

**FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA E COMPUTAÇÃO - UNICAMP**  
**EE 833 - ELETRÔNICA DE POTÊNCIA****MÓDULO 5****FONTES CHAVEADAS****ASPECTOS TEÓRICOS****5.1 Modulação por Largura de Pulso - MLP (PWM)**

A implementação de uma fonte de alimentação linear, partindo-se de uma fonte CC não regulada, apresenta como características uma boa regulação e razoável resposta a transitórios. No entanto, seu grande inconveniente é a baixa eficiência, uma vez que a diferença entre a tensão de entrada e a tensão da carga recai sobre o elemento regulador, normalmente um transistor. Sendo a corrente da carga a mesma corrente que atravessa o elemento regulador, tem-se uma elevada dissipação de potência sobre o transistor. Isto significa que é praticamente inviável a construção de fontes de tensão (principalmente as de valor ajustável) de potência considerável (acima de algumas dezenas de Watts) utilizando esta técnica.

Uma alternativa é o uso de retificadores (conversão CA/CC) controláveis. Neste caso tem-se uma elevada eficiência. Para a obtenção de uma tensão CC com baixa ondulação é necessária a inclusão de filtros de saída, tipicamente do tipo LC (passa-baixas). Como a frequência da ondulação é baixa, os elementos de filtragem são de valor elevado e volumosos. A resposta dinâmica a transitórios é lenta devido à resposta do filtro.

Uma terceira alternativa que associa alta eficiência com valores reduzidos de elementos de filtragem são as fontes chaveadas. O elemento regulador é um transistor que trabalha como chave, e não na região linear. Sendo elevada a frequência de chaveamento, os elementos do filtro de saída são proporcionalmente reduzidos, contribuindo para a obtenção de elevadas densidades de potência.

Apresenta-se uma descrição da Modulação por Largura de Pulso (MLP, ou PWM - *Pulse Width Modulation*), método mais utilizado no comando de fontes chaveadas. A seguir são vistas algumas estruturas circuitais básicas que realizam a função de, a partir de uma fonte de tensão fixa na entrada, fornecer uma tensão de valor variável na saída.

Uma análise mais detalhada é apresentada apenas para o conversor abaixador de tensão, embora procedimentos análogos de análise possam ser aplicados às demais topologias.

Teoricamente, considerando dispositivos de comutação ideais, a eficiência das fontes chaveadas é 100%, enquanto o valor típico para fontes lineares é 50%. Podemos definir uma fonte chaveada como aquela na qual o fluxo de potência é gerado, controlado e regulado por meio de um dispositivo de comutação.

Considerando uma fonte linear e uma chaveada para fornecer a mesma potência, podemos estabelecer alguns itens de comparação entre ambas, apresentando valores típicos, como mostrado na tabela 5.I.

**TABELA 5.I Comparação de fonte linear e fonte chaveada**

	Tipo Chaveado	Tipo Linear
Rendimento	80% a 95%	25% a 50%
Ondulação (para iguais capacitores)	20 mV a 50 mV	5 mV
Peso	2 kW/kg	0,5 kW/kg
Volume	10 cm <sup>3</sup> /W	50 cm <sup>3</sup> /W
Interferência eletromagnética	alta	desprezível
Rejeição a Transientes	alta	baixa

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

Tomemos como exemplo a figura 5.1 na qual se mostra uma estrutura chamada abaixadora de tensão (ou “buck”). Tal topologia será detalhadamente estudada na sequência do texto.

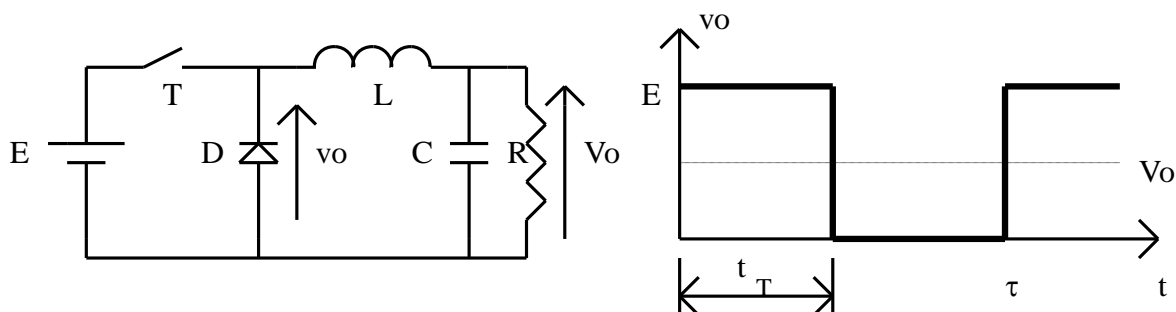


Figura 5.1 Conversor abaixador de tensão e forma de onda da tensão sobre o diodo.

Considerando chaves semicondutoras ideais, elas 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.

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 onda "dente-de-serra". A figura 5.2 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 portadora deve apresentar uma variação linear e, além disso, a sua frequência deve ser, pelo menos, 10 vezes maior do que a modulante, de modo que seja relativamente fácil filtrar o valor médio do sinal modulado ( $v_o$  é o valor instantâneo da saída e  $V_o$  o correspondente valor médio calculado em cada período de comutação), recuperando, sobre a carga, uma tensão contínua proporcional à tensão de controle ( $v_c$ ).

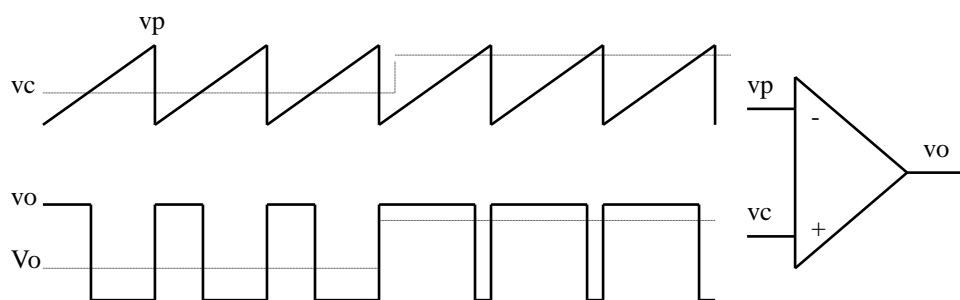


Figura 5.2 Modulação por Largura de Pulso.

