

2 Topologias básicas de conversores CC-CC com isolação

Em muitas aplicações é necessário que a saída esteja eletricamente isolada da entrada, fazendo-se uso de transformadores. Em outros casos, dados os valores de tensões de entrada e de saída, o uso de transformadores é conveniente para evitar o emprego de ciclos de trabalho muito estreitos ou muito largos.

Em alguns casos a isolação implica na alteração do circuito para permitir um correto funcionamento do transformador, ou seja, para evitar a saturação do núcleo magnético. Relembre-se que, pela lei de Faraday¹, não é possível interromper o fluxo magnético produzido pela força magneto-motriz aplicada aos enrolamentos.

Em termos gerais, pode-se dizer que as aplicações de menor potência (poucas dezenas de Watts) tendem a utilizar circuitos eletrônicos mais simples, mesmo com o uso de um elemento magnético mais volumoso. À medida que aumenta a potência, a tendência é crescer a complexidade da solução eletrônica para que seja possível um uso otimizado do elemento magnético que, em termos relativos, se torna dominante no custo total.

2.1 Diferenças entre um transformador e indutores acoplados

Em um elemento magnético a grandeza que não admite descontinuidade é o fluxo magnético. De acordo com a lei de Faraday, a variação do fluxo magnético produz uma força eletromotriz proporcional à taxa de variação deste fluxo: $e = -\frac{d\Phi}{dt}$. Deste modo, uma descontinuidade no fluxo produziria uma tensão infinita, o que não é possível. Na prática, a tentativa de interrupção de um fluxo magnético produzido pela circulação de uma corrente, leva ao surgimento uma tensão grande o suficiente para que a corrente (e o fluxo) não se interrompa.

Em outras palavras, a energia acumulada no campo magnético não pode desaparecer instantaneamente. No caso ilustrado na figura 2.1, o aumento da tensão produzido pela tentativa de abertura do interruptor leva ao surgimento de um arco que dá continuidade à corrente (e ao fluxo) e dissipa a energia anteriormente acumulada no campo magnético $\left(\frac{L \cdot I^2}{2}\right)$.

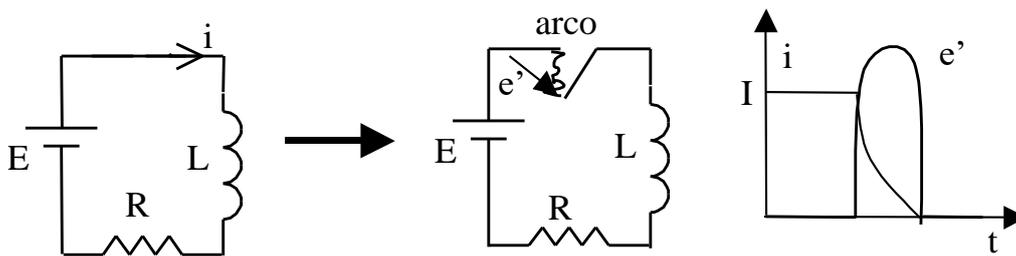


Figura 2.1 Processo de interrupção de corrente (fluxo magnético).

Quando se analisa um circuito elétrico, resulta da lei de Faraday a equação do indutor: $v_L = L \cdot \frac{di}{dt}$. No entanto, a grandeza física que não admite descontinuidade é o fluxo magnético e não a corrente. Em um indutor simples, fluxo e corrente são associados pela indutância ($\Phi = L \cdot i$).

¹ $e = \frac{d\Phi}{dt}$, ou seja, uma interrupção do fluxo implicaria no surgimento de uma tensão infinita nos terminais do elemento magnético.

Alguns dispositivos magnéticos, no entanto, podem dispor de mais de um enrolamento pelo qual é possível circular corrente e, desta forma, contribuir para a continuidade do fluxo magnético.

2.1.1 Funcionamento de um transformador

Considere-se a figura 2.2 que mostra um elemento magnético que possui dois enrolamentos com espiras N_1 e N_2 , colocados em um mesmo núcleo ferromagnético. Suponhamos que o acoplamento dos fluxos magnéticos produzidos por estes enrolamentos seja perfeito (dispersão nula).

