



AMPLIFICADORES OPERACIONAIS

Leandro Schwarz¹

Resumo: Este artigo tem a premissa de apresentar um histórico dos amplificadores operacionais e das descobertas e invenções que levaram ao seu desenvolvimento, e explicar o funcionamento das principais aplicações de amplificadores operacionais. Neste artigo, será abordado o princípio de funcionamento do amplificador operacional ideal, os circuitos com amplificadores operacionais ideais em malha aberta e grande parte dos circuitos com amplificadores operacionais em malha fechada com realimentação negativa resistiva. Para cada topologia demonstrada, é explicado o funcionamento do circuito, as equações que o regem e um exemplo de aplicação, e, em algumas topologias, são estudados casos particulares sobre o funcionamento do circuito em função dos valores dos resistores apresentados.

Palavras-chave: Amplificadores operacionais. Topologias de AmOps. Amplificação de sinal.

Abstract: *This premise of this article is to present the history of operational amplifiers and the discoveries and inventions that led to its development, and explain the operation of the main applications of operational amplifiers. In this article, we will describe the principle of the ideal operational amplifier, the circuits using ideal operational amplifiers in open-loop and most of the circuits with operational amplifiers in closed loop with resistive negative feedback. For each topology shown, the operation of the circuit is explained, the equations governing it are shown, and an application example is shown. For some topologies, particular cases are studied regarding the resistor values.*

Keywords: *Operational amplifiers. OpAmp topologies. Signal amplification.*

¹ Professor do DAELN do campus Florianópolis do IFSC <schwarz@ifsc.edu.br>.

1. INTRODUÇÃO

Os Amplificadores Operacionais (AmpOps) são amplificadores de alto ganho, geralmente configurados em *loopings* de realimentação.

Os AmpOps atuais são circuitos integrados disponíveis em um único componente, utilizados amplamente em circuitos analógicos. No entanto, antes da minaturização, os AmpOps passaram por longos períodos de desenvolvimento.

2. LINHA DO TEMPO

O primeiro passo em direção ao AmpOp foi dado por J. A. Fleming, em 1904, através do retificador baseado em duas válvulas, chamado de diodo de Fleming (FLEMING, 1905).

O segundo passo foi o desenvolvimento da válvula triodo por Lee De Forest, em 1906. Esta válvula foi o primeiro elemento ativo capaz de produzir amplificação (DE FOREST, 1907).

O terceiro passo foi a descoberta do efeito amplificador realimentado no Bell Telephone Labs entre o final da década de 1920 e o início da década de 1930 (BLACK, 1934).

Após a segunda guerra mundial, as válvulas continuaram a ser melhoradas e refinadas, mas, mesmo assim, os amplificadores construídos com elas eram grandes, volumosos e consumiam muita energia.

Até 1947, quando o termo “amplificador operacional” foi cunhado, os AmpOps não tinham este nome; eram chamados de diversas formas possuíam funções muito diferentes dos AmpOps atuais.

Ainda em 1947, John Bardeen, Walter Brattain e William Shockley (todos trabalhando no Bell Telephone Labs) descobriram o efeito transistor. Esta descoberta permitia a substituição das válvulas por dispositivos de estado sólido (no caso, germânio) (BARDEEN e BRATTAIN, 1947).

Nas décadas de 1940 e 1950, o processo de miniaturização e a utilização de dispositivos de estado sólido começaram a substituir efetivamente as válvulas.

Em maio de 1954, Gordon Teal, da Texas Instruments, desenvolveu o primeiro transistor de silício, que operava em temperaturas de até 150 °C.

Em 1956, Robert Page Burr e Thomas Brown fundaram a Burr-Brown, que tornou-se uma das maiores fabricantes de AmpOps modulares, com uma ampla linha de produtos de amplificadores de precisão. Em 2000, a Texas Instruments comprou a Burr-Brown por US\$ 7,6 bilhões.

Em 1958, Jack Kilby, da Texas Instruments, inventou o circuito integrado (CI). Discute-se muito a autoria desta descoberta, principalmente porque no início de 1959, Robert Noyce, da Fairchild Semiconductor também apresentou o conceito. O conceito de Noyce é mais próximo dos CIs atuais que o de Kilby. Muitos anos de discussão se passaram. Atualmente, considera-se que ambos descobriram independentemente a tecnologia.

George A. Philbrick, da GAP/R (George A. Philbrick Research), definiu parâmetros para a otimização dos AmpOps e então, Alan Pearlman desenvolveu o P65, em 1961, depois melhorado por Bob Malter.

Outro AmpOp da GAP/R foi o P45, desenvolvido por Bob Pease, em 1963, cujo esquemático e “encapsulamento” podem ser vistos na Figura 1.

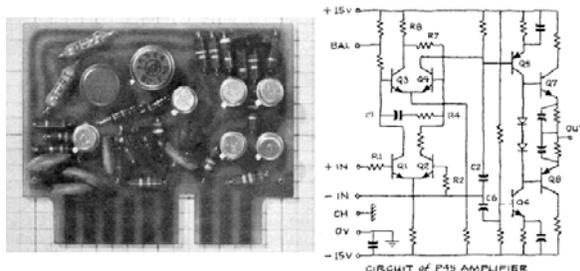


FIGURA 1 – Foto e diagrama esquemático do amplificador operacional P45 da GAP/R.

Fonte: ANALOG DEVICES, 2006.

Em 1963, Robert J. (Bob) Widlar, da Fairchild Semiconductors, projetou o $\mu A702$, reconhecido como o primeiro AmpOp monolítico do mundo. Embora não tenha feito sucesso comercial, o $\mu A702$ estabeleceu uma nova tendência na fabricação de AmpOps.

Em janeiro de 1965, Matt Lorber e Ray Stata fundaram a Analog Devices Inc. A Analog Devices competiu fortemente com a GAP/R, em grande parte por causa dos dispositivos projetados por Lewis R. Smith, em especial o modelo 310 e 311, ambos utilizados até hoje.

Também em 1965, o próprio George A. Philbrick desenvolveu uma variação do P65, chamado de PP65, mostrado na Figura 2. A grande vantagem deste amplificador operacional modular da GAP/R era o encapsulamento mais amigável, que possibilitava sua implementação em placas de circuito impresso.

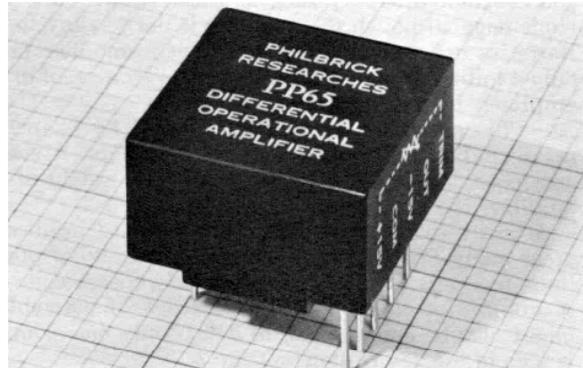


FIGURA 2 – Amplificador operacional PP65 da GAP/R.

Fonte: ANALOG DEVICES, 2006.

Ainda em 1965, Bob Widlar projetou o sucessor do $\mu A702$, o $\mu A709$, tornando-se rapidamente um padrão no mercado, foi produzido e utilizado por décadas (Figura 3). O $\mu A709$ marcou o que se chama de AmpOps de primeira geração.

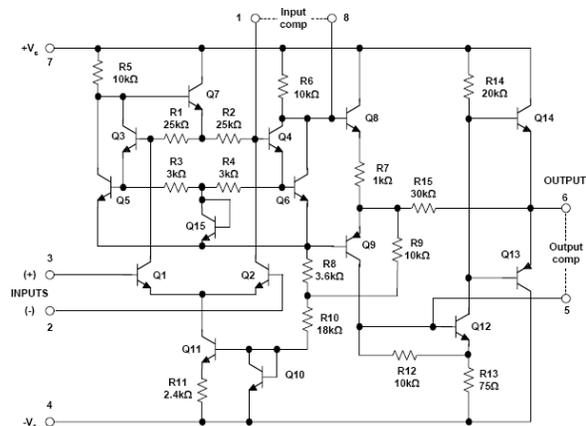


FIGURA 3 – Diagrama esquemático do $\mu A709$ da Fairchild Semiconductors.

