



FEUP

Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto
Departamento de Engenharia Electrotécnica e de Computadores

ELECTRÓNICA I

3º ano - Ramo APEL

Capítulo 1

INTRODUÇÃO À ELECTRÓNICA

Este texto é oferecido aos alunos para o policopiarem livremente e destina-se a complementar o livro de texto recomendado, "Microelectronic Circuits", de Sedra and Smith. Consiste, essencialmente, numa tradução do capítulo homónimo desse livro, com algumas alterações da responsabilidade do autor visando uma melhor adequação ao programa da disciplina. Beneficiou também de sugestões do Prof. Pedro Guedes de Oliveira.

Capítulo 1

INTRODUÇÃO À ELECTRÓNICA

1. Introdução

De uma forma muito geral, podemos definir a Electrónica como a área da Electrotecnia que se ocupa do processamento e da transmissão de sinais eléctricos.

Chamamos sinal eléctrico a uma tensão ou corrente eléctrica variável no tempo segundo uma lei predeterminada e que se propaga ao longo de um canal de transmissão com o objectivo de levar uma mensagem desde o ponto de partida até ao ponto de chegada.

Neste primeiro capítulo, introduziremos alguns conceitos básicos e uma terminologia, em parte já estudados ou a estudar em outras disciplinas, cujo estabelecimento é indispensável para a boa compreensão do funcionamento, análise e projecto dos circuitos electrónicos, que é o propósito desta disciplina e das que se lhe seguem da área da Electrónica.

Assim, começaremos por aprender a caracterizar os sinais eléctricos. Em seguida, abordaremos uma das mais importantes funções realizadas pelos circuitos electrónicos de processamento de sinal: a amplificação. Tão importante que é habitual considerar que a Electrónica teve o seu início em 1911, por ser esse o ano a partir do qual se iniciou a produção do tríodo, uma válvula de vácuo com três eléctrodos, que foi o primeiro dispositivo capaz de realizar aquela função.

Definiremos modelos para representar os amplificadores lineares, modelos que posteriormente usaremos extensivamente na análise e projecto dos circuitos amplificadores reais.

2. Sinais

Chamamos sinais aos elementos que nos permitem recolher informação com vista a analisar e interpretar uma determinada realidade física. Por exemplo, para poder prever a evolução do tempo, recolhemos sinais que representam a temperatura do ar, a pressão, a velocidade do ar, a humidade, etc. A voz de um locutor da rádio lendo um noticiário produz um sinal acústico que contém informação sobre os desenvolvimentos recentes dos acontecimentos mais importantes do mundo em que vivemos.

Para extrair informação de um conjunto de sinais, o observador (seja uma pessoa ou uma máquina) necessita de processar, i.e. de tratar, os sinais de uma determinada maneira. Geralmente, este processamento dos sinais é feito de forma muito conveniente usando sistemas electrónicos.

No início do processo, há em geral a necessidade de codificar a informação a tratar, transformando um sinal de outra natureza física num sinal eléctrico.

Habitualmente, no fim do processo, verifica-se a necessidade inversa, i.e., a transformação do sinal eléctrico num sinal de outra natureza a fim de que a informação possa ser interpretada pelo homem ou que uma dada acção seja determinada: o fecho de uma cancela, a abertura de uma comporta, a ligação de um circuito eléctrico de energia, etc.

Os dispositivos que transformam sinais de uma natureza física em sinais de outra natureza física chamam-se transdutores. Interessam-nos, particularmente, os transdutores em que um dos sinais intervenientes é eléctrico. São exemplos de transdutores que transformam sinais de outra natureza física em sinais eléctricos o microfone, a válvula captadora de imagem, a célula fotoeléctrica, o termopar, etc. Exemplos de transdutores que transformam sinais eléctricos em sinais de outra natureza física são o altifalante, o tubo de raios catódicos, o mostrador digital, etc.

Não é nosso propósito, nesta disciplina, estudar os transdutores. Assumiremos que os sinais de interesse já existem na forma eléctrica e representá-los-emos por uma das duas formas equivalentes associadas aos teoremas de Thévenin e de Norton (fig. 1).

(fig. 1)

Na primeira, o sinal (ou, por outras palavras, todo o circuito a montante do ponto considerado) é representado por uma fonte de tensão $v_s(t)$ tendo uma resistência de fonte R_s . Na segunda, o sinal é representado por uma fonte de corrente $i_s(t)$ tendo uma resistência R_s .

Do que dissemos, resulta naturalmente que, sendo um sinal uma quantidade variável no tempo, pode representar-se por um gráfico como o que se mostra na fig. 2.

(fig. 2)

De facto, o conteúdo da informação do sinal é representado pelas variações da sua grandeza ao longo do tempo, i.e., a informação está contida no “serpentejar” da forma de onda. Em geral, tais formas de onda são difíceis de caracterizar matematicamente. Por outras palavras, não é fácil descrever sucintamente uma forma de onda arbitrária como a que se representa na fig. 2. Evidentemente, tal descrição é de grande importância para o objectivo de projectar circuitos de processamento de sinal que realizem as funções desejadas sobre o sinal em questão.

3. Espectro de frequência

Uma caracterização extremamente útil de um sinal, ou mais genericamente de qualquer função arbitrária do tempo, é em termos do seu **espectro de frequência**. Essa descrição é obtida através das ferramentas matemáticas da **série e da transformada de Fourier**.

O seu estudo pormenorizado é feito noutra disciplina, pelo que aqui é suficiente dizer que fornecem os meios de representar um sinal de tensão $v_s(t)$ ou um sinal de corrente $i_s(t)$ como uma soma de sinais sinusoidais de diferente frequências e amplitudes.

Isto confere uma grande importância aos sinais sinusoidais na análise, projecto e teste dos circuitos electrónicos. Assim, recordemos rapidamente as propriedades da sinusóide.

A fig. 3 representa uma tensão sinusoidal $v_a(t)$,

$$v_a(t) = V_a \text{ sen } \omega t \quad (1)$$

em que V_a representa o valor máximo ou amplitude, em *volt* e ω representa a frequência angular, em *rad/s*; i.e., $\omega = 2\pi f$, em que f é a frequência em *hertz*, $f = 1/T$ e T é o período em *segundos*.

(fig. 3)

Um sinal sinusoidal é completamente caracterizado pela sua amplitude V_a , a sua frequência ω e a sua fase relativamente a uma referência temporal arbitrária. Na expressão anterior, a origem dos tempos foi escolhida por forma à fase ser nula.

Frequentemente, representa-se a amplitude de uma sinusóide em termos do seu valor eficaz que é igual ao valor máximo dividido por $\sqrt{2}$. Assim, o valor eficaz da sinusóide $v_a(t)$ da fig. 3 é $V_a / \sqrt{2}$. Por exemplo, quando dizemos que a tensão da rede de alimentação pública é 220 V, estamos a falar de uma tensão sinusoidal cujo valor máximo é $220\sqrt{2}$ V.

Voltando à representação de sinais como uma soma de sinusóides, acrescentemos que a série de Fourier se utiliza quando o sinal é uma função periódica do tempo. A transformada (ou integral) de Fourier é de aplicação mais geral, pois pode ser utilizada para obter o espectro de frequência de um sinal cuja forma de onda é uma função arbitrária do tempo.

A série de Fourier permite-nos exprimir uma dada função periódica do tempo como a soma de um número infinito de sinusóides cujas frequências são relacionadas harmonicamente, i.e., são múltiplos inteiros da frequência do sinal original. Assim, às componentes desta soma chama-se **harmónicos**. Por exemplo, o sinal da fig. 4, uma onda quadrada simétrica, pode exprimir-se como

$$v_a(t) = \frac{4V}{\pi} (\text{sen } \omega_0 t + \frac{1}{3} \text{sen } 3\omega_0 t + \frac{1}{5} \text{sen } 5\omega_0 t + \dots) \quad (2)$$

em que V é a amplitude da onda quadrada e $\omega_0 = 2\pi/T$ (T é o período da onda quadrada) é designada como **frequência fundamental**.

(fig. 4)

Note-se que uma vez que as amplitudes dos harmónicos decrescem progressivamente, a série infinita pode ser truncada, resultando assim uma aproximação da onda quadrada. A fig. 4a mostra o resultado obtido quando se consideram sucessivas truncagens da onda quadrada.

(fig. 4a)

As componentes sinusoidais da série da eq. (2) constituem o espectro de frequência do sinal onda quadrada. A representação gráfica deste espectro pode ver-se na fig. 5, em que o eixo horizontal representa a frequência angular ω em radianos por segundo.

(fig. 5)

A transformada de Fourier pode ser aplicada a uma função aperiódica do tempo, como a representada na fig. 2, e permite obter um espectro de frequência que é uma função contínua da frequência, como se indica na fig. 6.

(fig. 6)

Ao contrário dos sinais periódicos, em que o espectro consiste de frequências discretas (ω_0 e seus harmónicos), o espectro de um sinal aperiódico contém, em geral, todas as frequências possíveis. Todavia, as partes essenciais dos espectros dos sinais de interesse prático estão, usualmente, confinadas a relativamente pequenos segmentos do eixo da frequência (ω) - uma observação que é de grande utilidade no processamento de tais sinais.

Por exemplo, o espectro dos sons audíveis tais como a voz humana e a música estendem-se de cerca de 20 Hz a cerca de 20 kHz - uma gama de frequências conhecida como **banda audio**. Deve notar-se que apesar de alguns acordes musicais conterem frequências acima de 20 kHz, o ouvido humano é incapaz de ouvir frequências muito acima de 20 kHz.

Concluiremos esta secção notando que um sinal pode ser representado seja em termos de como a sua forma de onda varia no tempo, como é o caso do sinal de tensão $v_a(t)$ mostrado na fig. 2, ou em termos do seu espectro de frequência, como se mostra na fig. 6. Estas duas representações alternativas são conhecidas como representação no domínio dos tempos e no domínio da frequência, respectivamente. A representação no domínio da frequência de costuma notar-se pelo símbolo $V_a(\omega)$.

4. Sinais analógicos e digitais

O sinal de tensão representado na fig. 2 é chamado um sinal analógico. O nome deriva do facto que o sinal é análogo ao sinal físico que representa. A amplitude de um sinal analógico pode assumir quaisquer valores; i.e., a amplitude de um sinal analógico exhibe uma variação contínua na sua gama de actividade. A grande maioria dos sinais no mundo à nossa volta são analógicos. Os circuitos electrónicos que processam esses sinais designam-se **circuitos analógicos**.

