left[\frac{A'_0}{(R_2 C_2)} + \omega'_z \right] \omega_p}, \quad (8.99)
 \end{aligned}$$

onde:

$$K' = \frac{A_0 \omega_p}{\left(1 + \frac{R_o}{R_1}\right)} = A'_0 \omega_p, \quad (8.100)$$

$$A'_0 = \frac{A_0}{\left(1 + \frac{R_o}{R_1}\right)}, \quad (8.101)$$

$$\omega_z = \frac{\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)}{(R_2 C_2)} = \frac{1}{\left[\left(\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}\right) C_2\right]} \quad (8.102)$$

e

$$\omega'_z = \frac{\left(1 + \frac{R_2}{R_1} + \frac{R_o}{R_1}\right)}{(R_2 C_2) \left(1 + \frac{R_o}{R_1}\right)} = \frac{1}{\left\{\left[\frac{(R_1 + R_o) R_2}{(R_1 + R_o) + R_2}\right] C_2\right\}}. \quad (8.103)$$

A Figura 8.36 apresenta uma comparação entre as curvas de módulo da resposta em frequência de um OpAmp, com pólo dominante e resistência de saída, e de um amplificador não inversor com compensação de fase, empregando-se $R_1 = 10k\Omega$ e $R_2 = 100k\Omega$.

Figura 8.36: Comparação das curvas de módulo da resposta em frequência de um OpAmp, com pólo dominante e resistência de saída, e de um amplificador não inversor com compensação de fase.

Modelo com um pólo na origem

Substituindo-se (7.6) em (8.98), obtém-se a função de transferência

$$\begin{aligned} \frac{V_2(s)}{V_1(s)} &= \frac{\left[(R_2 C_2) s + \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)\right]}{\left[(R_2 C_2) s + 1\right] + \left[(R_2 C_2) \left(1 + \frac{R_o}{R_1}\right) s + \left(1 + \frac{R_2}{R_1} + \frac{R_o}{R_1}\right)\right] \left(\frac{s}{A_0 \omega_p}\right)} \\ &= \frac{(A_0 \omega_p) \left[(R_2 C_2) s + \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)\right]}{(A_0 \omega_p) \left[(R_2 C_2) s + 1\right] + \left[(R_2 C_2) \left(1 + \frac{R_o}{R_1}\right) s^2 + \left(1 + \frac{R_2}{R_1} + \frac{R_o}{R_1}\right) s\right]} \\ &= \frac{(A_0 \omega_p) \left[(R_2 C_2) s + \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)\right]}{(R_2 C_2) \left(1 + \frac{R_o}{R_1}\right) s^2 + \left[(A_0 \omega_p) (R_2 C_2) + \left(1 + \frac{R_2}{R_1} + \frac{R_o}{R_1}\right)\right] s + (A_0 \omega_p)} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
&= \left[\frac{A_0 \omega_p}{\left(1 + \frac{R_o}{R_1}\right)} \right] \frac{s + \frac{\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)}{(R_2 C_2)}}{s^2 + \left[\frac{A_0 \omega_p}{\left(1 + \frac{R_o}{R_1}\right)} + \frac{\left(1 + \frac{R_2}{R_1} + \frac{R_o}{R_1}\right)}{(R_2 C_2) \left(1 + \frac{R_o}{R_1}\right)} \right] s + \left[\frac{A_0 \omega_p}{(R_2 C_2) \left(1 + \frac{R_o}{R_1}\right)} \right]} \\
&= K' \frac{s + \omega_z}{s^2 + (A'_0 \omega_p + \omega'_z) s + \left(\frac{A'_0 \omega_p}{R_2 C_2} \right)}, \tag{8.104}
\end{aligned}$$

onde K' , A'_0 , ω_z e ω'_z são definidos em (8.100) – (8.103), respectivamente.

A Figura 8.37 apresenta uma comparação entre as curvas de módulo da resposta em frequência de um OpAmp, com pólo dominante na origem e resistência de saída, e de um amplificador não inversor com compensação de fase, empregando-se $R_1 = 10k\Omega$ e $R_2 = 100k\Omega$.