### 5.2.1 Espectro Harmônico de Sinal MLP

A figura 5.3 mostra a modulação de um nível contínuo, produzindo uma tensão com 2 níveis, na frequência da onda triangular. Na figura 5.4 tem-se o espectro desta onda MLP, onde se observa 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.

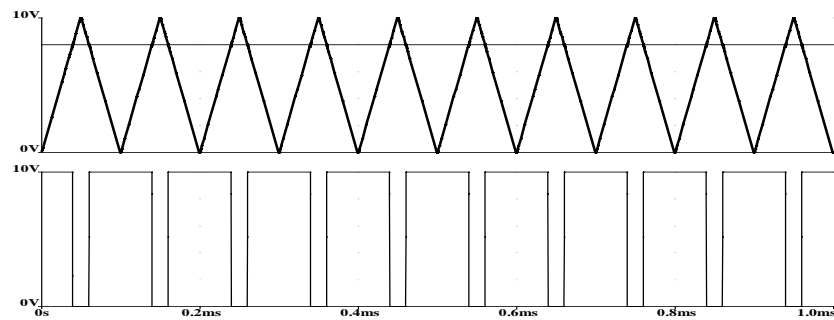


Figura 5.3 Modulação MLP de nível CC.

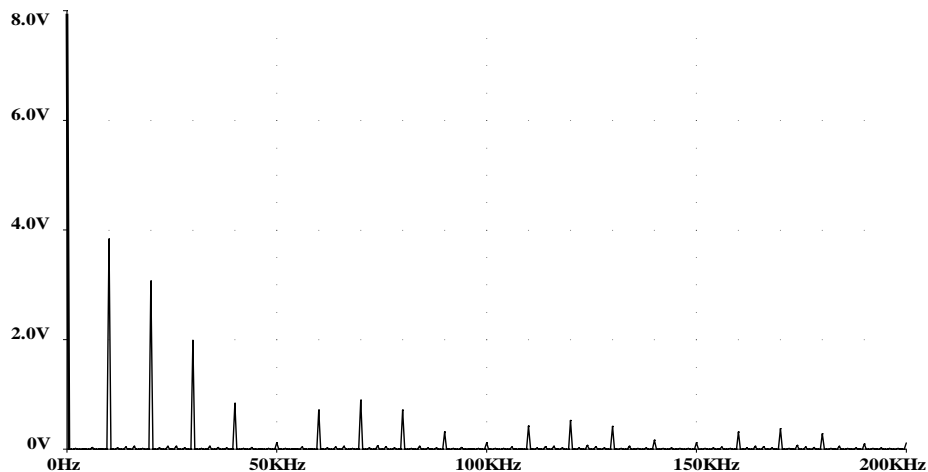


Figura 5.4 Espectro de sinal MLP

### 5.3 Conversor abaixador de tensão (step-down ou buck): $V_o < E$

A tensão de entrada ( $E$ ) é recortada pela chave  $T$ . Considere-se o capacitor de saída grande o suficiente para supor  $V_o$  constante. Assim, a corrente pela carga ( $R_o$ ) tem ondulação desprezível, possuindo apenas um nível contínuo. A figura 5.5 mostra a topologia.

Com o transistor conduzindo (diodo cortado), transfere-se energia da fonte para o indutor (cresce  $i_o$ ) e para o capacitor (quando  $i_o > V_o/R$ ).

Quando  $T$  desliga, o diodo conduz, dando continuidade à corrente do indutor. A energia armazenada em  $L$  é entregue ao capacitor e à carga. Enquanto o valor instantâneo da corrente pelo indutor for maior do que a corrente da carga, a diferença carrega o capacitor. Quando a corrente for menor, o capacitor se descarrega, suprindo a diferença, a fim de manter constante a corrente da carga (já que estamos supondo fixa a tensão  $V_o$ ).

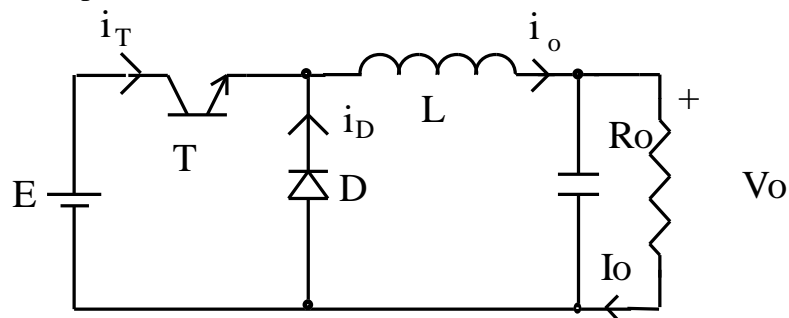


Figura 5.5 Conversor abaixador de tensão

Se a corrente pelo indutor não vai a zero durante a condução do diodo, diz-se que o circuito opera no modo de condução contínua. Caso contrário tem-se o modo de condução descontínua. Via de regra prefere-se operar no modo de condução contínua devido a que, neste caso, a relação entre as tensões de entrada e de saída depender apenas da largura de pulso. A figura 5.6 mostra as formas de onda típicas de ambos os modos de operação.

### 5.3.1 Modo de condução contínua

A obtenção da relação entrada/saída pode ser feita a partir do comportamento do elemento que transfere energia da entrada para a saída. Sabe-se que a tensão média sobre uma indutância, em regime, é nula, como mostrado na figura 5.7.