Uma forma alternativa de representação de um sinal é a de uma sequência de números, cada número representando a amplitude do sinal num dado instante de tempo. O sinal resultante chama-se um **sinal digital**.

Para ver como um sinal pode ser representado desta forma, i.e., como os sinais podem ser convertidos da forma analógica na forma digital, consideremos a fig. 7(a). A curva representa um sinal de tensão, idêntico ao da fig. 2. A intervalos iguais, ao longo do eixo dos tempos, marcámos os instantes t_0, t_1, t_2 , etc. Em cada um destes instantes medimos a amplitude do sinal, um processo que chamamos **amostragem**.

(fig. 7)

A fig. 7(b) mostra uma representação do sinal da fig. 7(a) em termos das suas amostras. O sinal da fig. 7(b) é definido apenas nos instantes de amostragem; não é mais uma função contínua do tempo, mas sim um **sinal discreto no tempo**. Contudo, uma vez que cada amostra pode tomar qualquer valor numa gama contínua, o sinal da fig. 7(b) é ainda um sinal analógico.

Agora, se representarmos a grandeza de cada uma das amostras do sinal da fig. 7(b) por um número com um número finito de dígitos, então a amplitude do sinal não será mais contínua, mas sim **quantificada, discretizada** ou **digitalizada**. O sinal digital resultante é então simplesmente uma sequência de números que representa as amplitudes das amostras sucessivas do sinal.

Os circuitos electrónicos que processam os sinais digitais chamam-se **circuitos digitais**. O computador digital é um sistema construído com circuitos digitais. Todos os sinais internos num computador digital são sinais digitais.

O processamento digital de sinais tornou-se extremamente popular devido aos extraordinários avanços verificados no projecto e fabrico dos circuitos digitais.

Outra razão da popularidade do processamento digital de sinais é que geralmente prefere-se lidar com números. Por exemplo, não há dúvidas que a maioria de nós acha o mostrador digital muito mais conveniente do que um mostrador analógico, quando se trata de uma avaliação minimamente rigorosa. De facto, enquanto o último requer uma interpretação por parte do observador, o primeiro é explícito, eliminando qualquer forma de julgamento subjectivo.

Este é um ponto importante, que é talvez melhor apreciado no contexto de um sistema de instrumentação, tal como a monitoração do estado de sistemas de grande responsabilidade, por exemplo, um reactor nuclear. Num tal sistema, a interpretação humana das leituras de instrumentos e a inevitável falta de consistência associada pode ser perigosa. Além disso, em sistemas de instrumentação deste tipo, é habitual a necessidade de alimentar um computador digital para realizar análises mais elaboradas. Assim, é conveniente que os sinais obtidos pelos instrumentos de medida já estejam na forma digital.

O processamento digital de sinais é económico e fiável. Além disso, permite a realização de uma grande variedade de funções de processamento, que são impossíveis ou pouco práticas de implementar com meios analógicos.

Por outro lado, como já referimos, a maior parte dos sinais no mundo físico são analógicos. Acresce que há ainda muitas funções de processamento que são melhor realizadas com circuitos analógicos. Resulta daqui que um bom conhecimento das técnicas da Electrónica actual não pode desprezar nenhuma das duas formas de processamento.

Antes de encerrar esta análise, deve, contudo, chamar-se a atenção que nem todos os sinais com que os circuitos electrónicos lidam têm origem no mundo físico. Por exemplo, a calculadora electrónica e o computador digital realizam operações matemáticas e lógicas para resolver problemas. Os sinais digitais internos representam as variáveis e os parâmetros desses problemas e, obviamente, não são directamente derivados de sinais físicos externos.

5. Teoremas básicos dos circuitos

A análise dos circuitos electrónicos e das funções que eles realizam, envolve o uso de modelos que aproximam o funcionamento físico dos dispositivos electrónicos em certas condições. Estes modelos permitem reduzir complexos circuitos electrónicos a circuitos simplesmente constituídos por fontes de corrente e de tensão e por componentes passivos, como resistências, condensadores e, mais raramente, bobinas.

O cálculo que é necessário realizar, para avaliar o desempenho dos circuitos electrónicos e proceder ao seu projecto, pressupõe o conhecimento dos elementos dos circuitos e dos seus parâmetros, dos teoremas básicos da teoria dos circuitos e de algumas regras práticas deles derivadas.

Estes aspectos são estudados em pormenor noutras disciplinas, mas dada a grande importância que têm no estudo da Electrónica, impõe-se que lhes façamos uma breve referência.

5.1. Fontes independentes e controladas

Uma fonte diz-se independente quando a sua tensão ou corrente não depende de qualquer outra tensão ou corrente do circuito. Uma fonte de tensão independente apresenta pois nos seus terminais uma tensão constante, i.e., independente da corrente que fornece, como se mostra na fig. 8.

(fig. 8)

Analogamente, uma fonte de corrente independente fornece uma corrente constante, i.e., independente da tensão nos seus terminais, como se mostra na fig. 9.

(fig. 9)

Note-se que quando dizemos tensão ou corrente constante, não nos estamos a referir ao domínio do tempo, mas apenas, como se referiu à dependência da corrente ou tensão fornecida, respectivamente. Assim, podemos ter fontes independentes constantes no tempo (ditas fontes de corrente contínua) ou variáveis no tempo (ditas fontes de corrente alternada ou fontes de sinal).

Uma fonte diz-se controlada quando o seu valor depende de uma tensão ou de uma corrente existente noutra ramo do circuito. Há, assim, quatro tipos de fontes controladas:

- fonte de tensão controlada por tensão (fig. 10a)

- fonte de tensão controlada por corrente (fig. 10b)
- fonte de corrente controlada por corrente (fig. 10c)
- fonte de corrente controlada por tensão (fig. 10d)

(fig. 10)

5.2. Teoremas de Thévenin e de Norton

Os teoremas de Thévenin e de Norton são dois teoremas duais de grande importância na análise e projecto dos circuitos electrónicos lineares, uma vez que permitem representar equivalentemente partes do circuito que não estão sob análise, simplificando assim grandemente o trabalho a efectuar.

Segundo o teorema de Thévenin, qualquer circuito linear visto de dois terminais pode ser representado por uma fonte de tensão em série com uma impedância. Assim, como se ilustra na fig. 11(a), supondo um circuito linear dividido em duas partes A e B, unidas por dois nós, o circuito A pode ser substituído pelo seu equivalente Thévenin, resultando o circuito equivalente da fig. 11(b).

Na fig. 11(c) e (d), ilustra-se o procedimento para calcular o valor da tensão da fonte e da impedância. O valor da tensão obtém-se medindo ou calculando a tensão nos terminais do circuito A, em circuito aberto, i.e., com o circuito B desligado. A impedância obtém-se medindo ou calculando a impedância vista dos terminais do circuito A, com o circuito B desligado, e desactivando todas as fontes independentes do circuito A. Desactivar as fontes independentes corresponde a curto-circuitar as fontes de tensão (já que estas têm impedância interna nula) e a abrir as fontes de corrente (já que estas têm impedância interna infinita).

(fig. 11)

Segundo o teorema de Norton, qualquer circuito linear visto de dois terminais pode ser representado por uma fonte de corrente em paralelo com uma impedância. Assim, como se ilustra na fig. 12(a), supondo um circuito linear dividido em duas partes A e B, unidas por dois nós, o circuito A pode ser substituído pelo seu equivalente Norton, resultando o circuito equivalente da fig. 12(b).

Na fig. 12(c) e (d), ilustra-se o procedimento para calcular o valor da corrente da fonte e da impedância. O valor da corrente obtém-se medindo ou calculando a corrente entre os terminais do circuito A, em curto-circuito, i.e., com o circuito B desligado e com os terminais curto-circuitados. A impedância obtém-se medindo ou calculando a impedância vista dos terminais do circuito A, com o circuito B desligado, e desactivando todas as fontes independentes do circuito A. Por outras palavras, a impedância é a mesma do equivalente Thévenin. Resulta ainda que

$$I_n = \frac{V_t}{Z} \quad (3)$$

(fig. 12)

Note-se, finalmente, que uma vez que cada um dos esquemas propostos são equivalentes ao circuito A, são também equivalentes entre si.

5.3. Teorema da absorção da fonte

Consideremos a situação exposta na fig. 13. Admitamos que ao analisar um circuito, encontramos uma fonte de corrente controlada por tensão, I_x , num ramo, cuja tensão é precisamente a tensão controlante V_x . Assim, $I_x = g_m V_x$ em que g_m , o factor controlante da fonte, tem as dimensões de uma condutância. Podemos então substituir a fonte controlada por uma impedância $Z_x = V_x / I_x = 1 / g_m$, como se mostra na fig. 13, uma vez que a corrente conduzida por esta impedância será igual à corrente da fonte controlada que substituímos.

(fig. 13)

Analogamente, se num ramo tivermos uma fonte de tensão controlada por corrente, $V_x = r_m I_x$, em que I_x é justamente a corrente nesse ramo, podemos substituir essa fonte por uma impedância de valor $Z_x = r_m$.

5.4. Parâmetros dos diportos

Chamamos porto ao conjunto de dois terminais de um circuito, tais que a corrente que sai de um deles é igual à corrente que entra pelo outro. A esse valor comum da corrente chamamos corrente do porto e à tensão entre os terminais chamamos tensão do porto.

Uma classe muito importante de circuitos corresponde aos que têm dois portos e que, por isso, se designam diportos. Veremos, na continuação do nosso estudo da Electrónica, que os amplificadores são tratados como diportos e que os simples transístores são também analisados como diportos.

Um diporto (fig. 14) tem quatro variáveis associadas aos seus dois portos: V_1, I_1, V_2 e I_2 . Se o diporto for linear, podemos usar duas das variáveis como variáveis de entrada (excitação) e as outras duas como variáveis de saída (resposta).

Por exemplo, o circuito pode ser excitado pelas tensões V_1 e V_2 , e as duas correntes I_1 e I_2 podem ser medidas para representar a resposta do circuito. Neste caso, V_1 e V_2 são variáveis independentes e I_1 e I_2 são variáveis dependentes e o funcionamento do circuito pode ser descrito pelas duas equações

$$I_1 = y_{11}V_1 + y_{12}V_2 \quad (4)$$

$$I_2 = y_{21}V_1 + y_{22}V_2 \quad (5)$$

Aqui os quatro parâmetros y_{11}, y_{12}, y_{21} e y_{22} são admitâncias e os seus valores caracterizam completamente o diporto linear.