Fonte: ANALOG DEVICES, 2006.

Outro modelo de grande sucesso, da Analog Devices, foi o modelo 121, projetado por Dick Burwen em 1966.

Bob Widlar saiu da Fairchild Semiconductors e foi trabalhar na National Semiconductor Corporation. Em 1967, ele projetou o LM101, que marcou a segunda geração dos AmpOps.

Menos de um ano depois do lançamento do LM101, a Fairchild Semiconductors produziu o $\mu A741$. Projetado por Dave Fullagar e introduzido

em 1968, ele era muito similar ao LM101, porém por incorporar um capacitor de compensação de 30 pF no próprio *chip*, ele tornou-se rapidamente um padrão; isto comprova que, muitas vezes, facilidade no uso é mais importante que flexibilidade.

A popularização do μ A741 proporcionou o projeto de dispositivos que incluíam dois ou quatro AmpOps em um mesmo *chip*, sendo os mais utilizados na época o MC4741, da Motorola, e o LM148, da National Semiconductors.

Em 1970, John Cadigan, da Analog Devices, desenvolveu os modelos 45, 44 e 48, caracterizados por possuir entradas com transistores FET.

Em 1972, Ronald Russel e Thomas Fredriksen, da National Semiconductors, introduziram uma técnica para alimentação de AmpOps com alimentação simples, surgindo assim, o LM324.

O modelo FET mais rápido surgiu em 1973, chamado de modelo 50 (Analog Devices), e, em 1977, antes de ser comprada pela Analog Devices, a Computer Labs criou o AmpOp híbrido com as características do modelo 50, chamado de HOS-050, ilustrado na Figura 4.

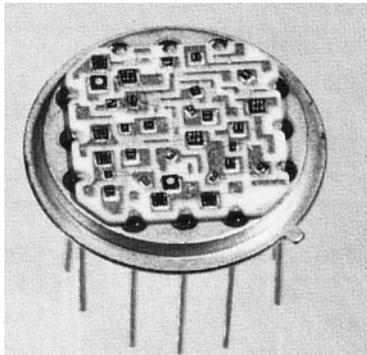


FIGURA 4 – Amplificador operacional HOS-050, da Computer Labs.

Fonte: ANALOG DEVICES, 2006.

Em 1978, a Texas Instruments entrou no mercado de amplificadores FETs, com as séries TL06x, TL07x e TL08x. Estes dispositivos se tornaram padrão no mercado e mesmo atualmente são comercializados.

Em 1980, foram lançados o AD542 e o AD544, projetados por Lew Counts, da Analog Devices, específicos para altas frequências.

Em 1984, a Burr-Brown introduziu um dos primeiros AmpOps monolíticos eletrométricos, o OPA111, projetado por Steve Millaway. Um amplificador eletrométrico é um dispositivo cuja corrente de entrada e menor que 1 pA.

Em 1987, a Analog Devices lançou o AD549, projetado por JoAnn Close e Lew Counts. O AD549 era encapsulado em metal e o pino 8 era conectado à carcaça para blindagem eletromagnética. Em

1988, baseado no AD549, foi lançado o AD546, projetado por JoAnn Close. Este componente foi produzido em encapsulamento plástico com relaxação nas especificações.

Os anos seguintes se caracterizaram pelo aprimoramento das tecnologias desenvolvidas e pela miniaturização extrema dos dispositivos existentes.

Atualmente, praticamente todos os fabricantes de *chips* de silício possuem uma linha de AmpOps disponível para comercialização.

Como exemplo, o modelo 741 é produzido pela ST Microelectronics, National Semiconductors, Fairchild Semiconductors, Texas Instruments, SGS Thomson, Intersil, dentre outros.

3. O AMPOP IDEAL

O amplificador operacional, ou AmpOp, é um amplificador diferencial de corrente contínua linear, com elevado ganho de tensão e que usa uma rede de realimentação externa para controlar suas características de operação. Ele recebeu este nome por ter sido inicialmente utilizado para executar operações matemáticas em computação analógica (GRUITER, 1988).

O amplificador operacional ideal é considerado como sendo perfeito, ou seja, possui parâmetros construtivos e de desempenho considerados ideais. Embora o AmpOp ideal não exista, grande parte dos amplificadores operacionais comerciais podem ser considerados como próximos da idealidade quando operados em determinadas condições específicas. As características principais em um AmpOp ideal é a impedância de entrada infinita, o ganho infinito e a impedância de saída zero.

A impedância de entrada infinita resulta em corrente nula proveniente do circuito para dentro do AmpOp. Desta forma, o amplificador operacional atua sem interferir na corrente do circuito ao qual suas entradas estão conectadas. Uma vez que a corrente de entrada em ambas entradas inversora e não-inversora é nula, a diferença de potencial entre estas entradas é também nula, constituindo o que se chama de **nulador**, ou **curto-circuito virtual**.

Um nulador é um circuito linear e invariante no tempo, que possui corrente elétrica nula e tensão elétrica nula entre seus terminais. Os nuladores parecem circuitos impraticáveis, pois possuem simultaneamente as características de um curto circuito (tensão elétrica nula) e de um circuito aberto (corrente elétrica nula). Eles também não são fontes de corrente, nem fontes de tensão, e ao mesmo tempo, são ambas (VERHOEVEN et al., 2003).

Inserir um nulador em um circuito impõe uma restrição de como aquele circuito deve se comportar, forçando o circuito a se adaptar de modo

a obedecer àquela restrição. Quando o amplificador operacional ideal trabalha com realimentação negativa, ele se comporta como um nulador, pois drena corrente nula e possui diferença de potencial nula entre seus terminais.

O diagrama simplificado das características ideais de amplificador operacional é indicado na Figura 5.

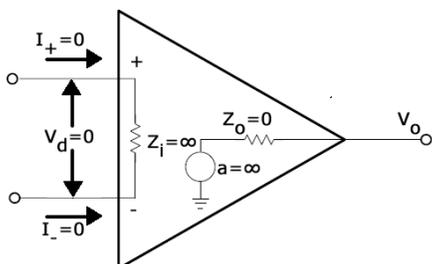


FIGURA 5 – Diagrama esquemático representado um AmpOp ideal.

Fonte: MANCINI, 2002, modificado.

O ganho infinito significa que o AmpOp ideal é capaz de fornecer qualquer tensão em sua saída, independente da frequência de trabalho, enquanto que a impedância de saída nula permite que qualquer valor de corrente seja entregue ao circuito. Estas duas características fazem com que o AmpOp ideal não sofra saturação de sua saída, seja por tensão, corrente ou frequência de trabalho.

Estas características podem ser resumidas na Tabela 1, cujos valores serão referenciados durante o resto deste artigo.

TABELA 1 – Valores dos parâmetros do amplificador operacional ideal.

Parâmetro	Valor
Impedância de Entrada	$Z_i = \infty$
Corrente na entrada inversora	$i_+ = 0$
Corrente na entrada não-inversora	$i_- = 0$
Diferença de potencial nas entradas inversora e não-inversora	$V_d = 0$
Ganho em malha aberta	$A = \infty$
Impedância de saída	$Z_o = 0$

O amplificador operacional é, essencialmente, um amplificador diferencial, ou seja, amplifica a diferença de tensão entre os terminais de entrada. O AmpOp ideal deve responder apenas à tensão diferencial aplicada nos dois terminais de entrada, portanto, um sinal variando positivamente, aplicado na entrada não-inversora, gera na saída uma variação positiva, enquanto que o mesmo sinal, aplicado na entrada inversora, gera na saída uma variação negativa (GRUITER, 1988).