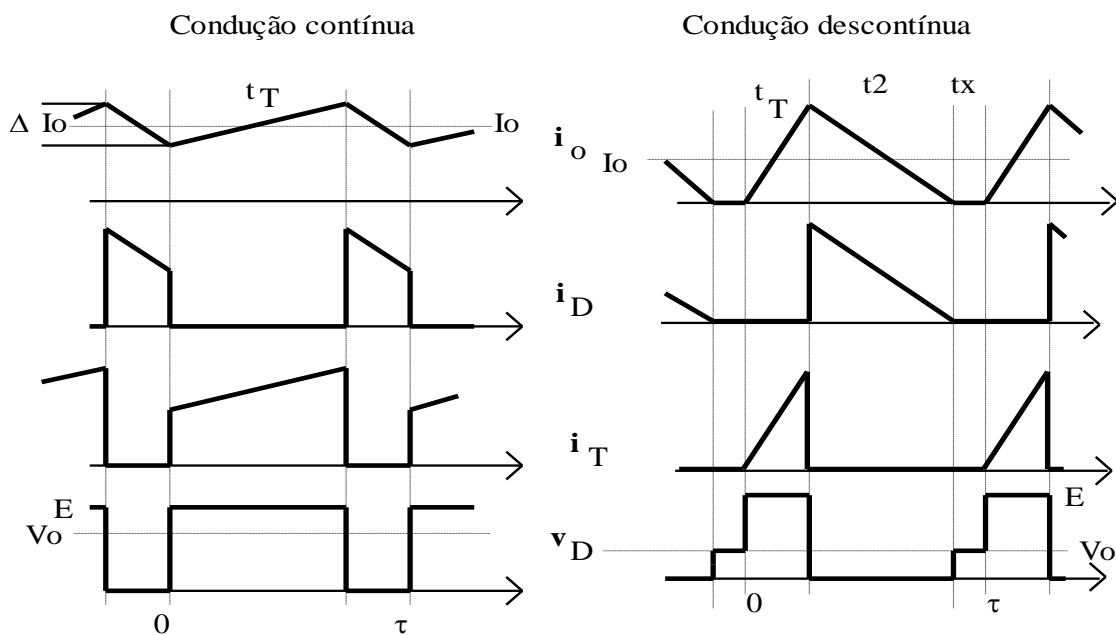


Figura 5.6 Formas de onda típicas nos modos de condução contínua e descontínua

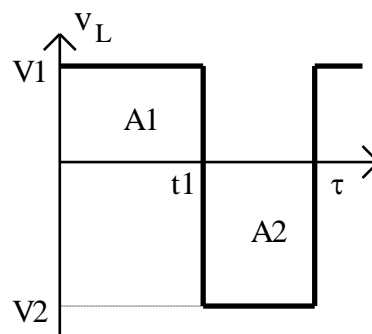


Figura 5.7 Forma de onda simplificada de tensão sobre uma indutância, em regime permanente.

$$\begin{aligned} A_1 &= A_2 \\ V_1 \cdot t_1 &= V_2 \cdot (\tau - t_1) \end{aligned} \quad (5.1)$$

No caso do conversor abaixador, quando T conduz,  $v_L = E - V_o$ , e quando D conduz,  $v_L = -V_o$ . Do balanço de tensões obtém-se:

$$(E - V_o) \cdot t_T = V_o \cdot (\tau - t_T)$$

$$\frac{V_o}{E} = \frac{t_T}{\tau} \equiv \delta \quad (5.2)$$

### 5.3.2 Modo de condução descontínua

A corrente do indutor será descontínua quando seu valor médio for inferior à metade de seu valor de pico ( $I_o < \Delta I_o / 2$ ). A condição limite é dada por:

$$I_o = \frac{\Delta i_o}{2} = \frac{(E - V_o) \cdot t_T}{2 \cdot L} = \frac{(E - V_o) \cdot \delta \cdot \tau}{2 \cdot L} \quad (5.3)$$

Com a corrente sendo nula durante o intervalo  $t_x$ , tem-se:

$$(E - V_o) \cdot t_T = V_o \cdot (\tau - t_T - t_x) \quad (5.4)$$

$$\frac{V_o}{E} = \frac{\delta}{1 - t_x / \tau} \quad (5.5)$$

Pode-se rescrever esta relação em termos de variáveis conhecidas. A corrente média de entrada é:

$$I_i = \frac{i_{o_{\max}} \cdot \delta}{2} \quad (5.6)$$

onde:

$$i_{o_{\max}} = \frac{(E - V_o) \cdot t_T}{L} \quad (5.7)$$

Desprezando as perdas no conversor, ou seja, a potência de entrada é suposta igual à de saída, chega-se a:

$$\frac{V_o}{E} = \frac{I_i}{I_o} = \frac{i_{o_{\max}} \cdot \delta}{2 \cdot I_o} = \frac{(E - V_o) \cdot \delta^2 \cdot \tau}{2 \cdot I_o \cdot L}$$

$$\frac{V_o}{E} = 1 - \frac{2 \cdot L \cdot I_i}{E \cdot \tau \cdot \delta^2} \quad (5.8)$$

$$V_o = \frac{E}{1 + \frac{2 \cdot L \cdot I_o}{E \cdot \tau \cdot \delta^2}} \implies \frac{V_o}{E} = \frac{E \cdot \tau \cdot \delta^2}{2 \cdot L \cdot I_o + E \cdot \tau \cdot \delta^2} \quad (5.9)$$

Definindo o parâmetro  $K$ , que se relaciona com a descontinuidade, como sendo:

$$K = \frac{L \cdot I_o}{E \cdot \tau} \quad (5.10)$$

A relação saída/entrada pode ser rescrita como:

$$\frac{V_o}{E} = \frac{\delta^2}{\delta^2 + 2 \cdot K} \quad (5.11)$$

O ciclo de trabalho crítico, no qual há a passagem do modo de condução contínuo para o descontínuo é dado por:

$$\delta_{crit} = \frac{1 \pm \sqrt{1 - 8 \cdot K}}{2} \quad (5.12)$$

A figura 5.8 mostra a característica estática do conversor para diferentes valores de K. Na figura 5.9 têm-se as curvas de regulação deste conversor, ou seja, a variação da tensão de saída com a corrente de carga. Note-se que a condução descontínua tende a ocorrer para pequenos valores de  $I_o$ , levando à exigência da garantia de um consumo mínimo. Existe um limite para  $I_o$  acima do qual a condução é sempre contínua e a tensão de saída não é alterada pela corrente, ou seja, tem-se uma boa regulação, mesmo em malha aberta.