(fig. 14)

Dependendo das variáveis escolhidas como independentes, podemos obter diferentes sistemas de equações e, conseqüentemente, diferentes conjuntos de parâmetros. Veremos, seguidamente, os quatro conjuntos de parâmetros habitualmente usados na Electrónica.

5.4.1. Parâmetros y

A caracterização do diporto usando as admitâncias em curto-circuito (ou parâmetros y) é baseada na escolha de V_1 e V_2 como variáveis independentes ou de excitação, como se mostra na fig. 15(a). As equações descritivas são as equações (4) e (5). Os quatro parâmetros admitâncias podem ser definidos de acordo com o seu significado nas equações (4) e (5).

Especificamente, da equação (4) vemos que y_{11} é definido como

$$y_{11} = \left. \frac{I_1}{V_1} \right|_{V_2=0} \quad (6)$$

Assim, y_{11} é a admitância de entrada no porto 1 com o porto 2 curto-circuitado. Esta definição está ilustrada na fig. 15(b), que também fornece um método conceptual para medir a admitância de entrada em curto-circuito y_{11} .

(fig. 15)

A definição de y_{12} pode obter-se a partir da equação (4) como sendo

$$y_{12} = \left. \frac{I_1}{V_2} \right|_{V_1=0} \quad (7)$$

Assim, y_{12} representa a transmissão do porto 2 para o porto 1. Uma vez que, nos amplificadores, o porto 1 representa o porto de entrada e o porto 2 o de saída, y_{12} representa a *realimentação* interna do circuito. A fig. 15(c) ilustra a definição e o método para medir y_{12} .

A definição de y_{21} pode obter-se a partir da equação (5) como sendo

$$y_{21} = \left. \frac{I_2}{V_1} \right|_{V_2=0} \quad (8)$$

Assim, y_{21} representa a transmissão do porto 1 para o porto 2. Se o porto 1 for a entrada e o porto 2 a saída, então y_{21} dá uma medida do ganho directo ou transmissão do circuito. A fig. 15(d) ilustra a definição e o método para medir y_{21} .

O parâmetro y_{22} pode ser definido com base na equação (5) como sendo

$$y_{22} = \left. \frac{I_2}{V_2} \right|_{V_1=0} \quad (9)$$

Assim, y_{22} é a admitância vista no porto 2 com o porto 1 curto-circuitado. Nos amplificadores, y_{22} é a admitância de saída em curto-circuito. A fig. 15(e) ilustra a definição e o método para medir y_{22} .

5.4.2. Parâmetros z

A caracterização das impedâncias em circuito aberto (ou parâmetros- z) dos diportos pressupõe tomar I_1 e I_2 como variáveis independentes, como se mostra na fig. 16(a).

As equações que descrevem o diporto são então:

$$V_1 = z_{11}I_1 + z_{12}I_2 \quad (10)$$

$$V_2 = z_{21}I_1 + z_{22}I_2 \quad (11)$$

Devido à dualidade entre as caracterizações com parâmetros- z e parâmetros- y , dispensamo-nos de pormenorizar a discussão dos parâmetros- z . A definição e o método de medida de cada um dos quatro parâmetros- z pode ver-se na fig. 16.

(fig. 16)

5.4.3. Parâmetros h

A caracterização dos parâmetros híbridos (ou parâmetros- h) dos dipostos pressupõe tomar I_1 e V_2 como variáveis independentes, como se mostra na fig. 17(a) (note-se a razão para o nome *híbrido*). As equações que descrevem o diposto são então:

$$V_1 = h_{11}I_1 + h_{12}V_2 \quad (12)$$

$$I_2 = h_{21}I_1 + h_{22}V_2 \quad (13)$$

das quais se pode obter a definição dos quatro parâmetros- h como sendo:

$$h_{11} = \left. \frac{V_1}{I_1} \right|_{V_2=0} \quad h_{21} = \left. \frac{I_2}{I_1} \right|_{V_2=0}$$

$$h_{12} = \left. \frac{V_1}{V_2} \right|_{I_1=0} \quad h_{22} = \left. \frac{I_2}{V_2} \right|_{I_1=0}$$

Assim h_{11} é a impedância de entrada no porto 1 com o porto 2 curto-circuitado. O parâmetro h_{12} representa o factor de realimentação ou ganho de tensão inverso do diposto, medido com o porto de entrada em circuito aberto. O parâmetro de transmissão directa h_{21} representa o ganho de corrente do circuito com o porto de saída curto-circuitado; por esta razão h_{21} é chamado *ganho de corrente em curto-circuito*. Finalmente, h_{22} é a admitância de saída com o porto de entrada em circuito aberto.

As definições e os métodos de medida dos parâmetros- h são dados na fig. 17.

(fig. 17)

5.4.4. Parâmetros g

A caracterização dos parâmetros híbridos inversos (ou parâmetros- g) dos dipostos pressupõe tomar V_1 e I_2 como variáveis independentes, como se mostra na fig. 18(a). As equações que descrevem o diposto são então:

$$I_1 = g_{11}V_1 + g_{12}I_2 \quad (14)$$

$$V_2 = g_{21}V_1 + g_{22}I_2 \quad (15)$$

As definições e os métodos de medida dos parâmetros- g são dados na fig. 18.

(fig. 18)

5.4.5. Representação equivalente dos circuitos

Um diporto pode ser representado por um circuito equivalente baseado no sistema de equações usado para a sua caracterização. A fig. 19 mostra os quatro circuitos equivalentes possíveis, correspondentes aos quatro tipos de parâmetros apresentados atrás. Cada um destes circuitos equivalentes é uma representação gráfica directa das duas equações que descrevem o circuito em termos dum conjunto de parâmetros particular.

Finalmente, deve referir-se que existem outros conjuntos de parâmetros para a caracterização dos diportos, mas que não interessam para o nosso estudo.

(fig. 19)

5.5. Divisor de tensão e divisor de corrente

Dois casos particulares de diportos muito frequentes nos circuitos electrónicos são habitualmente designadas como divisor de tensão e divisor de corrente. Apesar de a sua resolução se poder sempre fazer com o recurso às equações dos diportos ou mesmo simplesmente às leis de Ohm e de Kirchhoff, é útil conhecer de memória as suas equações particulares pelo tempo que se pode poupar na análise do circuito.

Chamamos divisor de tensão a um diporto constituído por duas impedâncias em série, em que o porto de entrada é tomado nos terminais da série e o porto de saída nos terminais de uma das impedâncias, como se mostra na fig. 20.

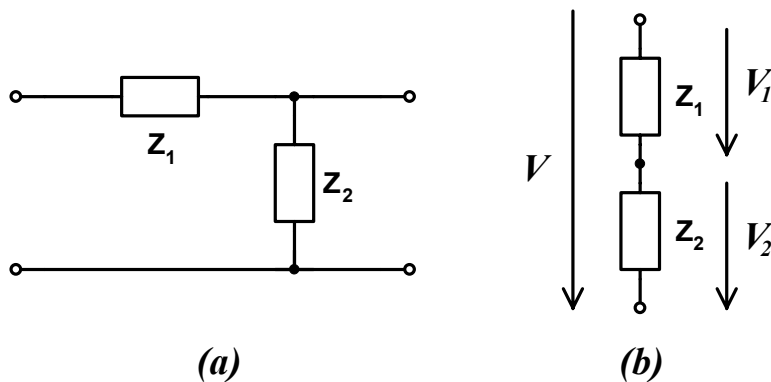


Fig. 20

Como facilmente se deduz, a tensão de saída pode obter-se pela expressão

$$V_2 = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} V \quad (16)$$

Semelhantemente, se quisermos saber a tensão nos terminais de \$Z_1\$, facilmente se obtém

$$V_1 = \frac{Z_1}{Z_1 + Z_2} V \quad (17)$$

Estes resultados fixam-se facilmente através da expressão mnemónica seguinte:

Num divisor de tensão, a tensão nos terminais de uma impedância obtém-se a partir da tensão total, multiplicando-a pela impedância respectiva e dividindo-a pela impedância total.

Chamamos divisor de corrente a um diporto constituído por duas impedâncias em paralelo, como se mostra na fig. 21.

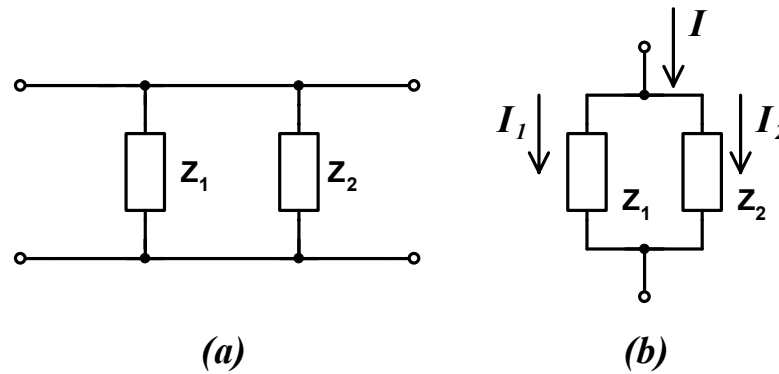


Fig. 21

O simples recurso às leis dos circuitos permite concluir como as correntes nas impedâncias Z_1 e Z_2 se obtêm da corrente de entrada:

$$I_1 = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} I \quad (18)$$

$$I_2 = \frac{Z_1}{Z_1 + Z_2} I \quad (19)$$

Também estes resultados podem fixar-se facilmente através da expressão mnemónica seguinte:

Num divisor de corrente, a corrente num dos ramos obtém-se a partir da corrente total, multiplicando-a pela impedância do outro ramo e dividindo-a pela impedância total.

6. Amplificadores

Nesta secção, faremos uma introdução a uma função fundamental do processamento de sinal, a amplificação de sinal, que é utilizada em quase todos os circuitos electrónicos.

6.1. Amplificação de sinal

Dum ponto de vista conceptual, a tarefa mais simples do processamento de sinais é a **amplificação de sinal**. A necessidade de amplificar resulta do facto de os transdutores produzirem sinais ditos “fracos”, i.e., na gama de microvolt ou de milivolt e possuindo pequenos níveis de energia. Tais sinais são demasiado pequenos para um processamento fiável e o processamento é mais fácil se a amplitude do sinal for aumentada. O bloco funcional que realiza esta tarefa é o **amplificador de sinal**.

Neste ponto, é importante realçar a necessidade de **linearidade** no funcionamento dos amplificadores. Quando se amplifica um sinal, é necessário garantir que não haja alteração da informação contida no sinal, nem que nova informação seja introduzida.