4. AMPOP IDEAL EM MALHA ABERTA

O amplificador operacional, atuando em malha aberta, comporta-se como um amplificador

diferencial, cuja tensão de saída depende da tensão diferencial nas suas entradas e do ganho em malha aberta, conforme demonstrado na Equação 1.

$$V_o = A \cdot (V_+ - V_-) \quad [1]$$

Uma vez que o ganho de tensão em malha aberta é elevado (idealmente infinito), pequenas variações de sinal na entrada podem provocar elevadas tensões de saída. Em um AmpOp ideal, a tensão de saída pode elevar-se até o infinito, entretanto, em AmpOps reais, a excursão da tensão de saída é limitada pela tensão de alimentação, ocorrendo o que se chama de **saturação**.

Os circuitos com AmpOp em malha aberta mais comuns são os comparadores de tensão.

Um comparador de tensão é um circuito que utiliza a propriedade do ganho elevado do AmpOp em malha aberta para transformar um sinal analógico em um sinal digital, ou seja, um sinal com apenas dois níveis de tensão.

Os comparadores de tensão apropriam-se do ganho de malha aberta para levar a saída para a saturação positiva ou para a saturação negativa, dependendo do sinal da tensão diferencial.

O comparador de tensão pode ser projetado em configuração não-inversor ou inversor.

4.1. Comparador de tensão não-inversor

O comparador de tensão não-inversor é construído utilizando-se um AmpOp em malha aberta, com a entrada não-inversora conectada ao sinal a ser comparado e a entrada inversora conectada ao sinal de referência, conforme ilustrado pela Figura 6.

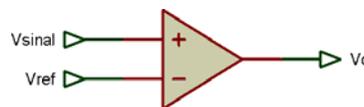


FIGURA 6 – Diagrama esquemático do comparador de tensão não-inversor.

O circuito comporta-se obedecendo à Equação 1, entretanto, como o ganho em malha aberta do AmpOp é muito elevado, quando a tensão do sinal eleva-se levemente acima do nível de tensão de comparação (V_{ref}), a tensão de saída torna-se positiva com valor extremamente alto. Quando o nível de tensão do sinal diminui levemente abaixo do nível de tensão de comparação, a tensão de saída torna-se negativa com valor extremamente elevado.

Os AmpOps reais não fornecem níveis de tensão suficientes para manter a linearidade do sistema, a saída, então, satura em valor próximo da tensão de alimentação, tanto para os valores positivos, quanto para os valores negativos.

Os valores de saturação dos amplificadores operacionais dependem da tensão de alimentação e dos parâmetros construtivos. A tensão de saturação de um AmpOp 741 típico (no caso, $\mu A741$, da Texas Instruments) tende a variar entre 1 e 2 volts abaixo da tensão de alimentação (TEXAS

INSTRUMENTS, 2010). Isto significa que, se um $\mu A741$ for alimentado com ± 15 V, a excursão máxima de saída estará entre ± 13 V e ± 14 V.

A Figura 7 ilustra o funcionamento do comparador de tensão.

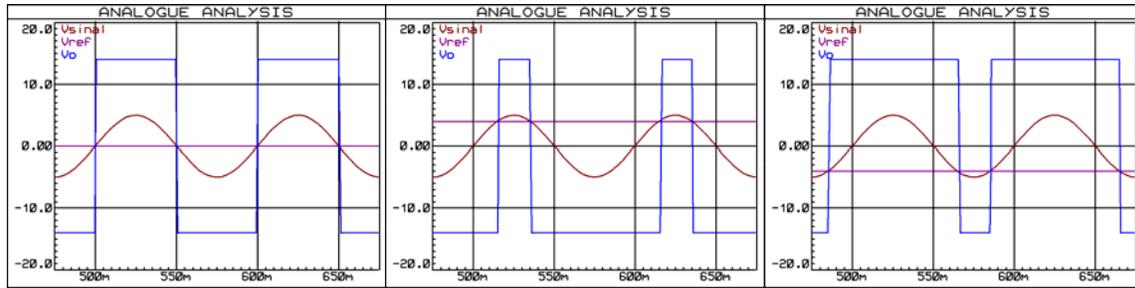


FIGURA 7 – Comportamento do comparador de tensão não-inversor com nível de tensão de comparação em (a) aterrado, (b) tensão positiva e (c) tensão negativa.

A linha constante (roxo) mostra o nível de comparação do circuito. Quando a tensão senoidal (vermelha) é superior a este nível, a tensão de saída (azul) satura positivamente e, quando é inferior ao nível, a tensão de saída satura negativamente. O resultado é uma forma de tensão quadrada na saída com ciclo de trabalho (*duty cycle*) de 50% para a tensão de comparação 0 V (Figura 7(a)), menor que 50% para tensões de comparação negativas (Figura 7(b)) e maior que 50% para tensões de comparação positivas (Figura 10(c)). Nota-se, também, que nos três casos, a frequência é a mesma, ou seja, o ciclo de trabalho pode ser alterado pela tensão da comparação, entretanto, a frequência da saída do circuito é a mesma do sinal de entrada.

Os comparadores de tensão possuem diversas aplicações, uma delas é o simples *bargraph*, ilustrado na Figura 8.

Podem-se identificar quatro comparadores não-inversores interligados por uma malha resistiva na forma de divisores de tensão. Desta forma, quando a tensão V_{in} estiver entre zero e um quinto da tensão de alimentação, todos os LEDs estarão desligados. Quando a tensão V_{in} estiver entre um quinto e dois quintos da tensão de alimentação, apenas o primeiro LED estará aceso. Um LED adicional acenderá para cada faixa de quinto de tensão V_{in} , até que esta fique entre quatro quintos e a tensão de alimentação, quando todos os LEDs estarão acesos.

As faixas podem ser alteradas através do rearranjo de resistores e mais níveis podem ser obtidos pelo acréscimo de comparadores. Nesta configuração, quando estiverem acesos, os AmpOps estarão fornecendo corrente para os LEDs. Os resistores de limitação da corrente devem ser dimensionados para que a corrente nos LEDs não exceda 20 mA. Uma boa prática é utilizar a alimentação simples em vez de alimentação dupla, ou seja, alimentar os AmpOps com +Vcc na

alimentação positiva e 0 V na alimentação negativa. Desta forma, a saída do circuito excursionará por estes níveis de tensão.

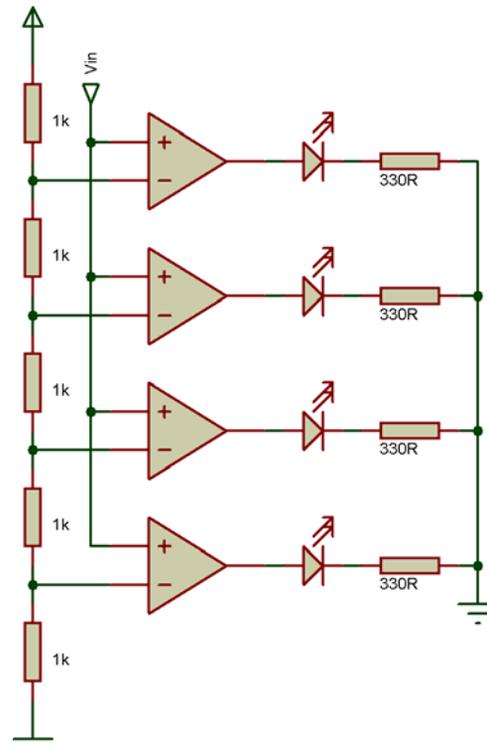


FIGURA 8 – Diagrama esquemático de um bargraph de cinco níveis utilizando comparadores não-inversores.

4.2. Comparador de tensão inversor

O comparador de tensão inversor é construído da mesma forma que o comparador não-inversor, porém, a entrada inversora é conectada ao sinal a ser comparado e a entrada não-inversora é conectada ao sinal de referência, conforme ilustrado pela Figura 9.