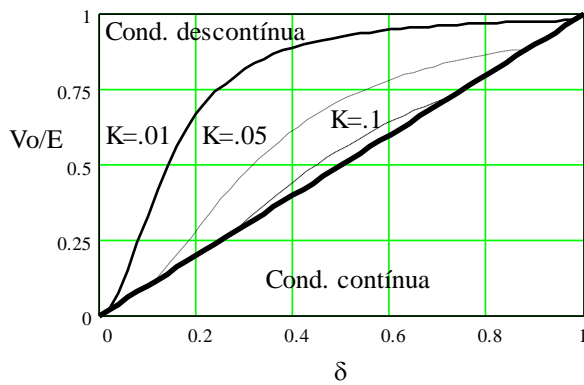


Figura 5.8 Característica de controle do conversor abaixador de tensão nos modos contínuo e descontínuo.

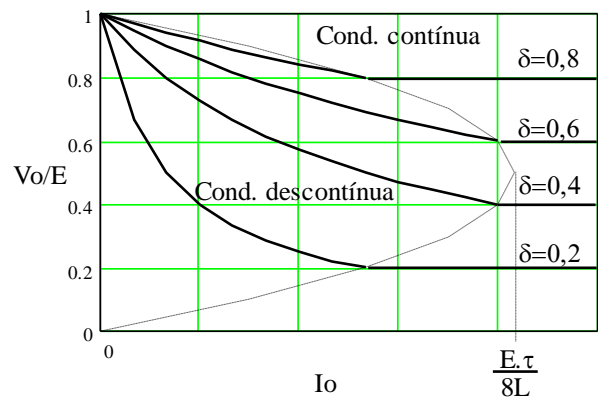


Figura 5.9 Característica de saída do conversor abaixador de tensão nos modos contínuo e descontínuo.

### 5.3.3 Dimensionamento de L e de C

Da condição limite entre o modo de condução contínuo e o descontínuo ( $\Delta I_o = 2 \cdot I_{o_{min}}$ ), tem-se:

$$I_{o_{min}} = \frac{(E - V_o) \cdot \tau \cdot \delta}{2 \cdot L} \quad (5.13)$$

Se se deseja operar sempre no modo de condução contínua deve-se ter:

$$L_{min} = \frac{E \cdot (1 - \delta) \cdot \delta \cdot \tau}{2 \cdot I_{o_{min}}} \quad (5.14)$$

Quanto ao capacitor de saída, ele pode ser definido a partir da variação da tensão admitida, lembrando-se que enquanto a corrente pelo indutor for maior que  $I_o$  (corrente na carga, suposta

constante) o capacitor se carrega e, quando for menor, o capacitor se descarrega, levando a uma variação de tensão  $\Delta V_o$ . Como o capacitor se carrega durante 50% do período (vide figura 5.6):

$$\Delta Q = \frac{1}{2} \cdot \frac{\tau}{2} \cdot \frac{\Delta I}{2} = \frac{\tau \cdot \Delta I}{8} \quad (5.15)$$

A variação da corrente é:

$$\Delta I_o = \frac{(E - V_o) \cdot t_T}{L} = \frac{E \cdot \delta \cdot \tau \cdot (1 - \delta)}{L} \quad (5.16)$$

Observe que  $\Delta V_o$  não depende da corrente. Substituindo (5.13) em (5.12) tem-se:

$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C_o} = \frac{\tau^2 \cdot E \cdot \delta \cdot (1 - \delta)}{8 \cdot L \cdot C_o} \quad (5.17)$$

Logo,

$$C_o = \frac{V_o \cdot (1 - \delta) \cdot \tau^2}{8 \cdot L \cdot \Delta V_o} \quad (5.18)$$

#### 5.4 Conversor elevador de tensão (step-up ou boost): $V_o > E$

A figura 5.10 mostra esta topologia. Quando T é ligado, a tensão E é aplicada ao indutor. O diodo fica reversamente polarizado (pois  $V_o > E$ ). Acumula-se energia em L, a qual será enviada ao capacitor e à carga quando T desligar. A corrente de saída,  $I_o$ , é sempre pulsada, enquanto  $I_i$  (corrente de entrada) pode ser contínua ou descontínua.

##### 5.4.1 Modo de condução contínua

Quando T conduz:  $v_L = E$  (durante  $t_T$ )

Quando D conduz:  $v_L = -(V_o - E)$  (durante  $\tau - t_T$ )

$$\Delta I_i = \frac{E \cdot t_T}{L} = \frac{(V_o - E) \cdot (\tau - t_T)}{L} \quad (5.19)$$

$$V_o = \frac{E}{1 - \delta} \quad (5.20)$$

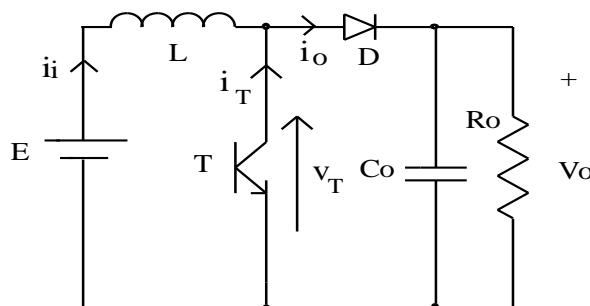


Figura 5.10 Conversor elevador de tensão

Embora, teoricamente, quando o ciclo de trabalho tende à unidade a tensão de saída tenda para infinito, na prática, os elementos parasitas e não ideais do circuito (como as resistências do indutor e da fonte) impedem o crescimento da tensão acima de certo limite, no qual as perdas se tornam maiores do que a energia transferida pelo indutor para a saída.

### 5.4.2 Modo de condução descontínua

Quando T conduz:  $v_L = E$ , (durante  $t_T$ )

Quando D conduz:  $v_L = -(V_o - E)$ , durante  $(\tau - t_T - t_x)$

$$V_o = E \cdot \frac{1 - tx/\tau}{1 - \delta - tx/\tau} \quad (5.21)$$

Escrevendo em termos de variáveis conhecidas, chega-se a:

$$\frac{V_o}{E} = 1 + \frac{E \cdot \tau \cdot \delta^2}{2 \cdot L \cdot I_o} \quad \text{ou} \quad \frac{V_o}{E} = 1 + \frac{\delta^2}{2 \cdot K} \quad (5.22)$$

### 5.5 Conversor abaixador-elevador (buck-boost)

Neste conversor, a tensão de saída tem polaridade oposta à da tensão de entrada. A figura 5.11 mostra o circuito.

Quando T é ligado, transfere-se energia da fonte para o indutor. O diodo não conduz e o capacitor alimenta a carga.