Assim, quando se alimenta um amplificador com, por exemplo, o sinal da fig. 2 pretendemos que o sinal de saída seja uma réplica exacta da entrada, embora com maior amplitude. Por outras palavras, o “serpentear” da forma de onda da saída deve ser idêntico ao da forma de onda da entrada. Qualquer alteração na forma de onda é considerada **distorção** e é obviamente indesejável.

Um amplificador que preserva os pormenores da forma de onda é caracterizado pela expressão:

$$v_o(t) = Av_i(t) \quad (20)$$

em que v_i e v_o são, respectivamente, o sinal de entrada e o de saída, e A é uma constante representando a grandeza da amplificação, conhecida como **ganho de tensão**. A equação (20) exprime uma relação linear; assim, o amplificador que ela descreve é um **amplificador linear**. É certamente fácil de verificar que, se a relação entre v_o e v_i contém potências não unitárias de v_i , então a forma de onda de v_o não é mais idêntica à de v_i . Diz-se, então, que o amplificador tem **distorção não linear**.

Os amplificadores de que temos estado a falar pressupõem sinais de entrada muito pequenos. Destinam-se a aumentar a amplitude do sinal e, por essa razão, são encarados como **amplificadores de tensão**. O **pré-amplificador** dum sistema estereofónico doméstico é um exemplo de um amplificador de tensão. Todavia, usualmente, este amplificador faz algo mais do que simples amplificação do sinal; realiza algum modelamento do espectro do sinal de entrada. Este aspecto, contudo, não será considerado por agora.

Outro tipo de amplificador é o amplificador de potência. Este pode realizar um ganho de tensão modesto (ou mesmo nenhum, i.e., numericamente igual a 1), mas apresenta um substancial ganho de corrente. Nestas condições, o amplificador recebe uma pequena potência da fonte de sinal, frequentemente um pré-amplificador, e fornece uma potência elevada à carga. Como exemplo, podemos recorrer ainda à “estereofonia” doméstica, uma vez que também contém um amplificador de potência, necessário para garantir potência suficiente para alimentar os altifalantes. Este exemplo, ajuda-nos a compreender talvez melhor a necessidade de linearidade: um amplificador de potência linear permite que os diferentes níveis musicais sejam reproduzidos sem distorção.

6.2. Símbolos de circuito

O amplificador de sinal é obviamente um diporto. A sua função é convenientemente representada pelo símbolo de circuito da fig. 22(a), uma vez que este distingue claramente os portos de entrada e de saída, e indica o sentido do fluxo do sinal. Assim, futuramente, não precisaremos de identificar qual o porto de entrada e qual o de saída. Por uma questão de generalidade, representámos o amplificador como tendo dois terminais de entrada distintos dos dois terminais de saída. Uma situação mais frequente é a ilustrada na fig. 22(b), em que existe um terminal comum aos portos de entrada e de saída do amplificador. Este terminal comum é usado como referência de tensões e designa-se **massa do circuito**.

(fig. 22)

6.3. Ganho de tensão

Um amplificador linear recebe um sinal de entrada $v_I(t)$ e fornece na saída, através de uma resistência de carga R_L (ver fig. 23(a)), um sinal de saída $v_O(t)$ que é uma réplica aumentada de $v_I(t)$. O **ganho de tensão** do amplificador é definido por

$$\text{Ganho de tensão } (A_v) \equiv \frac{v_O}{v_I} \quad (21)$$

A fig. 23(b) mostra a característica de transferência de um amplificador linear. Se aplicarmos na entrada deste amplificador uma tensão sinusoidal de amplitude \hat{V} , obtemos na saída uma sinusóide de amplitude $A_v \hat{V}$.

(fig. 23)

6.4. Ganho de potência e ganho de corrente

Um amplificador aumenta a potência do sinal, uma característica importante que distingue um amplificador dum transformador. Num transformador, apesar de a tensão entregue à carga poder ser maior do que a tensão de entrada (primário), a potência entregue à carga é menor ou quando muito igual à potência fornecida pelo sinal de entrada. Pelo contrário, um amplificador fornece à carga uma potência maior do que a obtida do sinal de entrada; i.e., os amplificadores têm ganho de potência. O ganho de potência do amplificador da fig. 23(a) é definido como

$$\begin{aligned} \text{Ganho de potência } (A_p) &\equiv \frac{\text{potência na carga } (P_L)}{\text{potência de entrada } (P_I)} \quad (22) \\ &= \frac{v_O i_O}{v_I i_I} \quad (23) \end{aligned}$$

em que i_O é a corrente que o amplificador entrega à carga (R_L), $i_O = v_O / R_L$, e i_I é a corrente que o amplificador recebe da fonte de sinal. O ganho de corrente do amplificador é definido como

$$\text{Ganho de corrente } (A_i) \equiv \frac{i_O}{i_I} \quad (24)$$

Das equações (21) a (24) resulta que

$$A_p = A_v A_i \quad (25)$$

6.5. Ganho expresso em decibéis

Os ganhos dos amplificadores definidos atrás são quocientes de grandezas com as mesmas dimensões. Assim, são expressos por números sem dimensões ou, para enfatizar o seu significado, por V/V para o ganho de tensão, A/A para o ganho de corrente e W/W para o ganho de potência. Alternativamente, por várias razões, algumas delas históricas, é habitual em Electrónica exprimir os ganhos através de uma medida logarítmica. Especificamente, o ganho A_v pode ser expresso como

$$\text{Ganho de tensão em decibéis} = 20 \log |A_v| \quad \text{dB}$$

e o ganho de corrente A_i pode ser expresso como

$$\text{Ganho de corrente em decibéis} = 20 \log |A_i| \quad \text{dB}$$

Uma vez que a potência é proporcional ao quadrado da tensão (ou da corrente), o ganho de potência A_p pode ser expresso em decibéis como segue

$$\text{Ganho de potência em decibéis} = 10 \log A_p \quad \text{dB}$$

Usa-se o módulo para os ganhos de tensão e de corrente em virtude de em certos casos A_v ou A_i poderem ser negativos. Um ganho A_v negativo significa simplesmente que existe oposição de fase entre o sinal de saída e o de entrada; não significa que o amplificador **atenua** o sinal. Por outro lado, um amplificador cujo ganho de tensão é, por exemplo, -20 dB, atenua realmente o sinal de entrada de um factor de 10 (i.e., $A_v = 0,1$).

6.6. As fontes de alimentação de um amplificador

Uma vez que a potência entregue à carga é maior do que a potência fornecida pela fonte de sinal, uma questão que se põe é saber a origem dessa potência adicional. A resposta encontra-se observando que os amplificadores necessitam de fontes de alimentação de corrente contínua para o seu funcionamento. Estas fontes de alimentação de c.c. fornecem a potência extra entregue à carga assim como qualquer potência que possa ser dissipada no circuito interno do amplificador (essa potência é convertida em calor). Na fig. 23(a) estas não foram explicitamente representadas.

A fig. 24(a) mostra um amplificador que requer duas fontes de c.c.: uma positiva de valor V_1 e uma negativa de valor V_2 . O amplificador tem dois terminais, designados por V^+ e V^- , para ligação às fontes de c.c.. Para o amplificador funcionar, o terminal V^+ tem de ser ligado ao terminal positivo da fonte de c.c. de valor V_1 , cujo terminal negativo deve ser ligado à massa. Analogamente, o terminal V^- deve ser ligado ao terminal negativo da fonte de c.c. de valor V_2 , cujo terminal positivo deve ser ligado à massa. Assim, se a corrente fornecida pela fonte de alimentação positiva for I_1 e a corrente da fonte negativa I_2 (ver fig. 24(a)), então a potência de c.c. fornecida ao amplificador é

$$P_{cc} = V_1 I_1 + V_2 I_2$$

Se designarmos a potência dissipada no amplificador por P_d , a equação que exprime o balanço da potência no amplificador pode ser escrita como

$$P_{cc} + P_I = P_L + P_d$$

Uma vez que a potência fornecida pela fonte de sinal (P_I) é geralmente pequena, o rendimento do amplificador é definido por

$$\eta \equiv \frac{P_L}{P_{cc}} \times 100 \quad (26)$$

O rendimento de potência é um importante parâmetro do desempenho dos amplificadores que trabalham com potências elevadas. Esses amplificadores, chamados amplificadores de potência, são usados, por exemplo, como amplificadores de saída dos sistemas estereofónicos.

Com vista a simplificar o desenho dos circuitos, adoptaremos a convenção ilustrada na fig. 24(b). Aqui, o terminal V^+ foi ligado a uma ponta de seta apontando para cima e o terminal V^- a uma ponta de seta dirigida para baixo. A tensão correspondente é indicada junto de cada seta. Contudo, em muitos casos, por questão de simplicidade, as ligações às fontes de alimentação serão omitidas. Finalmente, acrescentaremos que alguns amplificadores requerem apenas uma fonte de alimentação.

(fig. 24)

6.7. Saturação de um amplificador

A característica de transferência de um amplificador só é linear numa gama limitada de tensões de entrada e de saída. Para um amplificador que funciona com duas fontes de alimentação, a tensão de saída não pode exceder um determinado limite positivo e não pode descer abaixo de um determinado limite negativo. A característica de transferência resultante está ilustrada na fig. 25, com os níveis de saturação positivo e negativo designados por L_+ e L_- , respectivamente.

Obviamente, para evitar distorcer a forma de onda do sinal de saída, a excursão do sinal de entrada deve manter-se na gama linear de funcionamento.

$$\frac{L_-}{A_v} \leq v_I \leq \frac{L_+}{A_v}$$

A fig. 25 mostra duas formas de onda de entrada e as correspondentes formas de onda de saída. Notemos que os picos da forma de onda de maior amplitude foram cortados devido à saturação do amplificador.

(fig. 25)

6.8. Características de transferência não lineares e polarização

À excepção dos efeitos de saturação à saída que acabámos de analisar, até agora admitimos que a característica de transferência dos amplificadores é perfeitamente linear. Nos amplificadores práticos, a característica de transferência pode exibir não linearidades de várias amplitudes, dependendo de quão elaborado o circuito é e do esforço dispendido no projecto para assegurar funcionamento linear.

Consideremos como exemplo a característica de transferência representada na fig. 26. Uma tal característica é típica de amplificadores simples alimentados com uma única fonte de c.c. (positiva).

A característica de transferência é obviamente não linear e, devido a utilizar uma só fonte de c.c., não é centrada na origem. Felizmente, existe uma técnica simples para obter amplificação linear dum amplificador com uma tal característica de transferência não linear.