Figura 8.37: Comparação das curvas de módulo da resposta em frequência de um OpAmp, com pólo dominante na origem e resistência de saída, de um amplificador não inversor com compensação de fase.

Modelo com dois pólos

Substituindo-se (7.10) em (8.98), obtém-se a função de transferência

$$\begin{aligned}
\frac{V_2(s)}{V_1(s)} &= \frac{\left[(R_2 C_2) s + \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \right]}{\left[(R_2 C_2) s + 1 \right] + \left[(R_2 C_2) \left(1 + \frac{R_o}{R_1}\right) s + \left(1 + \frac{R_2}{R_1} + \frac{R_o}{R_1}\right) \right] \left[\frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_{p1}}\right) \left(1 + \frac{s}{\omega_{p2}}\right)}{A_0} \right]} \\
&= \frac{(A_0 \omega_{p1} \omega_{p2}) \left[(R_2 C_2) s + \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \right]}{(A_0 \omega_{p1} \omega_{p2}) \left[(R_2 C_2) s + 1 \right] + \left[(R_2 C_2) \left(1 + \frac{R_o}{R_1}\right) s + \left(1 + \frac{R_2}{R_1} + \frac{R_o}{R_1}\right) \right] \left[s^2 + (\omega_{p1} + \omega_{p2}) s + (\omega_{p1} \omega_{p2}) \right]} \\
&= \frac{(A_0 \omega_{p1} \omega_{p2}) \left[(R_2 C_2) s + \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \right]}{(R_2 C_2) \left(1 + \frac{R_o}{R_1}\right) s^3 + \left[(R_2 C_2) \left(1 + \frac{R_o}{R_1}\right) (\omega_{p1} + \omega_{p2}) + \left(1 + \frac{R_2}{R_1} + \frac{R_o}{R_1}\right) \right] s^2 + \left[(R_2 C_2) (A_0 \omega_{p1} \omega_{p2}) + (R_2 C_2) \left(1 + \frac{R_o}{R_1}\right) (\omega_{p1} \omega_{p2}) + \left(1 + \frac{R_2}{R_1} + \frac{R_o}{R_1}\right) (\omega_{p1} + \omega_{p2}) \right] s + \left[A_0 (\omega_{p1} \omega_{p2}) + \left(1 + \frac{R_2}{R_1} + \frac{R_o}{R_1}\right) (\omega_{p1} \omega_{p2}) \right]}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
&= \frac{\left[\frac{A_0 \omega_{p_1} \omega_{p_2}}{\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)} \right] \left[s + \frac{\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)}{(R_2 C_2)} \right]}{s^3 + \left[(\omega_{p_1} + \omega_{p_2}) + \frac{\left(1 + \frac{R_2}{R_1} + \frac{R_o}{R_1}\right)}{(R_2 C_2) \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)} \right] s^2 +} \\
&\quad \left\{ \left[\frac{A_0}{\left(1 + \frac{R_o}{R_1}\right)} + 1 \right] (\omega_{p_1} \omega_{p_2}) + \frac{\left(1 + \frac{R_2}{R_1} + \frac{R_o}{R_1}\right)}{(R_2 C_2) \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)} (\omega_{p_1} + \omega_{p_2}) \right\} s + \\
&\quad \left[\frac{A_0}{(R_2 C_2) \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)} + \frac{\left(1 + \frac{R_2}{R_1} + \frac{R_o}{R_1}\right)}{(R_2 C_2) \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)} \right] (\omega_{p_1} \omega_{p_2}) \\
&= \frac{K' (s + \omega_z)}{s^3 + (\omega_{p_1} + \omega_{p_2} + \omega'_z) s^2 + [(A'_0 + 1) (\omega_{p_1} \omega_{p_2}) + \omega'_z (\omega_{p_1} + \omega_{p_2})] s +} \\
&\quad \left[\frac{A'_0}{(R_2 C_2)} + \omega'_z \right] (\omega_{p_1} \omega_{p_2}) ,
\end{aligned} \tag{8.105}$$

onde:

$$K' = \frac{A_0 \omega_{p_1} \omega_{p_2}}{\left(1 + \frac{R_o}{R_1}\right)} = A'_0 \omega_{p_1} \omega_{p_2} \tag{8.106}$$

e A'_0 , ω_z e ω'_z são definidos em (8.100) – (8.103), respectivamente.