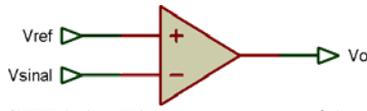


FIGURA 9 – Diagrama esquemático do comparador de tensão inversor.

Da mesma forma que o comparador não-inversor, quando a tensão do sinal eleva-se acima do nível de comparação, a tensão de saída tende à saturação negativa. Analogamente, quando o nível de tensão do sinal diminui abaixo do nível de tensão da referência, a tensão de saída rapidamente tende à

saturação positiva. O comportamento do circuito é expresso pela Figura 10.

A linha constante (roxo) mostra o nível de comparação do circuito. Quando a tensão senoidal (vermelha) é superior a este nível, a tensão de saída (azul) satura negativamente e, quando é inferior ao nível, a tensão de saída satura positivamente. O resultado é uma forma de tensão quadrada na saída com ciclo de trabalho (*duty cycle*) de 50% para a tensão de comparação em 0 V (Figura 10(a)), maior que 50% para tensões de comparação negativas (Figura 10(b)) e menor que 50% para tensões de comparação positivas (Figura 10(c)).

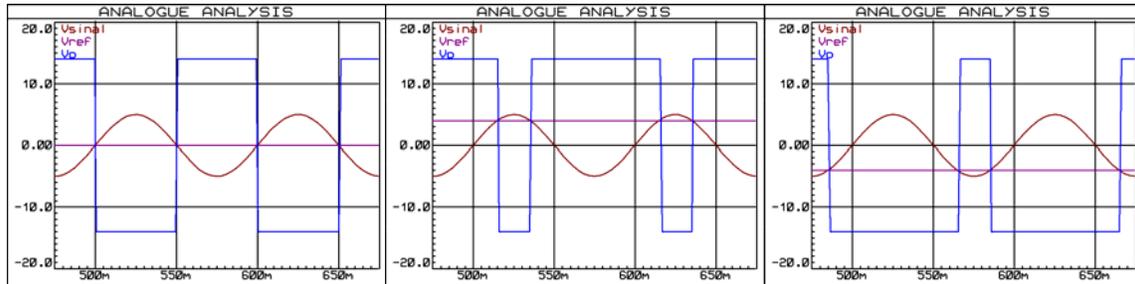


FIGURA 10 – Comportamento do comparador de tensão inversor com nível de tensão de comparação em (a) zero, (b) tensão positiva e (c) tensão negativa.

O resultado é, como o nome sugere, exatamente o contrário do comparador não-inversor. Novamente, nos três casos, apenas o ciclo de trabalho pode ser alterado pela tensão de comparação, entretanto, a frequência da saída do circuito é a mesma do sinal de entrada.

Um controlador de temperatura simples de três estágios pode ser construído através da utilização de um comparador inversor e de um comparador não-inversor em conjunto, conforme ilustra a Figura 11.

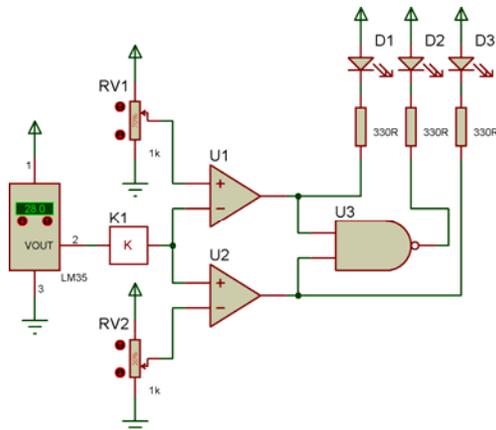


FIGURA 11 – Diagrama esquemático do comparador de tensão inversor.

O circuito deve ser alimentado em alimentação simples, devido à presença da porta lógica U3. Os LEDs foram montados em lógica invertida, portanto, irão acender quando a saída dos componentes estiver em nível lógico baixo.

O AmpOp U1 está em configuração comparador inversor, e, portanto, irá apresentar nível lógico baixo na saída quando o sensor de temperatura registrar uma temperatura superior à configurada no potenciômetro RV1, ativando o LED D1. Desta forma, o LED D1 aceso simboliza temperatura crítica.

O AmpOp U2 está configurado como comparador não-inversor, logo, apresentará nível lógico baixo na saída quando o sensor registrar temperatura inferior à configurada em RV2, ativando o LED D3. Portanto, o LED D3, quando aceso, indica temperatura normal.

Quando a temperatura registrada pelo sensor estiver entre a temperatura marcada em RV1 e em RV2, ambos comparadores marcarão nível lógico alto em suas saídas e, conseqüentemente, ambos os LEDs estarão apagados. Neste caso, a porta lógica atua, fornecendo nível lógico baixo em sua saída e ativando o LED D2, que simboliza temperatura sub-crítica.

O elemento K1 é um amplificador de tensão, que é utilizado neste sistema para aumentar a tensão informada pelo LM35, facilitando a configuração das tensões dos potenciômetros. Este elemento pode ser feito com um AmpOp em configuração amplificador não-inversor, que será discutida mais adiante.

5. AMPOP IDEAL EM REALIMENTAÇÃO

Na representação de amplificadores com realimentação negativa, é comum se utilizar a estrutura geral, demonstrada na Figura 12.



FIGURA 12 – Estrutura geral de um amplificador com realimentação negativa.

A estrutura da Figura 12 pode ser estudada através da análise em cada ponto do circuito, conforme indicado nas Equações 2, 3 e 4. Pela definição dos amplificadores, o ganho é dado pela razão entre a saída e a entrada, conforme indicado na Equação 5.

$$x_b = x_a - x_d \quad [2]$$

$$x_c = A \cdot x_b \quad [3]$$

$$x_d = \beta \cdot x_c \quad [4]$$

$$G = \frac{x_c}{x_a} \quad [5]$$

A entrada do circuito é dada por x_a e a saída é dada por x_c . Uma vez que o ganho é calculado pela razão da saída pela entrada, pode-se trabalhar as equações de modo a se obter a Equação 6.

$$\frac{x_c}{A} = x_a - \beta \cdot x_c$$

$$\frac{x_c}{A} + \beta \cdot x_c = x_a$$

$$x_c \cdot \left(\frac{1}{A} + \beta \right) = x_a$$

$$\frac{x_c}{x_a} = \left(\frac{1 + \beta \cdot A}{A} \right)^{-1}$$

$$G = \frac{A}{1 + \beta \cdot A} \quad [6]$$

Se o ganho em malha aberta for próximo do infinito, o ganho do circuito realimentado pode ser calculado.

$$G = \frac{\infty}{1 + \beta \cdot \infty}$$

$$G = \frac{\infty}{\infty}$$

Uma vez que infinito sobre infinito é uma indeterminação matemática, deve-se utilizar a regra de L'Hôpital para se calcular o resultado desta indeterminação, obtendo-se o ganho indicado na Equação 7.

$$G = \lim_{A \rightarrow \infty} \frac{(A)'}{(1 + \beta \cdot A)'}$$

$$G = \lim_{A \rightarrow \infty} \frac{1}{\beta}$$

$$G = \frac{1}{\beta} \quad [7]$$

A principal vantagem da realimentação negativa reside no fato do ganho em malha fechada independer do ganho em malha aberta. Desta forma, ao se controlar o fator de realimentação, controla-se o ganho da estrutura amplificadora e minimizam-se as possíveis diferenças entre o ganho individual de cada componente proveniente da variação dos parâmetros construtivos.

5.1. Seguidor de tensão

Considere um amplificador operacional ideal na configuração seguidor de tensão (ou *buffer*), conforme indicado na Figura 13.

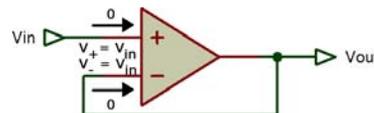


FIGURA 13 – AmpOp ideal em configuração seguidor de tensão.

Se o AmpOp é considerado ideal, logo, V_E é nula e V_{out} possui o mesmo valor de tensão da entrada não inversora, caracterizando a primeira aplicação prática do curto-circuito virtual.