Esta técnica consiste em **polarizar** o circuito para funcionar num ponto próximo do meio da característica de transferência. Isso consegue-se aplicando uma tensão contínua V_I , como se indica na fig. 26, onde o ponto de funcionamento é designado por Q e a tensão contínua correspondente à saída é V_O .

O ponto Q é conhecido como ponto de funcionamento estático (ou de quiescência). O sinal variante no tempo, $v_i(t)$, é então sobreposto à tensão de polarização V_I como se indica na fig. 26. Assim, como a entrada instantânea total $v_I(t)$,

$$v_I(t) = V_I + v_i(t)$$

varia em torno de V_I , o ponto de funcionamento instantâneo move-se para cima e para baixo na curva de transferência em torno do ponto Q. Desta forma, pode determinar-se a forma de onda tensão de saída instantânea total $v_O(t)$.

(fig. 26)

Pode ver-se que se a amplitude de $v_i(t)$ for mantida suficientemente pequena, o ponto de funcionamento instantâneo manter-se-á no segmento quase linear da curva de transferência centrado em Q. Daqui resulta que a porção variante no tempo da saída é proporcional a $v_i(t)$; i.e.,

$$v_O(t) = V_O + v_o(t)$$

com

$$v_o(t) = A_v v_i(t)$$

em que A_v é a inclinação do segmento quase linear da curva de transferência, i.e.,

$$A_v = \left. \frac{dv_O}{dv_I} \right|_Q$$

Desta forma obtém-se amplificação linear. Evidentemente há uma limitação: o sinal de entrada deve ser suficientemente pequeno. Aumentar a amplitude do sinal de entrada pode provocar que o funcionamento deixe de se restringir ao segmento quase linear da curva de transferência, o que causará a distorção da forma de onda de saída.

Esta distorção não linear é indesejável, pois o sinal de saída conterá informação espúria, i.e., estranha à entrada. Usaremos esta técnica de polarização e a associada aproximação para pequenos sinais frequentemente no projecto de amplificadores com transístores.

A terminar, chamemos a atenção para a notação usada atrás e que continuaremos a usar. Assim, os valores instantâneos representam-se por letras minúsculas com índices maiúsculos, como por exemplo, $i_A(t)$, $v_C(t)$; valores contínuos são representados por letras maiúsculas com índices maiúsculos, como I_A , V_A ; finalmente, sinais incrementais são representados por letras minúsculas com índices minúsculos, como $i_a(t)$, $v_c(t)$.

Desde que um amplificador seja adequadamente polarizado e o sinal de entrada seja mantido pequeno, o funcionamento é suposto ser linear. Assim, podemos empregar as técnicas da análise dos circuitos lineares para analisar o funcionamento para sinais do circuito amplificador.

7. Modelos de circuitos para amplificadores

Uma boa parte do nosso programa preocupa-se com o projecto de circuitos amplificadores usando transístores de vários tipos. Tais circuitos variam em complexidade desde os que usam um simples transístor até os que possuem 20 ou mais dispositivos. A fim de poder aplicar-se o amplificador resultante como um bloco num sistema, é necessário poder caracterizar-se, ou modelar-se, o seu comportamento terminal.

Nesta secção estudaremos modelos de amplificadores simples mas eficientes, que se podem aplicar independentemente da complexidade do circuito interno do amplificador. Os valores dos parâmetros dos modelos podem ser determinados seja analisando o circuito amplificador seja realizando medidas nos terminais do amplificador.

7.1. Amplificadores de tensão

A fig. 27(a) mostra um modelo de circuito para o amplificador de tensão. O modelo consiste de uma fonte de tensão controlada por tensão com um factor controlante A_{vo} , uma resistência de entrada R_i que resulta do facto de o amplificador absorver corrente da fonte de sinal, e uma resistência de saída R_o que determina a variação da tensão de saída em função do valor da carga. Na fig. 27(b) mostra-se o modelo do amplificador alimentado por uma fonte de tensão v_s possuindo uma resistência R_s , e uma resistência de carga R_L ligada à saída. A existência de uma resistência de saída não nula implica que apenas uma fracção da tensão $A_{vo} v_i$ seja aplicada à carga. Usando a regra do divisor de tensão encontramos

$$v_o = A_{vo} v_i \frac{R_L}{R_L + R_o}$$

Assim, o ganho de tensão é dado por

$$A_v \equiv \frac{v_o}{v_i} = A_{vo} \frac{R_L}{R_L + R_o} \quad (27)$$

Deste resultado é evidente que a fim de não se perder ganho quando ligamos o amplificador a uma carga, a resistência de saída R_o deve ser muito mais pequena do que R_L . Por outras palavras, para uma dada R_L , o amplificador deve ser projectado por forma que saída R_o seja muito menor do que R_L . Um amplificador ideal de tensão deveria ter $R_o = 0$.

A equação (27) indica também que para $R_L = \infty$, $A_v = A_{vo}$. Assim, A_{vo} é o **ganho de tensão em circuito aberto**. Resulta também que ao especificar o ganho de um amplificador, deve também especificar-se o valor da resistência de carga para a qual este ganho é medido ou calculado. Quando a resistência de carga não é especificada, subentende-se, normalmente, que se trata do ganho de tensão em circuito aberto.

(fig. 27)

O valor finito da resistência de entrada R_i responsabiliza-se por outro efeito de divisor de tensão na entrada, implicando que apenas uma fracção da tensão da fonte v_s seja realmente aplicada à entrada do amplificador, i.e.,

$$v_i = v_s \frac{R_i}{R_i + R_s} \quad (28)$$

Conclui-se, então, que a fim de não perder uma porção importante do sinal de entrada ao ligar a fonte de sinal à entrada do amplificador, este deve ser projectado por forma que a resistência de entrada R_i seja muito maior do que a resistência da fonte, $R_i \gg R_s$. Um amplificador ideal de tensão deverá ter $R_i = \infty$. Note-se que neste caso, quer o ganho de corrente, quer o de potência tornam-se infinitos.

Há situações em que em vez do ganho de tensão interessa mais o ganho de potência. Por exemplo, imaginemos que a fonte de sinal tem um valor da tensão razoável, mas a resistência é muito maior do que a resistência da carga. Ligando a fonte directamente à carga verifica-se uma atenuação significativa do sinal.

Num caso como este interessaria inserir entre a fonte e a carga um amplificador com elevada resistência de entrada (muito maior do que a da fonte) e uma resistência de saída baixa (muito menor do que a da carga). Quanto ao ganho de tensão, basta um valor modesto ou mesmo unitário. Um tal amplificador chama-se um **amplificador isolador (buffer)**.

7.2. Outros tipos de amplificadores

No projecto de um sistema electrónico, o sinal de interesse - seja à entrada do sistema, num andar intermédio, ou à saída - pode ser uma tensão ou uma corrente. Por exemplo, alguns transdutores têm resistências de saída muito elevadas e podem ser modelados adequadamente como fontes de corrente. Analogamente, há aplicações em que a corrente de saída tem mais interesse do que a tensão. Assim, apesar de ser o mais popular, o amplificador de tensão considerado atrás é apenas um de quatro tipos possíveis. Os outros três são o amplificador de corrente, o de transcondutância e o de transresistência.

A fig. 28(a) mostra um modelo de circuito para o amplificador de corrente. Consiste de uma fonte de corrente controlada por corrente com um factor controlante A_{is} , uma resistência de entrada R_i , e uma resistência de saída R_o . A fig. 28(b) mostra o amplificador de corrente alimentado por uma fonte de corrente i_s , com uma resistência R_s , e uma resistência de carga R_L ligada à saída.

(fig. 28)

Usando a regra do divisor de corrente na saída encontramos i_o como sendo

$$i_o = A_{is} i_i \frac{R_o}{R_L + R_o}$$

Assim, o ganho de corrente do amplificador em carga é dado por

$$A_i \equiv \frac{i_o}{i_i} = A_{is} \frac{R_o}{R_L + R_o} \quad (29)$$

Donde se conclui que para evitar perda de ganho ao ligar o amplificador de corrente à sua carga, o amplificador deve ser projectado de forma que a sua resistência de saída R_o seja muito maior do que a da carga R_L . Um amplificador ideal de corrente deveria pois ter resistência de saída infinita. Note-se também que com $R_L = 0$, o ganho de corrente é igual a A_{is} . Assim, A_{is} é chamado **ganho de corrente em curto-circuito**.

À entrada, a resistência de entrada R_i provoca um efeito de divisor de corrente, que se traduz no facto de apenas uma fracção de i_s atingir a entrada do amplificador, i.e.,

$$i_i = i_s \frac{R_s}{R_i + R_s} \quad (30)$$

Para reduzir a perda de sinal à entrada, o amplificador deve ser projectado por forma que $R_i \ll R_s$. O amplificador ideal de corrente deveria ter $R_i = 0$.

A fig. 29(a) mostra um modelo de circuito para o amplificador de transcondutância. Este tipo de amplificador destina-se a amplificar um sinal de entrada de tensão e a fornecer um sinal de saída de corrente, como se indica na fig. 29(b). O factor controlante G_m é a relação entre a corrente de saída em curto-circuito e a tensão de entrada. Assim, G_m representa a condutância de transferência do amplificador e é chamado **transcondutância em curto-circuito**, exprimindo-se em A/V. Um amplificador ideal de transcondutância tem resistência de entrada infinita e resistência de saída infinita. Utilizaremos frequentemente o amplificador de transcondutância para modelar o funcionamento dos amplificadores com transístores.

(fig. 29)

Finalmente, na fig. 30(a), mostramos um modelo equivalente para o amplificador de transresistência. Como se indica na fig. 30(b), este tipo de amplificador destina-se a funcionar com um sinal de entrada de corrente e a fornecer um sinal de saída de tensão. O factor controlante R_m é a relação entre a tensão de saída em circuito aberto e a corrente de entrada. Representa a resistência de transferência do amplificador e é chamado **transresistência em circuito aberto**, exprimindo-se em V/A. Um amplificador ideal de transresistência tem resistência de entrada nula e resistência de saída nula.

(fig. 30)

7.3. Relações entre os quatro modelos de amplificadores

Apesar de para um dado amplificador um dos modelos ser mais adequado, qualquer um dos quatro pode ser usado para modelar o amplificador. De facto, podem ser derivadas relações simples entre os parâmetros dos vários modelos.