Quando T desliga, a continuidade da corrente do indutor se faz pela condução do diodo. A energia armazenada em L é entregue ao capacitor e à carga.

Tanto a corrente de entrada quanto a de saída são pulsadas.

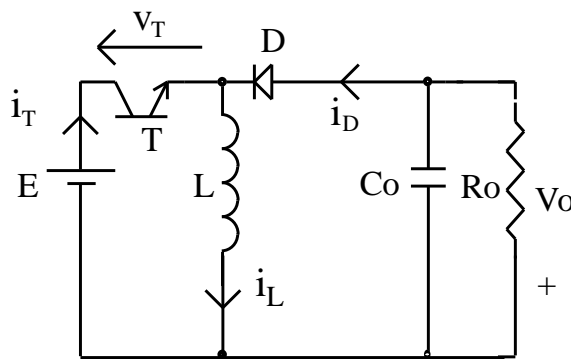


Figura 5.11 Conversor abaixador-elevador de tensão

#### 5.5.1 Modo de condução contínua (no indutor)

Quando T conduz:  $v_L = E$ , (durante  $t_T$ )

Quando D conduz:  $v_L = -V_o$ , (durante  $\tau - t_T$ )

$$\frac{E \cdot t_T}{L} = \frac{V_o \cdot (\tau - t_T)}{L} \quad (5.23)$$



$$V_o = \frac{E \cdot \delta}{1 - \delta} \quad (5.24)$$

### 5.5.2 Modo de condução descontínua

Quando T conduz:  $v_L = E$ , (durante  $t_T$ )

Quando D conduz:  $v_L = -V_o$ , durante  $(\tau - t_T - t_x)$

$$V_o = \frac{E \cdot \delta}{1 - \delta - \frac{t_x}{\tau}} \quad (5.25)$$

Escrevendo em termos de variáveis conhecidas, chega-se a:

$$\frac{V_o}{E} = \frac{E \cdot \tau \cdot \delta^2}{2 \cdot L \cdot I_o} \quad \text{ou} \quad \frac{V_o}{E} = \frac{\delta^2}{2 \cdot K} \quad (5.26)$$

## 5.6 Circuitos Integrados dedicados ao acionamento e controle de fontes chaveadas

Nos últimos 30 anos, uma variedade de circuitos integrados analógicos, dedicados ao controle de fontes chaveadas foi desenvolvida. Os controladores que operam no modo tensão (controlando o valor médio da tensão de saída) ainda dominam o mercado, embora diversos permitam operação no modo corrente (controlando a corrente sobre o elemento indutivo do circuito). O método de controle mais utilizado é o de Modulação por Largura de Pulso, embora existam circuitos que operem com Modulação em Frequência.

As características específicas de cada CI variam em função da aplicação, do grau de desempenho esperado, das proteções implementadas, etc. Em linhas gerais pode-se dizer que os atuais CIs possuem as seguintes características:

- oscilador programável (frequência fixa até 500 kHz)
- sinal MLP linear, com ciclo de trabalho de 0 a 100%
- amplificador de erro integrado
- referência de tensão integrada
- tempo morto ajustável
- inibição por sub-tensão
- elevada corrente de saída no acionador (100 a 200 mA)
- opção por saída simples ou dupla
- "soft start"
- limitação digital de corrente
- capacidade de sincronização com outros osciladores

### 5.7 Circuito Integrado LM3524

O circuito integrado LM3524 é dedicado ao acionamento e controle de fontes chaveadas operando em MLP. O diagrama de blocos está mostrado na figura 5.13.

Um gerador de onda dente de serra tem sua frequência determinada por um par RC conectado externamente. O limite usual é de 500 kHz. A rampa gerada tem uma excursão de aproximadamente 3 V. O comparador MLP tem uma entrada (positiva) proveniente deste gerador

de rampa e a outra é a tensão presente no pino 9, a qual pode ser fornecida pelo amplificador de erro da tensão de saída, pelo limitador de corrente da saída, ou imposta diretamente neste pino.

O integrado possui uma fonte interna de referência de 5 V,  $\pm 1\%$ . Desta forma, tal tensão pode ser usada no amplificador de erro como referência direta para saídas de 5 V.

O amplificador de erro é do tipo transcondutância, ou seja, apresenta uma elevada impedância de saída, comportando-se como uma fonte de corrente. O compensador pode ser utilizado tanto entre a saída (pino 9) e a entrada inversora ou entre a saída e o terra.

O amplificador limitador de corrente pode ser usado no modo linear ou com limitação pulso a pulso. Sua tensão de limiar é de 200 mV.

Um sensor de subtensão inibe o funcionamento dos circuitos internos, exceto a referência, até que a tensão de entrada ( $V_{in}$ , pino 15) seja superior a 8 V.

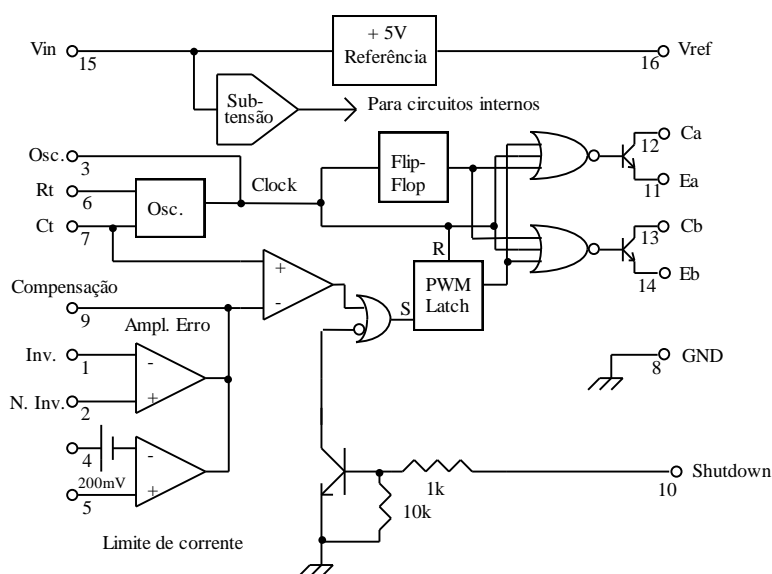


Figura 5.13 Diagrama de blocos interno do LM3524

O sinal do oscilador aciona um flip-flop de modo a selecionar a qual das saídas será enviado o sinal MLP. Este sinal passa por um “latch”, de modo a garantir um único pulso por ciclo, podendo ainda ser inibido pela entrada de “shutdown” (pino 10), o qual atua em 200 ns. A saída dupla permite o acionamento de uma topologia “push-pull”. Os transistores podem fornecer 200 mA, suportando 60 V, podendo ser paralelados.