O seguidor de tensão pode parecer um circuito sem função, podendo, à primeira vista, ser substituído por um fio, entretanto, a função do seguidor de tensão é isolar impedâncias, como exemplo, considere o circuito da Figura 14.

A função de R_G é proteger a entrada inversora de uma sobre-tensão, limitando a corrente devido a uma descarga eletrostática (ESD). R_G pode ser utilizado com praticamente qualquer valor, embora 20 kΩ seja tipicamente utilizado (MANCINI, 2002).

O uso de um seguidor de tensão no circuito da Figura 14 apresenta duas vantagens.

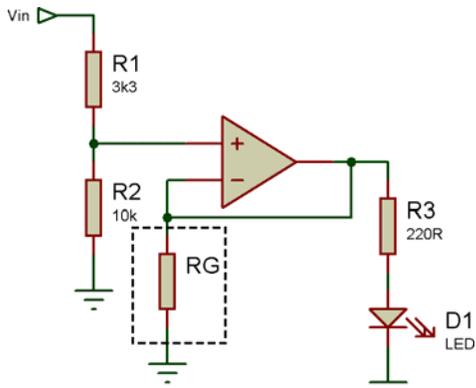


FIGURA 14 – AmpOp ideal em configuração seguidor de tensão.

A primeira é o isolamento das impedâncias da entrada do AmpOp. A tensão no divisor de tensão é função das resistências de 10 kΩ e 3,3 kΩ. Sem a presença do AmpOp, o resistor de 10 kΩ estaria em série com o conjunto resistor de 220 Ω e LED, alterando o valor da resistência equivalente. Uma vez que a impedância de entrada de um AmpOp ideal é infinita, a corrente que flui para dentro do AmpOp é nula, ou seja, o AmpOp age como um circuito aberto, não interferindo no valor do divisor.

A segunda vantagem reside no fato da corrente necessária para o acionamento do LED provir da alimentação do AmpOp e não do divisor de tensão, portanto, o AmpOp age como *driver* de corrente para o acionamento do LED.

5.2. Realimentação resistiva

Os circuitos de realimentação resistiva são aqueles que possuem apenas resistores na malha de realimentação. Os circuitos de realimentação resistiva caracterizam-se por, idealmente, apresentarem a mesma resposta para os sinais de entrada, independente da sua frequência.

5.2.1. Comparador Schmitt *Trigger* não-inversor

Um comparador tradicional é baseado em apenas um nível de comparação. Esta abordagem é bastante válida para sinais não ruidosos, entretanto, se o sinal contiver uma parcela de ruído, este poderá

causar comutações indesejáveis no circuito, conforme as indicadas na Figura 15.

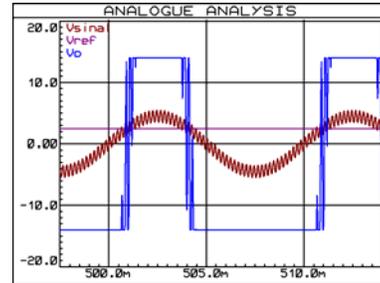


FIGURA 15 – Comportamento do comparador de tensão em face de um sinal ruidoso.

Como uma forma de se evitar as oscilações indesejadas, pode-se utilizar o circuito comparador de tensão com histerese, também chamado de comparador Schmitt *Trigger* não-inversor ilustrado na Figura 16.

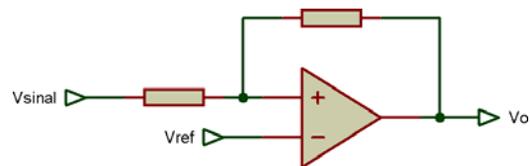


FIGURA 16 – Diagrama esquemático do comparador Schmitt *Trigger* não-inversor.

Os gráficos ilustrando o comportamento do circuito são apresentados na Figura 17.

A saída (azul) estará em nível lógico alto quando o sinal de entrada (vermelho) ultrapassar o nível de comparação mais alto (ciano). O sinal de saída somente comutará quando o sinal da entrada estiver abaixo do nível de comparação mais baixo (rosa). Enquanto ruído no sinal de entrada for menor que a diferença entre os dois níveis de comparação, o sinal de saída estará livre das comutações indesejadas. Os níveis de comparação dependem do valor dos resistores.

Observa-se também que em relação à frequência da saída e ao ciclo de trabalho, o circuito se comporta exatamente como o comparador tradicional, há somente um defasamento temporal da saída em relação à entrada.

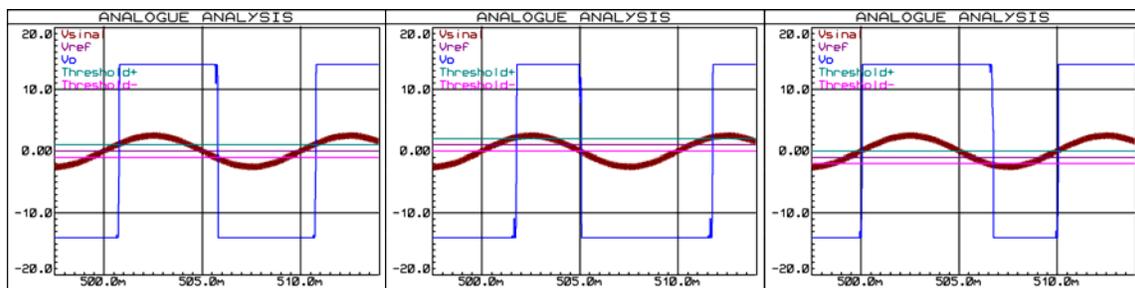


FIGURA 17 – Comportamento do comparador de tensão Schmitt *Trigger* não-inversor com nível de tensão de comparação em (a) aterrado, (b) tensão positiva e (c) tensão negativa.

5.2.2. Comparador Schmitt *Trigger* inversor

O comparador inversor com histerese é construído da mesma forma que o comparador não-inversor com histerese, apenas com a troca de posição do sinal de entrada e da referência. O circuito é ilustrado na Figura 18.

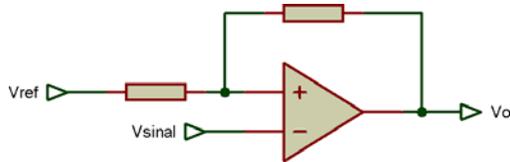


FIGURA 18 – Diagrama esquemático do comparador Schmitt *Trigger* inversor.

O comportamento do circuito é demonstrado na Figura 19. O sinal de saída se comporta exatamente

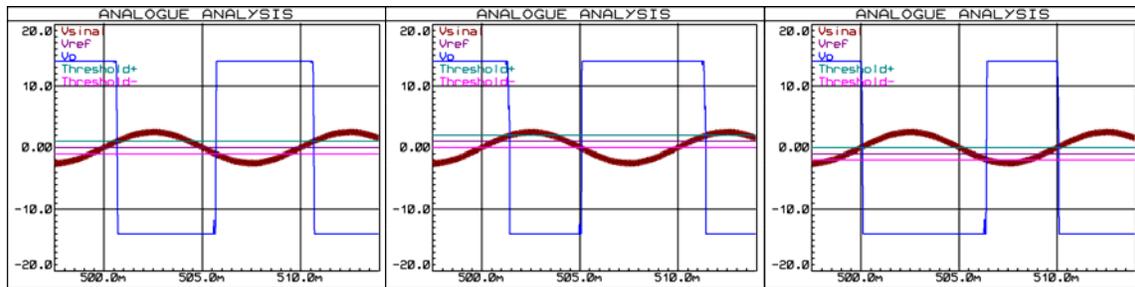


FIGURA 19 – Comportamento do comparador de tensão Schmitt *Trigger* inversor com nível de tensão de comparação em (a) aterrado, (b) tensão positiva e (c) tensão negativa.