Por exemplo, o ganho de tensão em circuito aberto A_{vo} pode ser relacionado com o ganho de corrente em curto-circuito A_{is} como segue: A tensão de saída em circuito aberto dada pelo modelo do amplificador de tensão da fig. 27(a) é $A_{vo} v_i$. O modelo do amplificador de corrente da fig. 28(a) dá uma tensão de saída em circuito aberto de $A_{is} i_i R_o$. Igualando estes dois valores e notando que $i_i = v_i / R_i$ resulta

$$A_{vo} v_i = A_{is} \left(\frac{v_i}{R_i} \right) R_o$$

Assim,

$$A_{vo} = A_{is} \left(\frac{R_o}{R_i} \right) \quad (31)$$

Analogamente, pode mostrar-se que

$$A_{vo} = G_m R_o \quad (32)$$

e

$$A_{vo} = \frac{R_m}{R_i} \quad (33)$$

As expressões das Eq. (31) a (33) podem ser usadas para relacionar quaisquer dois dos parâmetros A_{vo} , A_{is} , G_m e R_m .

Dos modelos de amplificadores das figs. 27 a 30 concluímos que a resistência de entrada R_i do amplificador pode ser determinada aplicando uma tensão de entrada v_i e medindo (ou calculando) a corrente de entrada i_i , i.e., $R_i = v_i / i_i$. A resistência de saída pode determinar-se como o quociente da tensão de saída em circuito aberto pela corrente de saída em curto-circuito.

Alternativamente, a resistência de saída pode calcular-se através da regra geral para a determinação de resistências vistas de dois pontos do circuito. Apesar do método ser conceptualmente correcto, em laboratório utilizam-se preferencialmente outros métodos.

Os modelos de amplificadores considerados atrás são **unilaterais**, i.e., o fluxo de sinal é unidireccional da entrada para a saída. A maior parte dos amplificadores reais têm transmissão inversa, que apesar de indesejável tem de ser modelada. Veremos adiante como o fazer, todavia, pode desde já chamar-se a atenção para os modelos dos diportos atrás apresentados, onde a transmissão inversa é representada pela fonte controlada da malha da entrada.

8. Resposta em frequência dos amplificadores

Vimos atrás que o sinal de entrada de um amplificador pode sempre ser expresso como a soma de sinais sinusoidais. Daqui resulta que uma importante caracterização de um amplificador é em termos da sua resposta a entradas sinusoidais de diferentes frequências. Esta caracterização do desempenho de um amplificador é conhecida como a resposta em frequência do amplificador.

8.1. Medida da resposta em frequência dos amplificadores

Começaremos a análise da resposta em frequência dos amplificadores por mostrar como ela pode ser medida. A fig. 31 representa um amplificador linear de tensão alimentado por um sinal sinusoidal de amplitude V_i e frequência ω .

(fig. 31)

Como a figura indica, o sinal medido à saída do amplificador é também sinusoidal com uma frequência exactamente igual. Este é um ponto importante a realçar: Sempre que se aplica um sinal sinusoidal a um circuito linear, a saída resultante é também uma sinusóide da mesma frequência. De facto, a onda sinusoidal é o único sinal cuja forma não se altera quando passa por um circuito linear. Note-se, contudo, que a sinusóide da saída, em geral, tem uma amplitude diferente e esfasamento em relação à entrada.

O quociente entre a amplitude da sinusóide da saída (V_o) e a amplitude da sinusóide da entrada (V_i) é a amplitude do ganho do amplificador à frequência de teste ω . Analogamente, designamos por ϕ o ângulo de fase do amplificador à mesma frequência ω . Se designarmos a **função de transferência** do amplificador por $T(\omega)$, então

$$|T(\omega)| = \frac{V_o}{V_i}$$
$$\angle T(\omega) = \phi$$

A resposta do amplificador a uma sinusóide de frequência ω é completamente descrita por $|T(\omega)|$ e $\angle T(\omega)$. Assim, para obter a resposta em frequência completa do amplificador, simplesmente modificamos a frequência da sinusóide de entrada e medimos o novo valor de $|T|$ e $\angle T$. O resultado final será uma tabela e/ou um gráfico da amplitude do ganho $|T(\omega)|$ em função da frequência e uma tabela e/ou um gráfico da fase do ganho $\angle T(\omega)$ em função da frequência. Estes dois traçados, em conjunto, constituem a resposta em frequência do amplificador; o primeiro é conhecido como a amplitude da resposta e o segundo como a fase da resposta.

8.2. Largura de banda de um amplificador

A fig. 32 mostra a amplitude da resposta de um amplificador; indica que o ganho é praticamente constante numa larga gama de frequências, *grosso modo* entre ω_1 e ω_2 . Os sinais cujas frequências são inferiores a ω_1 ou superiores a ω_2 serão menos amplificados, sendo o ganho tanto menor quanto mais a frequência se afastar de ω_1 e ω_2 . A banda de frequências dentro da qual o ganho é praticamente constante, a menos de uma certa tolerância expressa em decibéis (usualmente 3 dB), é chamada **largura de banda do amplificador**. Normalmente, o amplificador é projectado por forma que a sua largura de banda coincida com o espectro dos sinais que se destina a amplificar. Se não for este o caso, o amplificador *distorcerá* o espectro de frequência do sinal de entrada, com as diferentes componentes do sinal de entrada sendo amplificadas diferentemente.

(fig. 32)

8.3. Cálculo da resposta em frequência dos amplificadores

Descrevemos atrás o método usado para a medida da resposta em frequência de um amplificador. Discutiremos agora brevemente o método para, analiticamente, obter uma expressão da resposta em frequência. Este assunto será mais aprofundadamente estudado mais adiante no curso.

Para calcular a resposta em frequência de um amplificador é necessário analisar o esquema equivalente do amplificador, tendo em conta todos os componentes reactivos. Na análise no domínio da frequência, as capacidades e as auto-induções eventualmente existentes são representadas, respectivamente, pelas suas reactâncias $1/j\omega C$ e $j\omega L$. O resultado da análise é a função de transferência $T(\omega)$,

$$T(\omega) = \frac{V_o(\omega)}{V_i(\omega)}$$

em que $V_i(\omega)$ e $V_o(\omega)$ representam, respectivamente, os sinais de entrada e de saída. $T(\omega)$ é geralmente uma função complexa cuja amplitude $|T(\omega)|$ nos dá a amplitude da resposta do amplificador. A fase de $T(\omega)$ dá-nos a fase da resposta do amplificador.

Na análise de um circuito para determinar a sua resposta em frequência, as manipulações algébricas podem ser consideravelmente simplificadas usando o **domínio da frequência complexa s** . Neste domínio, a impedância de uma auto-indução L é sL e a de uma capacidade C é $1/sC$. Substituindo os elementos reactivos pelas suas impedâncias e realizando a análise normal do circuito, obtemos a função de transferência $T(s)$ como

$$T(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)}$$

Subsequentemente, substituímos s por $j\omega$ para determinar a função de transferência do circuito em regime permanente, $T(j\omega)$. Note-se que $T(j\omega)$ é a mesma função que atrás designamos por $T(\omega)$; o j adicional foi incluído para enfatizar que $T(j\omega)$ é obtido substituindo s por $j\omega$.

8.4. Circuitos de constante de tempo simples

A análise dos circuitos amplificadores para determinar a sua resposta em frequência beneficia muito do conhecimento das características da resposta em frequência dos circuitos de constante de tempo simples (CTS), que são circuitos constituídos por (ou que podem ser reduzidos a) um componente reactivo (indutância ou capacidade) e uma resistência.

Um circuito de CTS formado por uma auto-indução L e uma resistência R tem uma constante de tempo $\tau = L/R$. A constante de tempo dum circuito de CTS composto por uma capacidade e uma resistência é $\tau = CR$.

Apesar da sua simplicidade, estes circuitos desempenham um papel importante na análise e projecto dos circuitos lineares e digitais. Por exemplo, a análise de um circuito amplificador pode, usualmente, reduzir-se à análise de um ou mais circuitos de CTS. Por esta razão ocupar-nos-emos seguidamente dos processos de cálculo da resposta destes circuitos a sinais de entrada sinusoidais e outros tais como degraus e impulsos. Estes últimos podem encontrar-se em algumas aplicações de amplificadores mas, principalmente, em circuitos de comutação incluindo circuitos digitais.

8.4.1. Cálculo da constante de tempo

O primeiro passo na análise de um circuito de CTS é calcular a sua constante de tempo. Um primeiro processo consiste em simplificar o circuito por forma a reduzi-lo a um circuito equivalente contendo apenas uma resistência e um elemento reactivo. Esta simplificação pode passar por utilizar as relações das associações de impedâncias ou os teoremas básicos dos circuitos. A fig. 33 ilustra o processo de, através da aplicação sucessiva do Teorema de Thévenin, efectuar a redução pretendida. Realizada a redução, a determinação da constante de tempo é imediata.

(fig. 33)

Há circunstâncias em que é importante poder calcular rapidamente a constante de tempo dum dado circuito de CTS. Um método simples de atingir este objectivo consiste em começar por reduzir a excitação a zero, i.e., se se trata de uma fonte de tensão curto-circuitá-la, se for uma fonte de corrente abri-la. Seguidamente, se o circuito tem um elemento reactivo e várias resistências, calcula-se a resistência equivalente R_{eq} vista por esse elemento reactivo. A constante de tempo será L/R_{eq} ou CR_{eq} .

No exemplo da fig. 33, a aplicação deste processo leva à conclusão que o condensador C “vê” uma resistência R_4 em paralelo com a série de R_3 com o paralelo de R_2 com R_1 . Assim,

$$R_{eq} = R_4 // [R_3 + (R_2 // R_1)]$$

e a constante de tempo é CR_{eq} .

Outros casos há em que o circuito tem uma resistência e várias capacidades ou auto-induções. Trata-se, aqui, de determinar a capacidade ou auto-indução equivalente vista pela resistência, respectivamente, C_{eq} ou L_{eq} . A constante de tempo será então $C_{eq}R$ ou L_{eq}/R . O exemplo da fig. 34 ilustra este caso, onde se conclui que

$$\tau = (C_1 + C_2) R$$

(fig. 34)

Finalmente, há casos em que um circuito de CTS tem mais do que uma resistência e mais do que uma capacidade (ou auto-indução). Num tal caso, requer-se algum trabalho preliminar para simplificar o circuito, como se mostra na fig. 35.

(fig. 35)

Um primeiro passo consiste em substituir o circuito por um outro equivalente (fig. 35(b)), que contém não uma mas duas fontes iguais. Note-se que os circuitos são equivalentes no sentido de que sendo iguais os valores das tensões aplicadas às resistências e às capacidades, são também iguais as correntes que as percorrem.

