

## 2. TÉCNICAS DE MODULAÇÃO EM FONTES CHAVEADAS

Via de regra, as fontes chaveadas operam a partir de uma fonte de tensão CC de valor fixo, enquanto na saída tem-se também uma tensão CC, mas de valor distinto (fixo ou não).

As chaves semicondutoras estão ou no estado bloqueado ou em plena condução. A tensão média de saída depende da relação entre o intervalo em que a chave permanece fechada e o período de chaveamento. Define-se ciclo de trabalho (largura de pulso ou razão cíclica) como a relação entre o intervalo de condução da chave e o período de chaveamento. Tomemos como exemplo a figura 2.1 na qual se mostra uma estrutura chamada abaixadora de tensão (ou "buck").

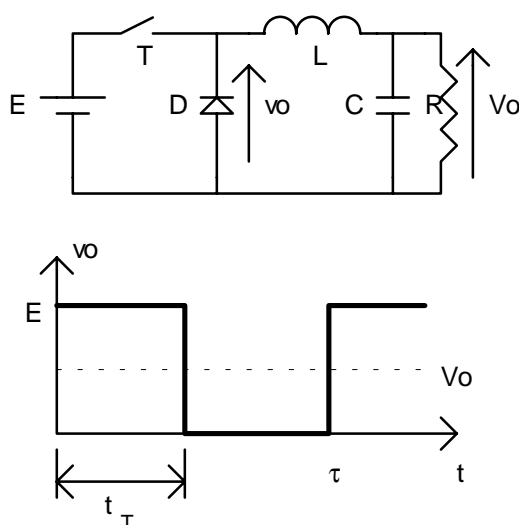


Figura 2.1 Conversor abaixador de tensão e forma de onda da tensão aplicada ao filtro de saída.

### 2.1 Modulação por Largura de Pulso - MLP (PWM)

Em MLP opera-se com frequência constante, variando-se o tempo em que a chave permanece ligada.

O sinal de comando é obtido, geralmente, pela comparação de um sinal de controle (modulante) com uma onda periódica (portadora) como, por exemplo, uma "dente-de-serra". A figura 2.2 ilustra estas formas de onda.

Para que a relação entre o sinal de controle e a tensão média de saída seja linear, como desejado, a frequência da portadora deve ser, pelo menos 10 vezes maior do que a modulante, de modo que seja relativamente fácil filtrar o valor médio do sinal modulado (MLP), recuperando o sinal de controle.

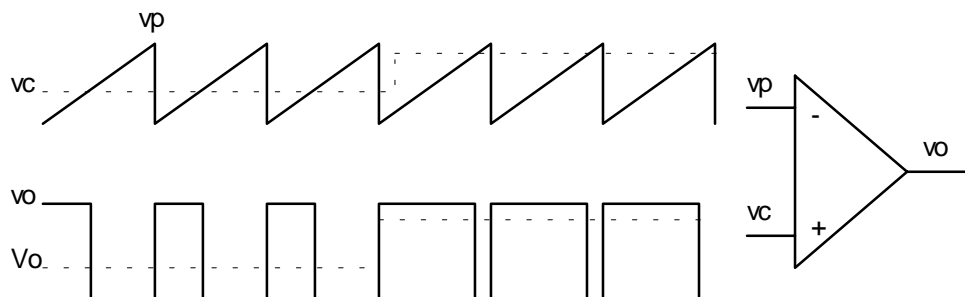


Figura 2.2 Modulação por Largura de Pulso.

### 2.1.1 Espectro Harmônico de Sinal MLP

A figura 2.3 mostra a modulação de um nível contínuo, produzindo na uma tensão com 2 níveis, na frequência da onda triangular. Na figura 2.4 tem-se o espectro desta onda MLP, onde observa-se a presença de uma componente contínua que reproduz o sinal modulante. As demais componentes aparecem nos múltiplos da frequência da portadora sendo, em princípio, relativamente fáceis de filtrar dada sua alta frequência.