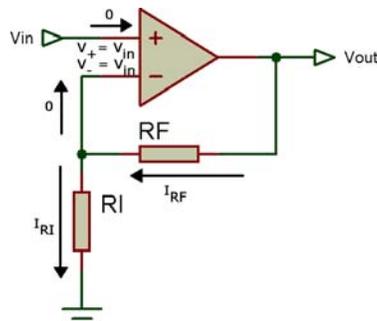


FIGURA 20 – AmpOp ideal em configuração amplificador não-inversor.

O curto-circuito virtual força a tensão V_{in} da entrada não-inversora a refletir-se na entrada inversora. O resistor R_I conectado à referência, por sua vez, força o surgimento de uma corrente através dele. Esta corrente não pode fluir da entrada inversora, pois esta possui impedância infinita, portanto, deve provir de V_{out} através de R_F . Através do nó da entrada inversora, obtêm-se as Equações 8, 9 e 10. Aplicando-se as Equações 9 e 10 na Equação 8, resulta na tensão expressa pela Equação 11, e a relação de amplificação, chamada de ganho do circuito em malha fechada é dada pela Equação 12.

ao contrário da saída do comparador não-inversor. Novamente a frequência e o ciclo de trabalho do circuito se comportam conforme o comparador tradicional, e o tamanho da faixa de segurança na comparação é dependente da relação entre os resistores. O mesmo defasamento temporal percebido no comparador com histerese não-inversor está presente no comparador com histerese inversor.

5.2.3. Amplificador não-inversor

O amplificador não-inversor é construído conectando-se o sinal a ser amplificado na entrada não-inversora e um divisor resistivo entre a saída e a entrada inversora, conforme ilustrado na Figura 20.

$$I_{RI} = 0 + I_{RF} \quad [8]$$

$$I_{RI} = \frac{V_{in} - 0}{R_I} \quad [9]$$

$$I_{RF} = \frac{V_{out} - V_{in}}{R_F} \quad [10]$$

$$\frac{V_{in} - 0}{R_I} = 0 + \frac{V_{out} - V_{in}}{R_F}$$

$$V_{in} \cdot R_F = V_{out} \cdot R_I - V_{in} \cdot R_I$$

$$V_{in} \cdot (R_F + R_I) = V_{out} \cdot R_I$$

$$V_{out} = V_{in} \cdot \frac{R_F + R_I}{R_I}$$

$$V_{out} = V_{in} \cdot \left(1 + \frac{R_F}{R_I} \right) \quad [11]$$

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = 1 + \frac{R_F}{R_I}$$

$$G = 1 + \frac{R_F}{R_I} \quad [12]$$

A tensão de saída do circuito depende apenas da tensão de entrada e das resistências R_F e R_I , sendo, portanto, independente dos parâmetros construtivos do AmpOp. O amplificador não-inversor pode trabalhar (teoricamente) com ganhos entre um (quando R_F for nulo) e infinito (quando R_I for nulo). Entretanto, não é possível obter-se um atenuador de sinal ($0 < G < 1$) nem ganhos negativos ($G < 0$). As formas de onda de saída de um amplificador não-inversor com ganho 2 estão demonstradas na Figura 21.

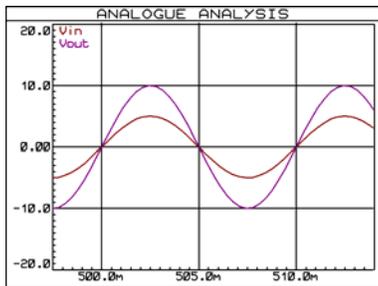


FIGURA 21 – AmpOp ideal em configuração amplificador não-inversor com ganho 2.

Alguns AmpOps são auto-destrutíveis quando R_I é desconectado do circuito, pois R_G determina a estabilidade de corrente em amplificadores retroalimentados (MANCINI, 2002).

5.2.4. Amplificador inversor

O amplificador inversor é construído conectando-se o sinal a ser amplificado na extremidade de um divisor resistivo com a saída e a entrada inversora, e conectando-se a entrada não-inversora à referência, conforme ilustrado na Figura 22.

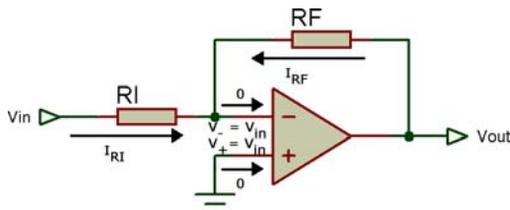


FIGURA 22 – AmpOp ideal em configuração amplificador não-inversor.

O curto-circuito virtual força a tensão da entrada inversora a ser a mesma da entrada não inversora, que está conectada à referência. O

resistor R_I conectado à fonte do sinal, por sua vez, força o surgimento de uma corrente através dele que deve fluir através do resistor R_F , uma vez que a entrada inversora possui impedância infinita. Através do nó da entrada inversora, obtêm-se as Equações 13, 14 e 15. Aplicando-se as Equações 14 e 15 na Equação 13, resulta na tensão expressa pela Equação 16. O ganho do circuito em malha fechada é dado pela Equação 17.

$$0 = I_{RI} + I_{RF} \quad [13]$$

$$I_{RI} = \frac{V_{in} - 0}{R_I} \quad [14]$$

$$I_{RF} = \frac{V_{out} - 0}{R_F} \quad [15]$$

$$0 = \frac{V_{in} - 0}{R_I} + \frac{V_{out} - 0}{R_F}$$

$$\frac{V_{in}}{R_I} = -\frac{V_{out}}{R_F}$$

$$V_{out} \cdot R_I = -V_{in} \cdot R_F$$

$$V_{out} = -V_{in} \cdot \frac{R_F}{R_I} \quad [16]$$

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = -\frac{R_F}{R_I}$$

$$G = -\frac{R_F}{R_I} \quad [17]$$

A tensão de saída do circuito, novamente, depende apenas da tensão de entrada e das resistências R_F e R_I , sendo, portanto, independente dos parâmetros construtivos do AmpOp. O amplificador inversor pode trabalhar (teoricamente) com ganhos entre zero (quando R_F for nulo) e menos infinito (quando R_I for nulo). Para obter-se um atenuador de sinal basta selecionar-se os resistores que satisfaçam a condição $R_F < R_I$, entretanto, como o nome sugere, o ganho é sempre negativo.

As formas de onda de saída de um amplificador inversor com ganho -1, -2 e -0,5 estão demonstradas nas Figuras 23(a), 23(b) e 23(c), respectivamente.

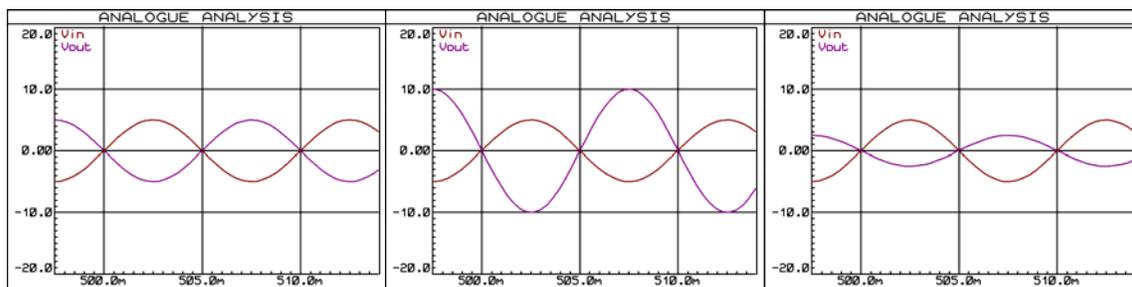


FIGURA 23 – Comportamento do amplificador inversor com ganho (a) -1, (b) -2 e (c) -0,5.

5.2.5. Amplificador somador não-inversor

O amplificador somador não-inversor é construído de forma muito similar ao amplificador não-inversor, apenas ponderando-se a tensão na entrada não-inversora através de resistores para cada sinal, conforme demonstrado na Figura 24. O exemplo fornecido possui três tensões de entrada, V_{in1} , V_{in2} e V_{in3} , porém pode ser extrapolado para qualquer quantidade de sinais de entrada.