A Figura 8.38 apresenta uma comparação entre as curvas de módulo da resposta em frequência de um OpAmp com dois pólos e de um amplificador não inversor com compensação de fase, empregando-se $\omega_{R_1 C_2} = \frac{1}{(10k\Omega)(100nF)} = 10^3 \frac{rad}{s} \approx 2 \times \pi \times (159) \frac{rad}{s}$.

Figura 8.38: Comparação das curvas de módulo da resposta em frequência de um OpAmp com dois pólos e de um amplificador não inversor com compensação de fase.

Bibliografia

- [1] G. E. Tobey, J. G. Graeme, and L. P. Huelsman. *Operational Amplifiers: Design Applications*. McGraw-Hill, Tokyo, 1971.
- [2] D. L. Schilling and C. Belove. *Electronic Circuits: Discrete and Integrated*. McGraw-Hill, New York, 1979 (1982 em português, Guanabara Dois, Rio de Janeiro).
- [3] J. Millman and A. Grabel. *Microelectronics*. McGraw-Hill, New York, 2nd edition, 1987.
- [4] A. S. Sedra and K. C. Smith. *Microelectronic Circuits*. Holt, Rinehart and Wiston, New York, 1982.
- [5] L. O. Chua, C. A. Desoer, and E. S. Kuh. *Linear and Nonlinear Circuits*. McGraw-Hill, New York, 1987.
- [6] J. W. Nilsson and S. A. Riedel. *Circuitos Elétricos*. LTC Editora, Rio de Janeiro, 5a. edição, 1996.
- [7] S. S. Haykin. *Active Network Theory*. Addison-Wesley, Massachusetts, 1970.
- [8] B. P. Lathi. *Signals, Systems and Controls*. Intext Educational Publishers, New York, 1974.
- [9] B. C. Kuo. *Automatic Control Systems*. Prentice-Hall, Englewood Cliffs, 1982 (1985 em português).
- [10] N. Balabanian and T. A. Bickart. *Electrical Network Theory*. John Wiley, New York, 1969.
- [11] M. E. Van Valkenburg. *Introduction to Modern Network Synthesis*. John Wiley, New York, 1960.
- [12] M. E. Van Valkenburg. *Network Analysis*. Prentice-Hall, New Jersey, 3rd edition, 1974.
- [13] G. C. Temes and J. W. LaPatra. *Introduction to Circuit Synthesis and Design*. McGraw-Hill, Tokyo, 1977.
- [14] C. A. Desoer and E. S. Kuh. *Basic Circuit Theory*. McGraw-Hill, New York, 1969 (1979 em português, Guanabara Dois, Rio de Janeiro).
- [15] G. Daryanani. *Principles of Active Network Synthesis and Design*. John Wiley, New York, 1976.
- [16] S. Noceti Fo. *Filtros Seletores de Sinais*. Editora da UFSC, Florianópolis, 1998.
- [17] L. P. Huelsman. *Theory and Design of Active RC Circuits*. McGraw-Hill, New York, 1968.

- [18] A. S. Sedra and P. O. Brackett. *Filter Theory and Design: Active and Passive*. Matrix Publishers, Beaverton, 1978.
- [19] G. C. Temes and S. K. Mitra. *Modern Filter Theory and Design*. John Wiley, New York, 1973.
- [20] J. L. Hilburn and D. E. Johnson. *Manual of Active Filter Design*. McGraw-Hill, New York, 1973.
- [21] R. G. Kinsman. *Crystal Filters: Design, Manufacture, and Application*. John Wiley, New York, 1987.