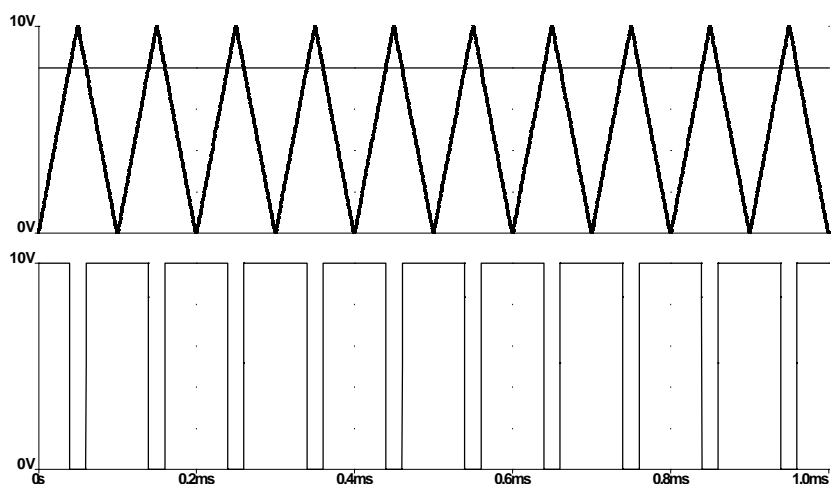


Figura 2.3 Modulação MLP de nível cc.

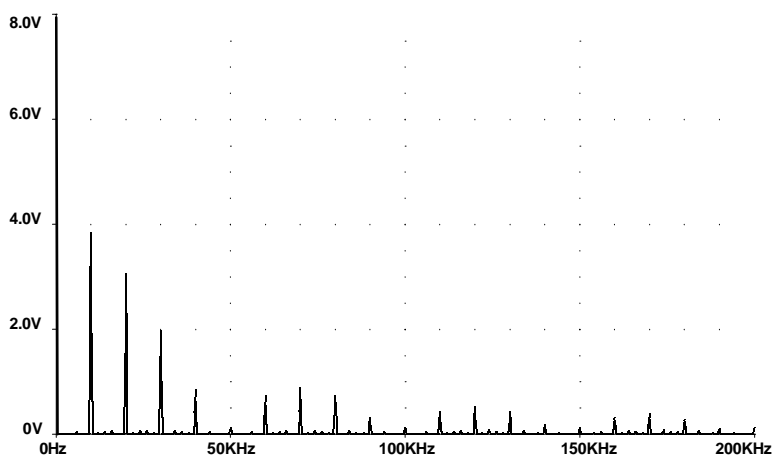


Figura 2.4 Espectro de sinal MLP

## 2.2 Modulação em frequência - MF

Neste caso opera-se a partir de um pulso de largura fixa, cuja taxa de repetição é variável. A relação entre o sinal de controle e a tensão de saída é, em geral, não-linear. Este tipo de modulação é utilizada, principalmente em conversores ressonantes. A figura 2.5 mostra um pulso de largura fixa modulado em frequência.

Um pulso modulado em frequência pode ser obtido, por exemplo, pelo uso de um monoestável acionado por meio de um VCO, cuja frequência seja determinada pelo sinal de controle.

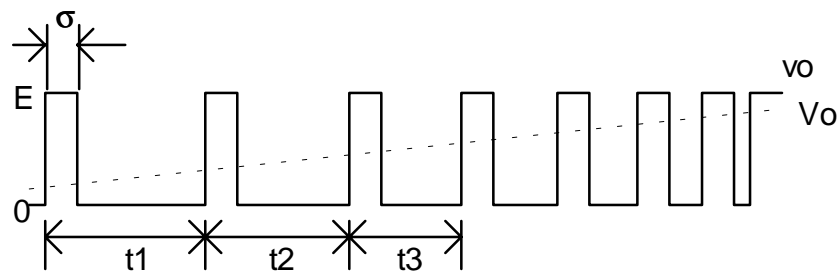


Figura 2.5 Pulso de largura  $\sigma$  modulado em frequência.

## 2.3 Modulação MLP com frequência de portadora variável

Uma alternativa que apresenta como vantagem o espalhamento do espectro é o uso de uma frequência de chaveamento não fixa, mas que varie, dentro de limites aceitáveis, de uma forma, idealmente, aleatória. Isto faz com que as componentes de alta frequência do espectro não estejam concentradas, mas apareçam em torno da frequência base, como se observa na figura 2.6. Note-se que o nível contínuo não sofre alteração, uma vez que ele independe da frequência de chaveamento.