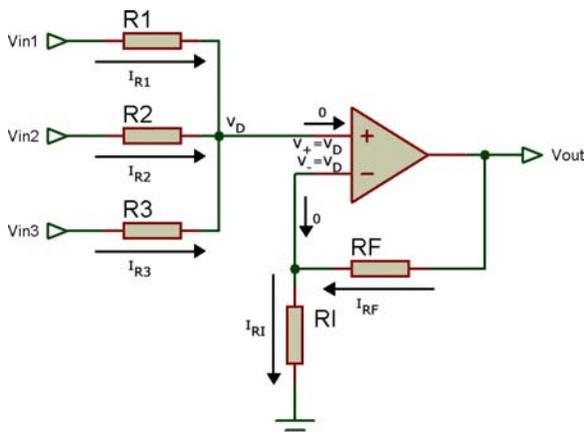


FIGURA 24 – AmpOp ideal em configuração amplificador somador não-inversor.

Como o circuito à direita de V_D é um amplificador não-inversor, deve-se fazer o equacionamento para descobrir o valor de V_D e aplicá-lo à equação do amplificador não-inversor.

O modo mais simples de resolver este problema é aplicando-se o princípio da superposição, obtendo-se desta forma as Equações 18, 19, 20 e 21. O equacionamento foi expandido para Equação 18, as Equações 19 e 20 seguem o mesmo

equacionamento e apenas a resposta final foi demonstrada.

$$V_D(V_{in1}) = \frac{V_{in1} \cdot R_2 // R_3}{R_1 + R_2 // R_3}$$

$$V_D(V_{in1}) = \frac{V_{in1} \cdot \frac{R_2 \cdot R_3}{R_2 + R_3}}{R_1 + \frac{R_2 \cdot R_3}{R_2 + R_3}}$$

$$V_D(V_{in1}) = \frac{V_{in1} \cdot \frac{R_2 \cdot R_3}{R_2 + R_3}}{R_1 \cdot \frac{R_2 + R_3}{R_2 + R_3} + R_2 \cdot R_3}$$

$$V_D(V_{in1}) = \frac{V_{in1} \cdot R_2 \cdot R_3}{R_1 \cdot R_2 + R_1 \cdot R_3 + R_2 \cdot R_3} \quad [18]$$

$$V_D(V_{in2}) = \frac{V_{in2} \cdot R_1 \cdot R_3}{R_1 \cdot R_2 + R_1 \cdot R_3 + R_2 \cdot R_3} \quad [19]$$

$$V_D(V_{in3}) = \frac{V_{in3} \cdot R_1 \cdot R_2}{R_1 \cdot R_2 + R_1 \cdot R_3 + R_2 \cdot R_3} \quad [20]$$

$$V_D = V_D(V_{in1}) + V_D(V_{in2}) + V_D(V_{in3}) \quad [21]$$

Aplicando-se as Equações 18, 19 e 20 na Equação 21, obtém-se a Equação 22. Esta pode ser aplicada à Equação 11 para obtenção da Equação 23.

$$V_D = \frac{V_{in1} \cdot R_2 \cdot R_3}{R_1 \cdot R_2 + R_1 \cdot R_3 + R_2 \cdot R_3} + \frac{V_{in2} \cdot R_1 \cdot R_3}{R_1 \cdot R_2 + R_1 \cdot R_3 + R_2 \cdot R_3} + \frac{V_{in3} \cdot R_1 \cdot R_2}{R_1 \cdot R_2 + R_1 \cdot R_3 + R_2 \cdot R_3}$$

$$V_D = \frac{V_{in1} \cdot R_2 \cdot R_3 + V_{in2} \cdot R_1 \cdot R_3 + V_{in3} \cdot R_1 \cdot R_2}{R_1 \cdot R_2 + R_1 \cdot R_3 + R_2 \cdot R_3} \quad [22]$$

O princípio da superposição pode ser aplicado de forma recursiva para obtenção de uma equação

mais genérica. Perceba que o numerador é o somatório do produto de cada entrada pelos

resistores (exceto o seu) e o denominador é construído da mesma forma, exceto pela ausência dos sinais de entrada. As formas de onda de um amplificador somador não-inversor de 3 entradas com resistores de entrada iguais e ganho 2 estão demonstradas na Figura 25.

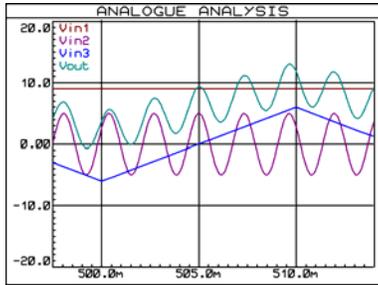


FIGURA 25 – Formas de onda de um amplificador somador não-inversor de 3 entradas.

5.2.6. Amplificador somador inversor

O amplificador somador inversor, por sua vez, é construído de forma muito similar ao amplificador inversor, apenas ponderando-se a tensão na entrada inversora através de resistores para cada sinal, conforme demonstrado na Figura 26. O exemplo fornecido, novamente, possui três tensões de entrada, V_{in1} , V_{in2} e V_{in3} , porém pode ser extrapolado para qualquer quantidade de sinais de entrada.

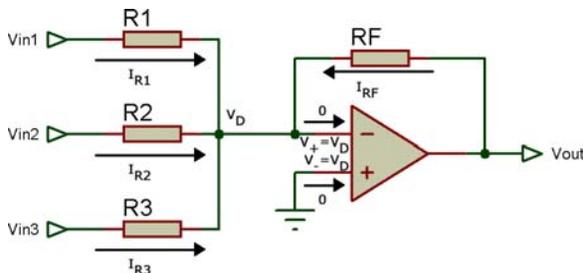


FIGURA 26 – AmpOp ideal em configuração amplificador somador inversor.

O curto-circuito virtual força a referência (que está aplicada na entrada não-inversora) a se refletir na entrada inversora, logo, pelo nó da entrada inversora, obtém-se as Equações 23, 24, 25, 26 e 27.

$$I_{R1} = \frac{V_{in1} - 0}{R_1} \quad [23]$$

$$I_{R2} = \frac{V_{in2} - 0}{R_2} \quad [24]$$

$$I_{R3} = \frac{V_{in3} - 0}{R_3} \quad [25]$$

$$I_{RF} = \frac{V_{out} - 0}{R_F} \quad [26]$$

$$I_{R1} + I_{R2} + I_{R3} + I_{RF} = 0 \quad [27]$$

Aplicando-se as Equações 23, 24, 25 e 26 na Equação 27, obtém-se a Equação 28.

$$\frac{V_{in1}}{R_1} + \frac{V_{in2}}{R_2} + \frac{V_{in3}}{R_3} + \frac{V_{out}}{R_F} = 0$$

$$\frac{V_{out}}{R_F} = -\frac{V_{in1}}{R_1} - \frac{V_{in2}}{R_2} - \frac{V_{in3}}{R_3}$$

$$V_{out} = -V_{in1} \cdot \frac{R_F}{R_1} - V_{in2} \cdot \frac{R_F}{R_2} - V_{in3} \cdot \frac{R_F}{R_3} \quad [28]$$

Aplicando-se recursivamente o princípio da superposição, é possível extrapolar-se a Equação 28 para a forma genérica da Equação 29.

$$V_{out} = -V_{in1} \cdot \frac{R_F}{R_1} - \dots - V_{inN} \cdot \frac{R_F}{R_N} \quad [29]$$

As formas de onda de um amplificador somador inversor de 3 entradas com R_1 , R_2 e R_3 de 10 kΩ e R_F de 5 kΩ estão demonstradas na Figura 27.

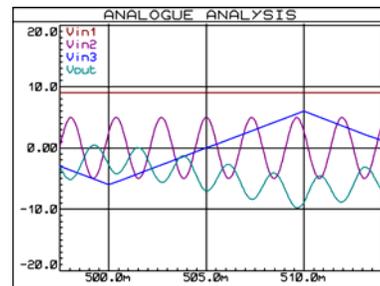


FIGURA 27 – Formas de onda de um amplificador somador inversor de 3 entradas.