Quando não se deseja fazer o controle, em malha fechada, da tensão de saída, a referência deve ser colocada diretamente no pino 9, variando dentro dos limites da onda dente de serra.

Em malha fechada, a realimentação da tensão de saída da fonte chaveada é feita no pino 1 (entrada inversora do amplificador de erro). A referência deve ser conectada ao pino 2.

O controlador pode ser implementado entre o pino 9 e o terra (lembre-se que o amplificador é de transcondutância). Por exemplo, um compensador tipo PI é realizado por um arranjo RC série do pino 9 ao terra.

A definição do controlador pode ser feita pela análise dos Diagramas de Bode da fonte chaveada. A análise se baseia nos valores médios das variáveis, o que é válido se a frequência de chaveamento for muito maior que a frequência de corte da função de transferência da fonte e se a análise for feita em torno do ponto de operação.

Um bom compensador deve ser determinado para garantir uma margem de fase de cerca de  $30^\circ$  e uma margem de ganho superior a 6 dB.

### 5.8 Técnicas de isolamento de sistemas com reguladores chaveados

A implementação de uma fonte de tensão desacoplada da rede deve prever a capacidade de oferecer na saída uma tensão com boa regulação e, em geral de valor reduzido (em comparação com a tensão da rede). Outra característica deve ser a isolamento entre entrada e saída, de modo a proteger o usuário de choques devido à fuga de corrente e ao elevado potencial da entrada.

A figura 5.14 indica duas possibilidades de implementação de fontes de alimentação isoladas, podendo-se notar os diferentes "terras".

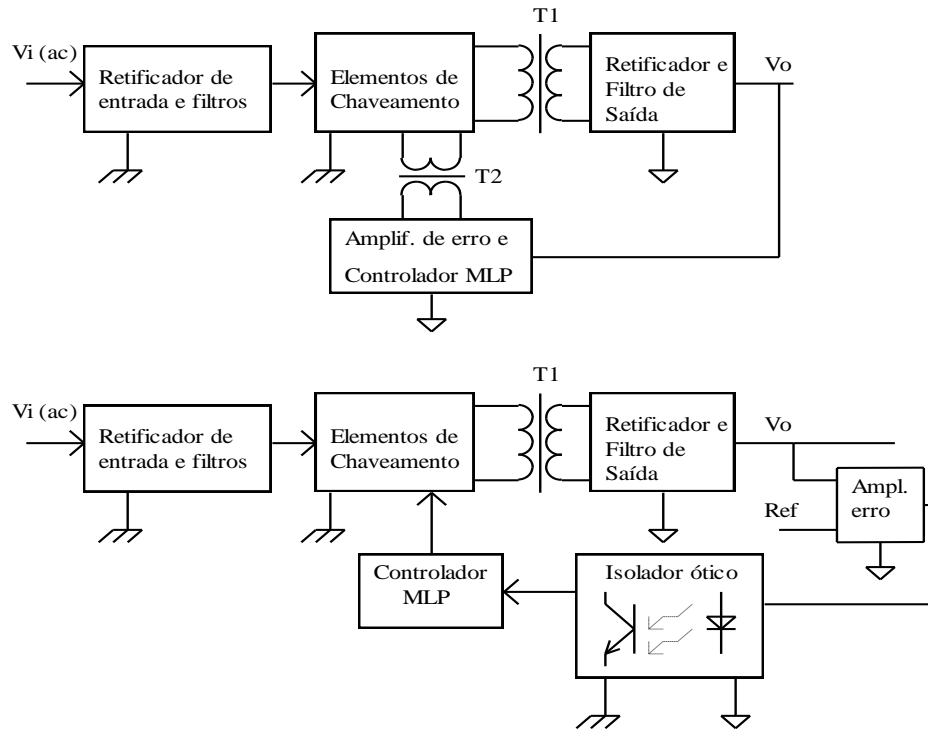


Figura 5.14 Alternativas para isolamento do circuito de controle e acionamento

Na 1ª figura, o circuito de controle está no mesmo potencial da saída, ficando a isolamento por conta dos transformadores  $T_1$  (de potência) e  $T_2$  (de acionamento). Já na figura (b) o circuito de controle está no potencial da entrada e a isolamento é feita pelo transformador  $T_1$  (potência) e por um isolador óptico, o qual realimenta o sinal de erro da saída.

### 5.9 Referências Bibliográficas

Linear/Switchmode Voltage Regulator Handbook, Motorola Inc. 4ª Ed., 1989, USA.

G. Chryssis: "High Frequency Switching Power Supplies: Theory and Design". McGraw-Hill, New York, 1984.

E. R. Hnatek: "Design of Solid State Power Supplies". Van Nostrand Reinhold, New York, 1989.

A. S. Kislovski, R. Redl and N. O. Sokal: "Dynamic Analysis of Switching-Mode DC/DC Converters", Van Nostrand Reinhold, New York, 1991.

J. A Pomilio: "Fontes Chaveadas", Apostila de disciplina de pós-graduação, FEEC – Unicamp, 2016. Disponível em: <http://www.fee.unicamp.br/dsc/antenor/it505-fontes-chaveadas>

## Parte Experimental

### 1ª Aula

Tem-se implementada uma fonte abaixadora de tensão, controlada em MLP por um LM 3524. O circuito de acionamento do MOSFET é isolado da fonte de alimentação principal por meio de um isolador ótico.

Inicialmente faz-se operação em malha aberta para, posteriormente, operar-se em malha fechada, com um controlador PI ajustável. O circuito é mostrado na figura 5.16.