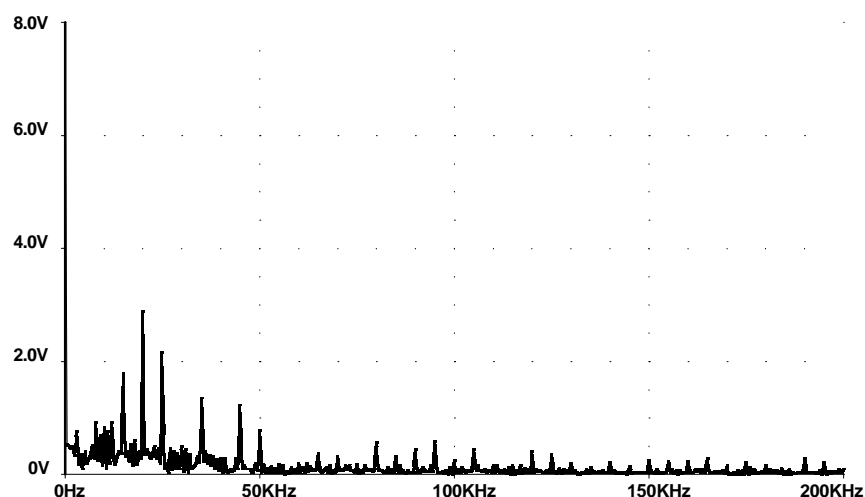


Figura 2.6. Espectro de sinal MLP com portadora de frequência variável.

## 2.4 Modulação por limites de corrente - MLC (Histerese)

Neste caso, são estabelecidos os limites máximo e/ou mínimo da corrente, fazendo-se o chaveamento em função de serem atingidos tais valores extremos. O valor instantâneo da corrente, em regime, é mantido sempre dentro dos limites estabelecidos e o conversor comporta-se como uma fonte de corrente.

Tanto a frequência como o ciclo de trabalho são variáveis, dependendo dos parâmetros do circuito e dos limites impostos. A figura 2.7 mostra as formas de onda para este tipo de controlador.

MLC só é possível em malha fechada, pois é necessário medir instantaneamente a variável de saída. Por esta razão, a relação entre o sinal de controle e a tensão média de saída é direta. Este tipo de modulação é usado, principalmente, em fontes com controle de corrente e que tenha um elemento de filtro indutivo na saída.

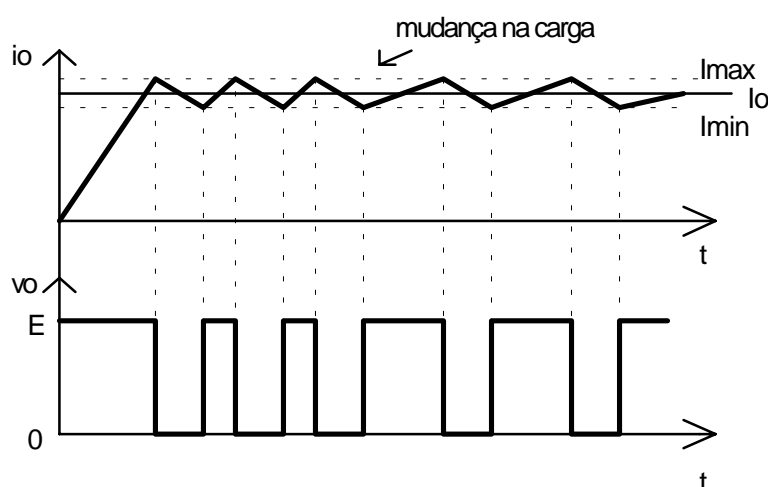


Figura 2.7. Formas de onda de corrente e da tensão instantânea de saída com controlador MLC.

A obtenção de um sinal MLC pode ser conseguida com o uso de um comparador com histerese, atuando a partir da realimentação do valor instantâneo da corrente. A referência de corrente é dada pelo erro da tensão de saída (através de um controlador integral). A figura 2.8 ilustra este sistema de controle.

É possível ainda obter um sinal MLC com frequência fixa caso se adicione ao sinal de entrada do comparador uma onda triangular cujas derivadas sejam maiores do que as do sinal de corrente. Assim os limites reais da variação da corrente serão inferiores ao estabelecido pelo comparador.

Em princípio o controle por histerese poderia ser aplicado diretamente à tensão de saída. No entanto isto poderia causar sobrecorrentes excessivas em situações transitórias.