5.2.7. Amplificador da diferença

O amplificador da diferença (e não diferencial) é constituído de um amplificador inversor e de um amplificador não-inversor juntos, conforme ilustrado na Figura 28.

O divisor de tensão de R_3 com R_4 força a tensão V_D na entrada não-inversora do AmpOp. Através do nó da entrada não-inversora, obtém-se as Equações 30, 31 e 32.

$$I_{R3} = I_{R4} \quad [30]$$

$$I_{R3} = \frac{V_{in2} - V_D}{R_3} \quad [31]$$

$$I_{R4} = \frac{V_D - 0}{R_4} \quad [32]$$

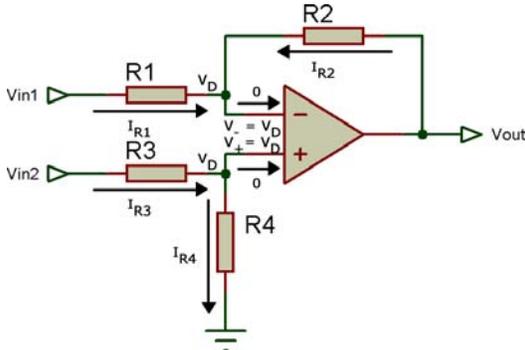


FIGURA 28 – AmpOp ideal em configuração amplificador da diferença.

Aplicando-se as Equações 31 e 32 na Equação 30, obtém-se a Equação 33.

$$\frac{V_{in2} - V_D}{R_3} = \frac{V_D - 0}{R_4}$$

$$V_{in2} \cdot R_4 - V_D \cdot R_4 = V_D \cdot R_3$$

$$V_{in2} \cdot R_4 = V_D \cdot R_4 + V_D \cdot R_3$$

$$V_D \cdot (R_3 + R_4) = V_{in2} \cdot R_4$$

$$V_D = V_{in2} \cdot \frac{R_4}{R_3 + R_4} \quad [33]$$

O curto-circuito virtual reflete a tensão V_D na entrada inversora. O resistor R_1 , conectado à outra fonte de sinal, proporciona o aparecimento de uma corrente que, devido à impedância de entrada infinita do AmpOp ideal, só pode fluir proveniente de R_2 . Pelo nó da entrada inversora, obtém-se as Equações 34, 25 e 36.

$$I_{R1} + I_{R2} = 0 \quad [34]$$

$$I_{R1} = \frac{V_{in1} - V_D}{R_1} \quad [35]$$

$$I_{R2} = \frac{V_{out} - V_D}{R_2} \quad [36]$$

Aplicando-se as Equações 35 e 36 na Equação 34, obtém-se a Equação 37.

$$\frac{V_{in1} - V_D}{R_1} + \frac{V_{out} - V_D}{R_2} = 0$$

$$V_{in1} \cdot R_2 - V_D \cdot R_2 + V_{out} \cdot R_1 - V_D \cdot R_1 = 0$$

$$V_{out} \cdot R_1 = -V_{in1} \cdot R_2 + V_D \cdot (R_1 + R_2)$$

$$V_{out} = -V_{in1} \cdot \frac{R_2}{R_1} + V_D \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_1} \quad [37]$$

Por fim, aplica-se a Equação 33 na Equação 37 para se obter a Equação 38.

$$V_{out} = V_{in2} \cdot \frac{R_4}{R_3 + R_4} \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_1} - V_{in1} \cdot \frac{R_2}{R_1} \quad [38]$$

Esta solução geral permite obter alguns casos particulares de importância significativa, por exemplo, utilizando-se R_1 e R_4 com o mesmo valor (por exemplo, R_A) e R_2 e R_3 com outro valor (por exemplo, R_B), simplifica-se a Equação 38 para a Equação 39.

$$V_{out} = V_{in2} \cdot \frac{R_A}{R_B + R_A} \cdot \frac{R_A + R_B}{R_A} - V_{in1} \cdot \frac{R_B}{R_A}$$

$$V_{out} = V_{in2} - V_{in1} \cdot \frac{R_B}{R_A} \quad [39]$$

Neste caso particular, a tensão de saída será a tensão da entrada não-inversora, subtraída de uma parte da tensão da entrada inversora. Este fator pode ser controlado por meio dos resistores R_A e R_B .

Outro caso particular bastante interessante ocorre quando se utiliza o mesmo valor para R_1 e R_3 (por exemplo, R_C) e outro valor para R_2 e R_4 (por exemplo, R_D). A simplificação resulta na Equação 40.

$$V_{out} = V_{in2} \cdot \frac{R_D}{R_C + R_D} \cdot \frac{R_C + R_D}{R_C} - V_{in1} \cdot \frac{R_D}{R_C}$$

$$V_{out} = V_{in2} \cdot \frac{R_D}{R_C} - V_{in1} \cdot \frac{R_D}{R_C}$$

$$V_{out} = \frac{R_D}{R_C} \cdot (V_{in2} - V_{in1}) \quad [40]$$

Nesta situação, a tensão de saída será uma parte da diferença de tensão entre as entradas. Este fator também pode ser controlado por meio dos resistores R_C e R_D .

No caso mais particular em que todos os resistores são iguais, pode-se obter a Equação 41.

$$V_{out} = V_{in2} \cdot \frac{R}{R + R} \cdot \frac{R + R}{R} - V_{in1} \cdot \frac{R}{R}$$

$$V_{out} = V_{in2} - V_{in1} \quad [41]$$

Neste caso, a tensão de saída é a diferença das tensões das entradas, sem ponderação.

Em todos os casos apresentados, a tensão de saída está relacionada com a diferença das tensões (ou parte das tensões) das entradas não-inversora e inversora, caracterizando o circuito chamado de amplificador da diferença.

As formas de onda de um amplificador da diferença com todos os resistores iguais estão demonstradas na Figura 29.

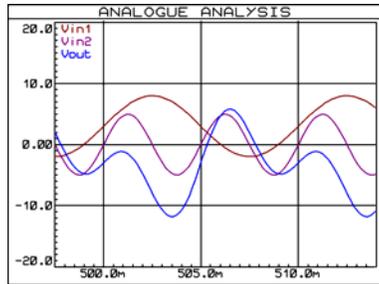


FIGURA 29 – Formas de onda de um amplificador da diferença com todos os resistores iguais.

6. CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este artigo retratou um pouco da história dos amplificadores operacionais, e as principais descobertas e invenções que levaram ao desenvolvimento destes circuitos.

Os amplificadores operacionais são circuitos que, a mais de 40 anos, são amplamente utilizados em condicionamento de sinais analógicos.

O entendimento a respeito do funcionamento e uso dos amplificadores operacionais é fundamental para o desenvolvimento de aplicações analógicas.

REFERÊNCIAS

ANALOG DEVICES. **Op Amp Applications Handbook**. Newnes, 2006.

BARDEEN, J.; BRATTAIN, W. H. **The transistor, a semi-conductor triode**. Physical Review, vol. 74, n. 2, pp. 230-231, 1947.

BLACK, H.S. **Stabilized feedback amplifiers**. Bell System Technical Journal, vol. 13, n. 1, pp. 1-18, 1934.

DE FOREST, L. **Device for amplifying feeble electrical currents**. US Patent 841.387, 1907.

GRUITER, A. F. **Amplificadores operacionais: fundamentos e aplicações**. McGraw-Hill, 1988.

FLEMING, J. A. **Instrument for converting alternating electric currents into continuous currents**. US Patent 803.684, 1905.

MANCINI, R. **Op Amps for Everyone**. Texas Instruments, 2002.

VERHOEVEN, A. J.; VAN STAVEREN, A.; MONNA, G. L. E.; KOUWENHOVEN, M. H. L.; YILDIZ, E. **Structured electronic design: negative-feedback amplifiers**. Springer Netherlands, 2003.