#### *Material:*

- Fonte CC, 30 V, 1 A , com 2 saídas *isoladas* (Minipa)
- Osciloscópio de duplo traço
- Multímetro Digital
- Carga resistiva
- Circuito de teste

#### **5.10 Operação em Malha Aberta (chave na posição MA)**

- Alimente o circuito de potência com 20 V. Na entrada auxiliar conecte uma fonte isolada de 12 V. Coloque a chave na posição MA. Coloque a carga resistiva de 25  $\Omega$ . Monitore a tensão de saída com o multímetro. **Exceto quando indicado, as medidas são feitas em relação ao ponto 0. Para minimizar o problema de ruído, conecte ambos os terminais de “terra” das pontas de prova ao ponto de referência.**
- Observe simultaneamente, registre e comente os sinais em (7) e (9). Determine a frequência e a amplitude da onda triangular.
- Varie o *potenciômetro* e verifique o que se altera nas formas de onda. Ajuste até obter 10 V **na saída** (medida com multímetro).
- Varie a tensão de entrada entre aproximadamente 15 e 20 V e verifique como varia a tensão de saída.
- Observe simultaneamente as tensões nos pontos 7 e 11. Varie a tensão de entrada entre aproximadamente 15 e 20 V. Comente e justifique o que ocorre com a largura dos pulsos de saída e com a amplitude da onda triangular. Retorne ao ajuste de 20 V na entrada e 10 V na saída.
- Observe simultaneamente os sinais nos pontos 7 e 11. Varie o *potenciômetro* e comente as alterações. Retorne ao ajuste de 10 V na saída.
- Observando simultaneamente os pontos (11) e (S), meça e justifique os atrasos para ligar e desligar o MOSFET. Meça o ciclo de trabalho ( $t_T/\tau$ ) do sinal no ponto S e compare-o com o valor esperado teoricamente para 10 V na saída (eq. 5.2). Justifique a diferença.
- Determine o rendimento da fonte, ou seja, a relação entre a potência de entrada e a de saída. A potência de entrada pode ser obtida lendo diretamente na fonte (Minipa ou equivalente) a corrente fornecida. A potência de saída pode ser obtida da tensão  $V_o$  e da resistência da carga ( $V_o^2/R$ )
- Observe simultaneamente D e B em relação a S (tensão  $V_{DS}$  e corrente de dreno invertida). Faça o produto destes sinais, o que fornece a potência dissipada sobre o MOSFET. Analise em detalhe os momentos das comutações. Meça a potência de pico e estime a energia dissipada nas comutações.
- EM CASA, faça os cálculos relativos ao próximo item, o qual será implementado na segunda parte da experiência.

**2ª Aula****Material:**

- Fonte CC, 30 V, 1 A , com 2 saídas *isoladas* (Minipa MPC3003 ou MPC3006)
- Osciloscópio de duplo traço
- Multímetro Digital
- Carga resistiva
- Circuito de teste

Alimente o circuito com 20 V. Na entrada auxiliar conecte uma fonte isolada de 12 V. Coloque a chave na posição MA. Coloque a carga resistiva de 25  $\Omega$ . Monitore a tensão de saída com o multímetro. **Exceto quando indicado, as medidas são feitas em relação ao ponto 0. Para minimizar o problema de ruído, conecte ambos os terminais de “terra” das pontas de prova ao ponto de referência.**

**5.10.1 Dimensionamento simplificado de circuito amaciador de desligamento**

k) Utilizando o método descrito a seguir, dimensione um circuito amaciador para o desligamento do transistor. Use as medidas obtidas no item i) da aula anterior para estimar as grandezas necessárias.

Conforme apresentado no Módulo 4, o papel dos circuitos amaciadores é garantir a operação do transistor dentro da AOS, especialmente durante o chaveamento de cargas indutivas.

No caso de um circuito para o desligamento, os objetivos são desviar a corrente de dreno e atrasar o crescimento de Vds. O circuito está mostrado na figura 5.15.

Quando Vds começa a crescer, o capacitor Cs começa a se carregar (via Ds, que deve ser um diodo rápido), desviando parcialmente a corrente, reduzindo Id. O diodo de livre-circulação, Df, só conduzirá quando o capacitor estiver carregado com uma tensão Vds > VCC.

Quando o transistor ligar, o capacitor se descarregará por ele, com a corrente limitada por Rs. A energia acumulada em Cs será, então, dissipada sobre Rs e no próprio transistor. O valor de Rs deve ser tal que permita toda a descarga de Cs durante o mínimo tempo ligado do transistor e, por outro lado, limite o pico de corrente em um valor inferior à máxima corrente de pico repetitiva do componente. **Deve-se usar o maior Rs** possível a fim de minimizar as perdas no transistor quando o capacitor for descarregado.

Considerando que Io é a corrente no momento do desligamento do MOSFET, a tensão por Cs cresce de forma aproximadamente linear, durante um tempo tr, especificado pelo projetista para um valor próximo do tempo de crescimento da tensão sem o amaciador. Os valores da capacitância e da resistência (e sua potência) são dados, respectivamente por:

$$C_s = \frac{I_o \cdot t_r}{V_{cc}} \quad \frac{V_{cc}}{I_{d_{pico}}} \leq R_s \leq \frac{\delta_{min}}{3 \cdot f_s \cdot C_s} \quad P_{R_s} = \frac{C_s \cdot V_{cc}^2}{2} \cdot f_s$$

onde fs é a frequência de chaveamento, Idpico é a máxima corrente de pico repetitiva suportável pelo transistor e  $\delta_{min}$  é o mínimo ciclo de trabalho especificado para o conversor, tipicamente alguns %, para fontes de tensão ajustável. Para este cálculo suponha que se deseje uma tensão mínima de 5 V na saída.

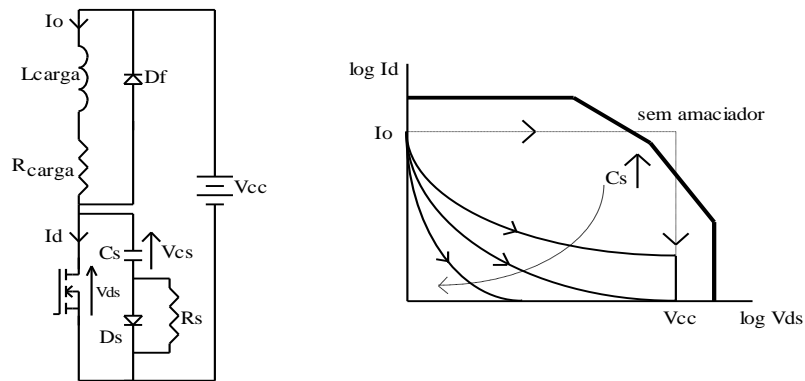


Figura 5.15 . Circuito amaciador de desligamento e trajetórias na AOS.