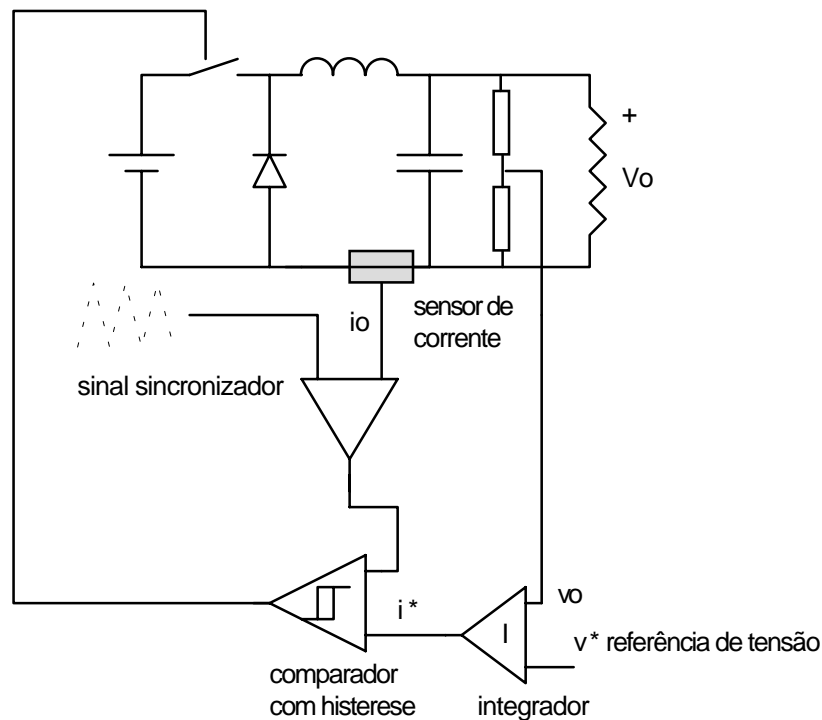


Figura 2.8 Controlador com histerese.

## 2.5 Outras técnicas de modulação

Outras formas de controle tem sido pesquisadas com o intuito de melhorar a resposta dinâmica do sistema, aumentar a margem de estabilidade, rejeitar mais eficientemente perturbações, etc. Estas novas técnicas utilizam, via de regra, métodos não-lineares e procuram aproveitar ao máximo as características também não-lineares dos conversores.

### 2.5.1 Controle “One-cycle”

O controle “one-cycle” [2.1, 2.2] permite o controle da tensão de um conversor com saída CC-CC ciclo a ciclo, de modo que o sistema se torna praticamente imune a variações na alimentação e na carga. Opera com frequência constante o modulação da largura de pulso, mas o instante de comutação é determinado por uma integração da tensão que é aplicada ao estágio de saída do conversor.

A figura 2.9 mostra a estrutura básica para um conversor abaixador de tensão.

Uma vez que, em regime, a tensão média numa indutância é nula, a tensão de saída,  $V_o$ , é igual à tensão média sobre o diodo. A tensão sobre o diodo, no entanto, variará entre praticamente zero (quando o componente conduz) e a tensão de alimentação,  $E$ . Seu valor médio a cada ciclo deve ser igual a  $V_o$ . Tal valor médio a cada ciclo é que é obtido pela integração de tal tensão.

O sinal integrado é comparado com a referência. Enquanto não atingi-la, a chave permanece ligada (tensão  $E$  aplicada sobre o diodo). Quando a tensão de referência é igualada o capacitor do integrador é descarregado e o comparador muda de estado, desligando o transistor, até o início do ciclo seguinte, determinado pelo clock.

Observe que qualquer variação na referência, na tensão de entrada ou na carga afeta o intervalo de tempo que o transistor permanece conduzindo, mas sempre de maneira a manter a tensão média sobre o diodo igual ao valor determinado pela referência.

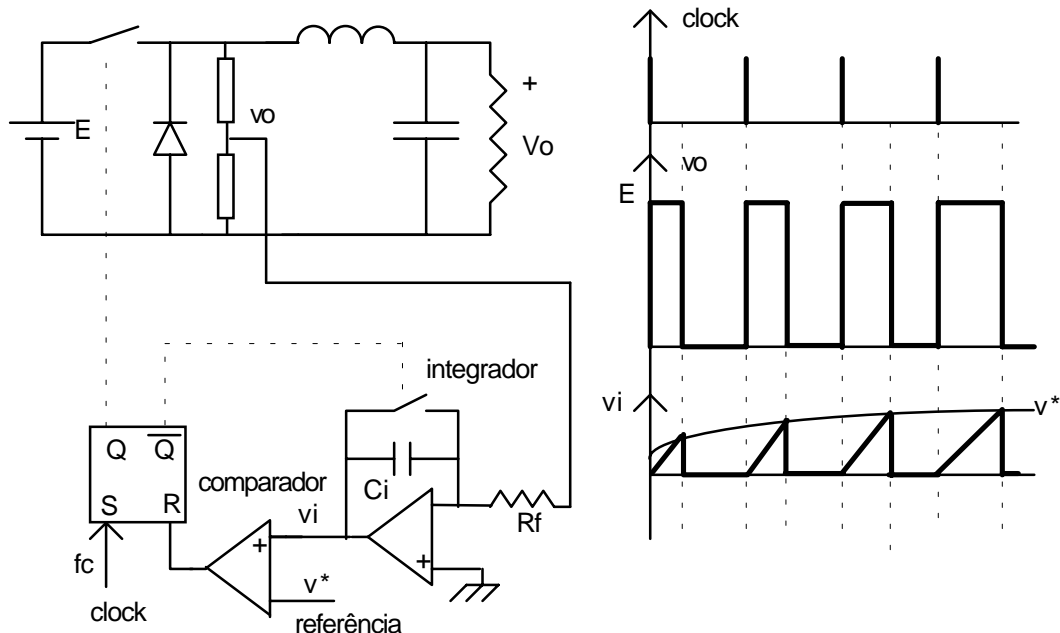


Figura 2.9. Controle "one-cycle" aplicado a conversor abaixador de tensão.