Como se ilustra na fig. 35(c), o passo seguinte consiste em determinar o equivalente Thévenin do circuito à esquerda de XX' e do circuito à direita da mesma linha. Uma vez que o circuito é linear, a resposta pode ser obtida usando o princípio da sobreposição, i.e., a tensão de saída v_O pode obter-se somando as tensões de saída parciais v_{O1} e v_{O2} .

O circuito para o cálculo de v_{O1} está representado na fig. 35(d), que é claramente um circuito de CTS cuja constante de tempo é

$$\tau = (C_1 + C_2)(R_1 // R_2)$$

O circuito da fig. 35(e) permite calcular a tensão v_{O2} sendo a constante de tempo igual à anterior. Assim, somando as duas tensões parciais a tensão resultante tem manifestamente a mesma constante de tempo.

Este mesmo resultado pode obter-se de uma outra forma, de facto mais simples, e que, aliás, tem a virtude de mostrar a quem pudesse ter dúvidas que o circuito é realmente um circuito de CTS. Desactivando a fonte v_I , torna-se claro que as duas resistências e as duas capacidades estão todas em paralelo, sendo a constante de tempo obtida facilmente com o valor acima apresentado.

8.4.2. Classificação dos circuitos de CTS

Estes circuitos podem ser classificados em duas categorias: passa-baixo e passa-alto, cujas respostas são essencialmente diferentes.

A determinação da categoria a que pertence um dado circuito de CTS pode ser feita de várias maneiras, a mais simples das quais consiste na utilização da análise no domínio da frequência. Na verdade, dizemos que um circuito é passa-baixo quando ele deixa passar francamente a corrente contínua (frequência nula) e atenua as altas frequências, sendo nula a transmissão à frequência infinita.

Assim, testamos o circuito para $\omega = 0$ ou para $\omega = \infty$. Para $\omega = 0$, os condensadores devem ser substituídos por circuitos abertos ($1 / j\omega C = \infty$) e as bobinas por curto-circuitos ($j\omega L = 0$). Então, se a saída é zero, o circuito é passa-alto; se é diferente de zero, o circuito é passa-baixo.

Alternativamente, se testarmos o circuito para $\omega = \infty$, substituiremos os condensadores por curto-circuitos ($1 / j\omega C = 0$) e as bobinas por circuitos abertos ($j\omega L = \infty$). Então, se a saída é diferente de zero, o circuito é passa-alto, enquanto se é nula, é passa-baixo.

A fig. 36 mostra exemplos de circuitos de CTS passa-baixo e a fig. 37 exemplos de circuitos de CTS passa-alto. Para cada circuito foram indicadas as variáveis de entrada e de saída. Note-se que um dado circuito pode ser de uma ou outra categoria, dependendo de quais são as variáveis de entrada e de saída.

(fig. 36)

(fig. 37)

8.4.3. Resposta em frequência dos circuitos de CTS

8.4.3.1. Circuitos passa-baixo

A função de transferência $T(s)$ de um circuito de CTS passa-baixo pode ser sempre escrita na forma

$$T(s) = \frac{K}{1 + (s / \omega_o)} \quad (34)$$

a qual, em regime permanente, i.e., para $s = j\omega$, toma a forma

$$T(j\omega) = \frac{K}{1 + j(\omega / \omega_o)} \quad (35)$$

onde K é a grandeza da função de transferência para $\omega = 0$ (c.c.) e ω_o é definido por

$$\omega_o = 1 / \tau$$

sendo τ a constante de tempo. Assim, a amplitude da resposta é dada por

$$|T(j\omega)| = \frac{K}{\sqrt{1 + (\omega / \omega_o)^2}} \quad (36)$$

e a fase por

$$\phi(\omega) = -\text{arctg}(\omega / \omega_o) \quad (37)$$

A fig. 38 mostra esboços da amplitude e da fase da resposta para um circuito de CTS passa-baixo. A amplitude da resposta mostrada na fig. 38(a) é simplesmente a tradução gráfica da eq. (36).

(fig. 38)

A amplitude foi normalizada em relação ao ganho de c.c. K e está expressa em dB, i.e., o traçado diz respeito a $20 \log |T(j\omega) / K|$, sendo usada uma escala logarítmica para o eixo das frequências. Além disso, a frequência foi normalizada em relação a ω_0 . Como se vê, a curva da amplitude é muito aproximadamente definida por duas assíntotas, sendo a de baixas frequências, uma recta horizontal correspondente a 0 dB. Para obter a inclinação da assíntota de altas frequências, considere-se a eq. 36, com $\omega / \omega_0 \gg 1$, vindo então

$$|T(j\omega)| = K \frac{\omega_0}{\omega}$$

Decorre daqui que se ω dobra o seu valor, a amplitude desce para metade. Num eixo logarítmico, como é o das frequências, a valores dobrados correspondem segmentos iguais, que se designam por *oitavas*. A redução da amplitude a metade corresponde a uma redução de 6 dB na transmissão ($20 \log 0,5 = 20 \times (-0,30103) \cong -6$ dB). Assim, a inclinação da assíntota de altas frequências é -6 dB / oitava. Alternativamente, podemos exprimir este valor como -20 dB / década, em que uma década corresponde a decuplicar a frequência.

As duas assíntotas da curva da amplitude encontram-se num ponto correspondente à frequência ω_0 , que se chama “frequência de corte”. A diferença entre o verdadeiro valor da amplitude e a resposta assintótica é máxima à frequência de corte, sendo o seu valor 3 dB. Para verificar este valor, substitua-se $\omega = \omega_0$ na eq. 36, resultando

$$|T(j\omega)| = K / \sqrt{2}$$

Assim, para $\omega = \omega_0$, o ganho decresce de um factor de $\sqrt{2}$ relativamente ao ganho de c.c., o que corresponde a uma redução de 3 dB. Por esta razão, a frequência de corte ω_0 também se designa por frequência a -3 dB.

Analogamente, a curva da fase da resposta, representada na fig. 38(b), pode ser aproximada por assíntotas. Note-se que à frequência de corte, a fase é -45° , e que para $\omega \gg \omega_0$ a fase tende para -90° . Note-se também que a recta de inclinação -45° / década aproxima a função da fase com um erro máximo $5,7^\circ$, na gama de frequências de $0,1\omega_0$ a $10\omega_0$. Entre $0,1\omega_0$ e $10\omega_0$:

$$\phi(\omega) = -45^\circ - 45^\circ \log \frac{\omega}{\omega_0}$$

Os traçados da amplitude e da fase da resposta constituídos pela aproximação assintótica das curvas correspondentes, designam-se traçados assintóticos ou traçados de Bode e são muito úteis pela simplicidade da sua utilização.

8.4.3.2. Circuitos passa-alto

A função de transferência $T(s)$ de um circuito de CTS passa-alto pode ser sempre escrita na forma

$$T(s) = \frac{K}{1 + (\omega_0 / s)} \quad (38)$$

a qual, em regime permanente, i.e., para $s = j\omega$, toma a forma

$$T(j\omega) = \frac{K}{1 - j(\omega_o / \omega)} \quad (39)$$

onde K é a grandeza da função de transferência quando s ou ω tendem para infinito e ω_o é o inverso da constante de tempo τ

$$\omega_o = 1 / \tau$$

A amplitude da resposta

$$|T(j\omega)| = \frac{K}{\sqrt{1 + (\omega_o / \omega)^2}} \quad (40)$$

e a fase

$$\phi(\omega) = \arctg(\omega_o / \omega) \quad (41)$$

estão esboçadas na fig. 39. Como no caso do passa-baixo, as curvas da amplitude e da fase são bem aproximadas por assíntotas. Devido à semelhança, dispensamo-nos de mais explicações.

(fig. 39)

8.4.4. Resposta indicial dos circuitos de CTS

Nesta secção, consideraremos a resposta indicial ou resposta ao degrau dos circuitos de CTS, i.e., a resposta ao sinal em degrau representado na fig. 40. O conhecimento da resposta ao degrau permite a rápida determinação da resposta a outros sinais de comutação, como impulsos e ondas quadradas.

(fig. 40)

8.4.4.1. Circuitos passa-baixo

Em resposta a um sinal de entrada como um degrau de altura S , um circuito de CTS passa-alto (com um ganho de c.c. $K = 1$) produz a forma de onda representada na fig. 41. Note-se que enquanto a entrada sobe de 0 para S , no instante $t = 0$, a saída não responde fielmente a esta descontinuidade, tendendo exponencialmente para o valor final da entrada S . Nos instantes finais, i.e., para $t \gg \tau$, a saída aproxima-se do valor S , uma manifestação de que os circuitos passa-baixo respondem fielmente à c.c..

A equação da forma de onda da saída pode obter-se a partir da expressão

$$y(t) = Y_\infty - (Y_\infty - Y_{0+}) e^{-t/\tau} \quad (42)$$

em que Y_∞ representa o valor final ou o valor para o qual a saída tende, e Y_{0+} o valor da saída no instante t_{0+} . Esta equação estabelece que a saída, em qualquer instante t é igual à diferença entre o valor final Y_∞ e um decremento cujo valor inicial é $Y_\infty - Y_{0+}$ e vai diminuindo exponencialmente. No nosso caso, $Y_\infty = S$ e $Y_{0+} = 0$; assim

$$y(t) = S (1 - e^{-t/\tau}) \quad (43)$$

Deve notar-se que a inclinação da tangente a $y(t)$ para $t = 0$ é S/τ . Assim, a tangente intersecta a recta correspondente ao valor final no instante $t = \tau$. É uma propriedade da exponencial, de fácil verificação, que a largura do segmento determinado na recta correspondente ao valor final, entre um qualquer instante t e a intersecção da tangente à exponencial para esse instante com a recta correspondente ao valor final, é constante e igual à constante de tempo da exponencial.

(fig. 41)

8.4.4.2. Circuitos passa-alto

A resposta de um circuito de CTS passa-alto (com um ganho a altas frequências $K = 1$) a um degrau de altura S está representada na fig. 42. O circuito passa-alto transmite fielmente a descontinuidade da entrada (o degrau) mas bloqueia a c.c.. Assim, a saída para $t = 0$ segue a entrada,

$$Y_{0+} = S$$

e depois decresce tendendo para zero,

$$Y_{\infty} = 0$$

Substituindo os valores de Y_{0+} e de Y_{∞} na eq. 42, resulta para $y(t)$

$$y(t) = Se^{-t/\tau} \quad (44)$$

Uma vez que a resposta é ainda uma exponencial, a propriedade referida atrás também se verifica.