- l) **Coloque o circuito implementado entre os pontos D e B**, observando e comentando as alterações nas formas de onda em relação ao item i da aula anterior).
- m) Retire o circuito amaciador. Observe simultaneamente a tensão (B) e a corrente - invertida - (E) no indutor (em relação ao ponto C). Estime o valor da indutância.
- n) Com 20 V na entrada, ajuste a largura de pulso para obter 7 V na saída. Retire os núcleos do indutor, o que reduz a indutância. Isso leva o circuito a operar no modo de condução descontínua. Explique as formas de onda e porque aumenta a tensão de saída. Recoloque os núcleos de modo a retornar ao valor inicial de indutância.

### 5.11 Operação em Malha Fechada (controlador PI)

Mude a posição da chave para MF. Isto fará a fonte operar utilizando um compensador do tipo PI. Ajuste o *trimpot* (controlador) para a máxima resistência. Ajuste o *potenciômetro* (agora operando como referência de tensão de saída) até obter 10 V na saída.

- o) Meça as tensões em (1) e (2). Comente.
- m) Varie a tensão de entrada (fonte CC) e veja a alteração na tensão de saída (ponto E) e no ponto 11. Explique.
- p) Observe o sinal em (9), juntamente com a da tensão de saída (E). Retire e recoloque a carga, analisando o comportamento dos sinais nestas transições (degrau) de carga. A base de tempo do osciloscópio deve ser ajustada para permitir visualizar todo o transitório. Comente.
- q) Com a carga conectada, reduza o valor do *trimpot* até que o sistema fique instável. Meça a frequência de oscilação. Comente, tomando como referência os resultados obtidos no exercício preparatório.

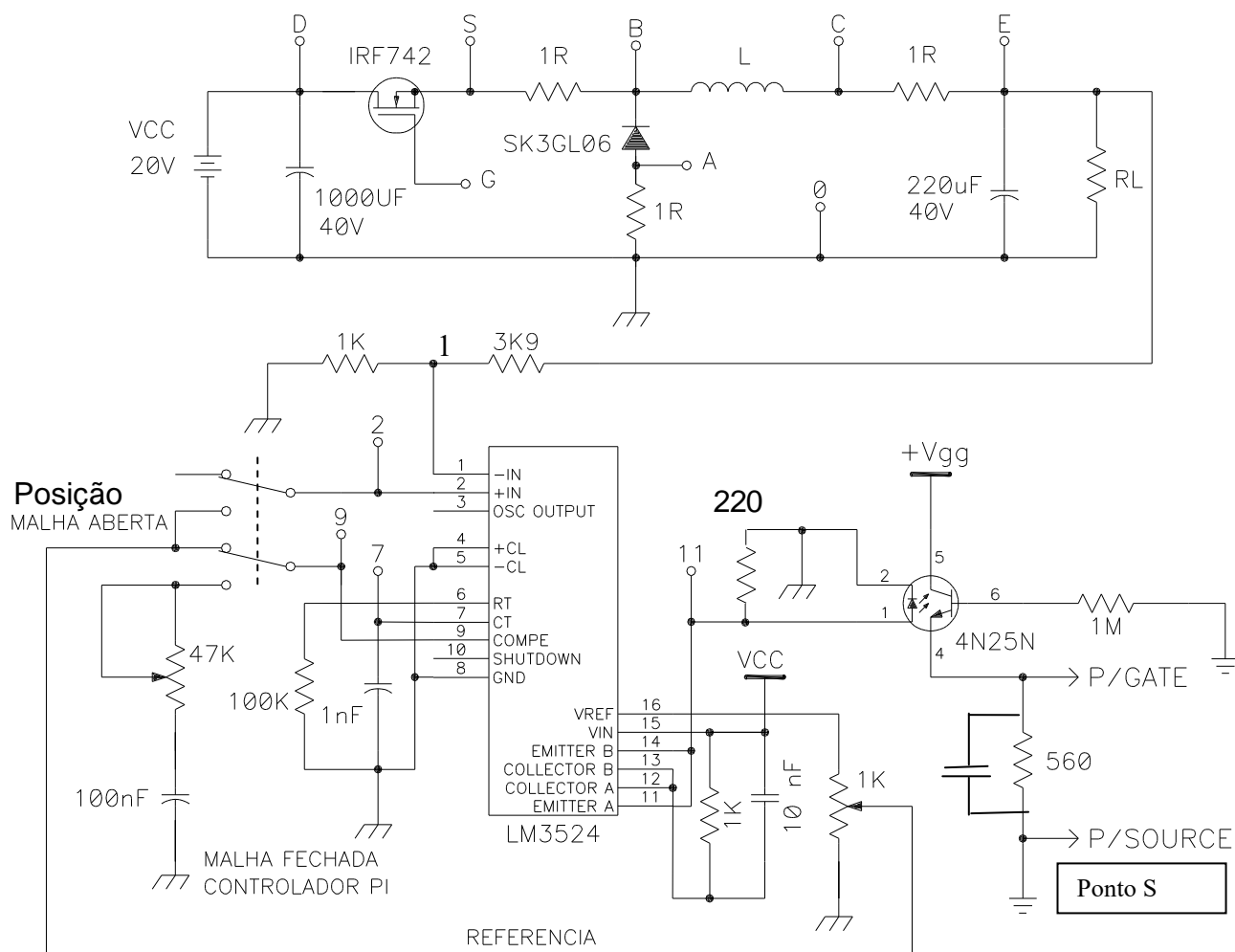


Figura 5.16 Circuito de Teste.

**RELATÓRIO:**

Apresente as formas de onda e **comente** os resultados obtidos na Parte Experimental, incluindo os resultados da 1ª e da 2ª aula.

O relatório deve ser entregue no início da próxima aula.

### PREPARAÇÃO PARA A 6ª EXPERIÊNCIA:

Apresente os resultados relativos ao exercício preparatório da 6ª experiência