## 2.5.2 Controle de carga

O controle de carga [2.3] é muito semelhante ao controle "one-cycle", sendo que o sinal integrado é a corrente de entrada do conversor.

As formas de onda e o circuito são análogos aos da figura 2.9.

Por realizar uma medida da carga injetada no circuito num certo intervalo de tempo, este tipo de controle equivale a um controlador de corrente apresentando algumas vantagens adicionais, tais como: uma grande imunidade a ruído (uma vez que o sinal de corrente é integrado, e não tomado em seu valor instantâneo); não necessita de uma rampa externa para realizar a comparação (que é feita diretamente com a referência); comportamento antecipativo em relação a variações na tensão de entrada e na carga. A frequência é mantida constante pelo "clock".

## 2.5.3 Modulação Delta

O sinal de referência é comparado diretamente com a saída modulada (e não a filtrada). O sinal de erro é integrado e a saída do integrador é comparada com zero. A saída do comparador é amostrada a uma dada frequência,  $f_c$ , e o sinal de saída do amostrador/segurador comanda a chave. A figura 2.10 mostra o sistema.

O estado da chave em cada intervalo entre 2 amostragens é determinado pelo sinal da integral do erro de tensão (no instante da amostragem). Deste modo os mínimos tempos de abertura e de fechamento são iguais ao período de amostragem. A robustez do controlador é seu ponto forte. O problema é que esta técnica de controle é intrinsecamente assíncrona, dificultando o projeto dos filtros.

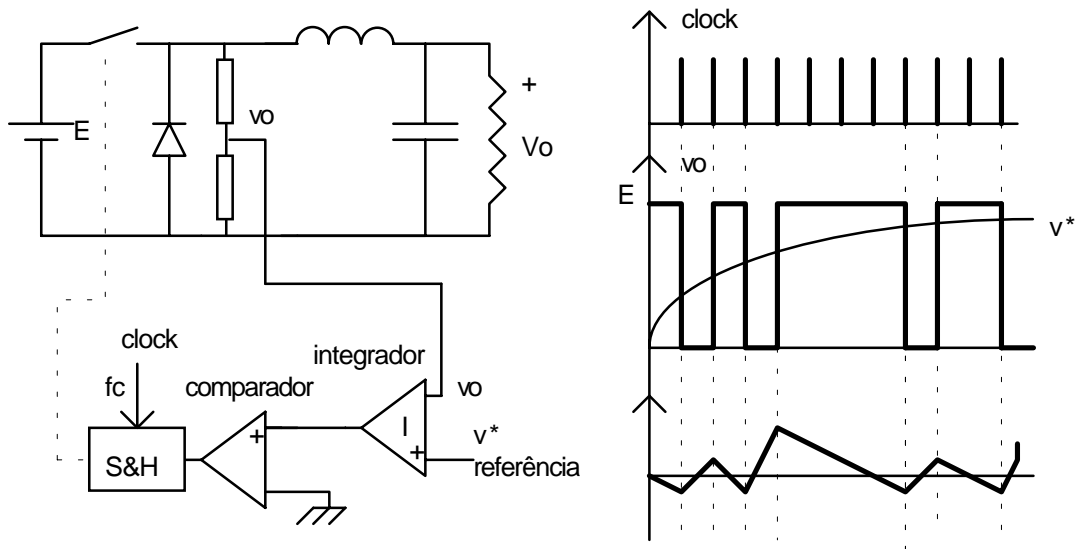


Figura 2.10. Controlador Delta.

## 2.6 Referências

- [2.1] K. M. Smedley and S. Cuk: "One-Cycle Control of Switching Converters". Proc. of PESC '91, pp. 888-896.
- [2.2] E. Santi and S. Cuk: "Modeling of One-Cycle Controlled Switching Converters". Proc. of INTELEC '92, Washington, D.C., USA, Oct. 1992.
- [2.3] W. Tang and F. C. Lee: "Charge Control: Modeling, Analysis and Design". Proc. of VPEC Seminar, 1992, Blacksbourg, USA.