(fig. 42)

8.4.5. Resposta impulsional dos circuitos de CTS

A fig. 43 mostra um sinal impulsional de altura P e de largura T . O nosso objectivo, nesta secção é determinar a resposta dos circuitos de CTS a sinais de entrada com esta forma. Notemos, antes de mais, que um impulso pode ser considerado como a soma de dois degraus: um positivo, de altura P , ocorrendo para $t = 0$, e um negativo, da mesma altura P , ocorrendo para $t = T$. assim, a resposta de um circuito linear a um impulso pode ser obtida somando as respostas a dois degraus.

(fig. 43)

8.4.5.1. Circuitos passa-baixo

A fig. 44(a) mostra a resposta de um circuito de CTS passa-baixo (com ganho de c.c. unitário) a um impulso de entrada com a forma mostrada na fig. 43. Neste primeiro caso, admitimos que a constante de tempo τ é da mesma ordem de grandeza da largura do impulso T . Como se vê, o circuito passa-baixo não responde fielmente à primeira descontinuidade do impulso; pelo contrário, a saída sobe exponencialmente em direcção ao valor final P . A subida exponencial, contudo, é interrompida para $t = T$, i.e., o instante para o qual se verifica a segunda descontinuidade da entrada. Uma vez mais a saída responde, iniciando uma descida exponencial em direcção ao valor final da entrada que é zero. Note-se, finalmente, que a área limitada inferiormente pela forma de onda da saída tem de ser igual à área limitada pela forma de onda da entrada, uma vez que o circuito passa-baixo responde fielmente à c.c. e, portanto, o valor médio é preservado.

(fig. 44)

Ao transmitir um impulso de uma parte de um sistema electrónico a outra parte, geralmente, ocorre um efeito passa-baixo. Neste caso, o circuito passa-baixo é formado pela resistência de saída do circuito de montante e a capacidade de entrada do circuito de jusante. Este inevitável filtro passa-baixo causa distorção, do tipo mostrado na fig. 44(a). Num sistema bem projectado, tal distorção é mantida num nível baixo assegurando que a constante de tempo τ seja muito menor do que a largura do impulso T . Neste caso, o resultado será um ligeiro arredondamento das descontinuidades, como se mostra na fig. 44(b). Note-se, contudo, que a resposta é ainda exponencial.

A distorção de um impulso provocada por um circuito passa-baixo parasita (i.e., indesejável) é medida pelos seus **tempos de subida e de descida**. O tempo de subida é convencionalmente definido como o tempo necessário para a amplitude subir de 10 a 90% do seu valor final. Analogamente, o tempo de descida é o necessário para a amplitude descer de 90 para 10% do seu valor final. Estas definições estão ilustradas na fig. 44(b).

Usando as equações exponenciais da subida e da descida da forma de onda da saída, mostra-se facilmente que

$$t_r = t_f \cong 2,2 \tau \quad (45)$$

que pode também ser expressa, em termos de $f_o = \omega_o / 2\pi = 1 / 2\pi\tau$, como

$$t_r = t_f \cong \frac{0,35}{f_o} \quad (46)$$

Finalmente, note-se que o efeito de circuitos passa-baixo parasitas está sempre presente num sistema, "atrasando" a sua resposta. Com vista a manter a distorção do sinal dentro de limites aceitáveis, torna-se necessário usar impulsos relativamente longos, para uma dada constante de tempo passa-baixo.

O outro caso extremo, nomeadamente quando τ é muito maior do que T , está ilustrado na fig. 44(c). Como se vê, a forma de onda da saída sobe exponencialmente para o nível P . Todavia, uma vez que $\tau \gg T$, o valor atingido para $t = T$, é muito inferior a P . No instante $t = T$, a saída inicia a sua descida exponencial para zero. Note-se que, neste caso, a forma de onda da saída apresenta muito pouca semelhança com a da entrada. Note-se também que, devido a ser $\tau \gg T$, a porção da curva exponencial entre $t = 0$ e $t = T$, é quase linear. Uma vez que a inclinação desta porção linear da curva é proporcional à altura do impulso, vemos que a saída aproxima o integral, no tempo, do impulso de entrada. Por outras palavras, um circuito passa-baixo com uma constante de tempo elevada aproxima o funcionamento de um **integrador**.

8.4.5.2. Circuitos passa-alto

A fig. 45(a) mostra a saída de um circuito de CTS passa-alto (com ganho de altas frequências unitário) excitado por um impulso como o da fig. 43, admitindo que τ e T são da mesma ordem de grandeza.

Como se mostra, a primeira descontinuidade é fielmente reproduzida pela saída do circuito passa-alto. Contudo, uma vez que o circuito passa-alto bloqueia a c.c., a forma de onda da saída imediatamente inicia uma descida exponencial para zero.

Este processo de descida é interrompido para $t = T$ quando se verifica o degrau negativo da entrada, que é fielmente reproduzido pelo circuito passa-alto. Assim, para $t = T$, a forma de onda da saída exhibe uma ultrapassagem negativa. Seguidamente, a saída inicia uma evolução exponencial para zero.

Finalmente, note-se que a área limitada pela forma de onda da saída acima do eixo das abcissas é igual à área limitada abaixo desse eixo, i.e., a área total é zero, logo valor médio nulo, consistentemente com o facto de um circuito passa-alto bloquear a c.c..

Em muitas aplicações usa-se um circuito de CTS passa-alto para acoplar a transmissão de um impulso de uma parte a outra parte dum circuito. Numa tal aplicação, é necessário manter a distorção da forma do impulso tão pequena quanto possível. Isto pode ser conseguido fixando uma constante de tempo τ muito maior do que a largura do impulso T . Nestas condições, a perda de amplitude durante a duração T do impulso será muito pequena, como se mostra na fig. 45(b). Apesar disso, a forma de onda da saída continuará a ter excursão negativa e a apresentar valor médio nulo.

(fig. 45)

Consideremos a forma de onda da fig. 45(b). Uma vez que $\tau \gg T$, a porção da curva exponencial entre $t = 0$ e $t = T$ será praticamente linear, com uma inclinação igual à inclinação da tangente à exponencial para $t = 0$, que é P / τ . Podemos usar este valor da inclinação para determinar o decréscimo de amplitude ΔP como sendo

$$\Delta P \cong \frac{P}{\tau} T \quad (47)$$

O efeito de distorção de um circuito passa-alto no impulso de entrada é usualmente definido em termos de diminuição percentual da altura do impulso. Esta quantidade é uma indicação do **declive** ou **flecha** do impulso de saída,

$$Flecha \equiv \frac{\Delta P}{P} \times 100\% \quad (48)$$

Assim,

$$Flecha \equiv \frac{T}{\tau} \times 100\% \quad (49)$$

Finalmente, note-se que a grandeza da ultrapassagem negativa, para $t = T$, é igual a ΔP .

O outro caso extremo, i.e., $\tau \ll T$, está ilustrado na fig. 45(c). Neste caso, a descida exponencial é bastante rápida, resultando que a saída se torne praticamente zero pouco depois da descontinuidade. Na segunda descontinuidade a saída torna-se negativa com uma amplitude praticamente igual à altura do impulso P . Depois, a forma de onda evolui rapidamente para zero.

Como se vê na fig. 45(c), a saída não tem qualquer semelhança com a entrada, apresentando dois picos, um correspondendo à primeira descontinuidade e outro à segunda descontinuidade.

Note-se que a saída é aproximadamente igual à derivada no tempo do sinal de entrada, i.e., para $\tau \ll T$, um circuito de CTS passa-alto aproxima um **diferenciador**. Contudo, o diferenciador resultante não é ideal; um diferenciador ideal produziria dois impulsos de Dirac.

Apesar disso, os circuitos de CTS passa-alto com constantes de tempo pequenas são usados em algumas aplicações para produzir impulsos afiados ou picos nas transições da forma de onda da entrada.

8.5. Classificação dos amplificadores baseada na resposta em frequência

Os amplificadores podem ser classificados com base na forma da curva da sua amplitude da resposta. A fig. 46 mostra curvas típicas de resposta em frequência de vários tipos de amplificadores. Na fig. 46(a), o ganho permanece constante numa larga gama de frequências, exibindo uma diminuição acentuada às baixas e às altas frequências. É o tipo de resposta em frequência habitualmente encontrado nos amplificadores de audio.

(fig. 46)

Como veremos adiante, as **capacidades internas** dos dispositivos (particularmente dos transístores) implicam a diminuição do ganho às altas frequências.

Por outro lado, a diminuição do ganho às baixas frequências é usualmente originada pela utilização de **condensadores de acoplamento** na ligação entre andares de um amplificador, como se indica na fig. 47. Esta prática é vulgarmente adoptada para facilitar o projecto dos diferentes andares. Os condensadores de acoplamento são normalmente escolhidos com valores bastante grandes (de fracções de microfarad a várias dezenas de microfarad), de forma à sua reactância ser pequena às frequências de interesse. Apesar disso, para frequências suficientemente pequenas, a reactância de um condensador de acoplamento torna-se suficientemente grande para que o seu valor não possa ser desprezado. Desta forma, o ganho torna-se progressivamente menor à medida que diminui a frequência, sendo mesmo nulo para c.c..

(fig. 47)

Há muitas aplicações em que é importante que o amplificador mantenha o seu ganho às baixas frequências e mesmo em c.c.. Além disso, a tecnologia dos circuitos integrados monolíticos não permite o fabrico de grandes condensadores de acoplamento. Assim, os amplificadores integrados são normalmente projectados como **amplificadores de acoplamento directo** ou **amplificadores de c.c.** (em oposição às designações de **amplificadores de acoplamento capacitivo** ou **amplificadores de c.a.**). A fig. 46(b) mostra a resposta em frequência de um amplificador de c.c..

Em certas aplicações, como no projecto de receptores de rádio e de televisão, torna-se necessário um amplificador cuja resposta em frequência apresenta um máximo a uma certa frequência (chamada **frequência central**) diminuindo pronunciadamente abaixo e acima dessa frequência, como se mostra na fig. 46(c). Estes amplificadores designam-se **amplificadores sintonizados** e constituem a parte nuclear do sintonizador de um receptor de comunicações. Ajustando a sua frequência central de maneira a coincidir com a frequência do canal de comunicações desejado, permite-se que o sinal desse canal seja recebido, enquanto os sinais dos outros canais são atenuados ou filtrados.