A polaridade dos enrolamentos está indicada pelos “pontinhos”. Esta representação significa que uma tensão positiva e_1 produz uma tensão também positiva e_2 . Outra interpretação útil, relativa à circulação de correntes, é que correntes que entram pelos terminais marcados produzem fluxos no mesmo sentido.

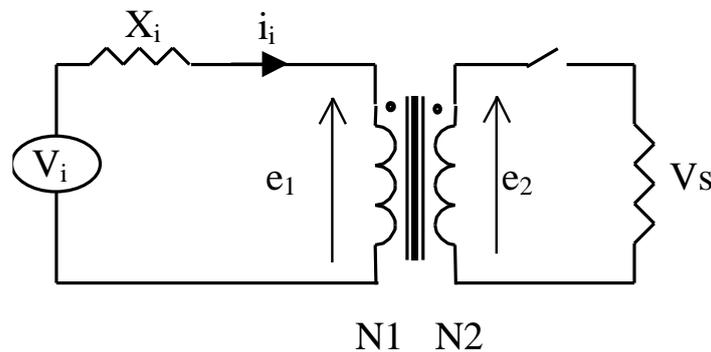


Figura 2.2 Princípio de funcionamento de transformador: secundário em aberto.

Com o secundário aberto, pelo primário circulará apenas uma pequena corrente, chamada de corrente de magnetização. Todas as tensões e correntes são supostas senoidais. O valor eficaz da tensão aplicada no primário, e_1 , é menor do que a tensão de entrada V_i . A corrente de magnetização produz um fluxo de magnetização no núcleo, Φ_m .

$$i_i = \frac{V_i - e_1}{X_i} \quad (2.1)$$

$$e_2 = e_1 \cdot \frac{N_2}{N_1} \quad (2.2)$$

Quando se conecta uma carga no secundário, inicia-se uma circulação de corrente por tal enrolamento. A corrente do secundário produz um fluxo magnético que se opõe ao fluxo criado pela corrente de magnetização. Isto leva a uma redução do fluxo no núcleo. Pela lei de Faraday, ocorre uma redução na tensão e_1 . Consequentemente, de acordo com (2.1), há um aumento na corrente de entrada, i_i , de modo que se reequilibre o fluxo de magnetização. Este comportamento está ilustrado na figura 2.3.

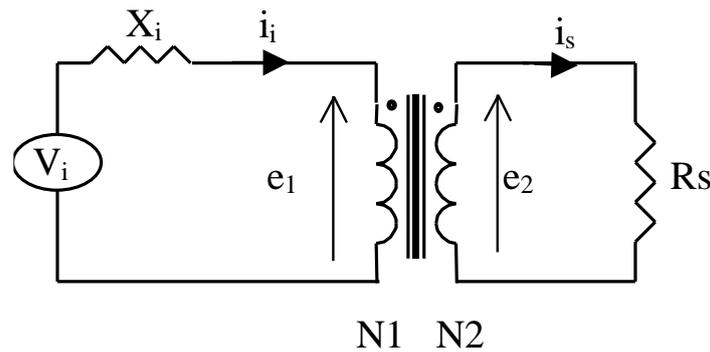


Figura 2.3 Princípio de funcionamento de transformador: secundário com carga.

Verifica-se assim o processo que leva à reflexão da corrente da carga para o lado do primário, o qual se deve à manutenção do fluxo de magnetização do núcleo do transformador.

Um dispositivo magnético comporta-se como um transformador quando existirem, ao mesmo tempo, correntes em mais de um enrolamento, de maneira que o fluxo de magnetização seja essencialmente constante.

2.1.2 Funcionamento de indutores acoplados

Outro arranjo possível para enrolamentos acoplados magneticamente é aquele em que a continuidade do fluxo é feita pela passagem de corrente ora por um enrolamento, ora por outro, garantindo-se um sentido de correntes que mantenha a continuidade do fluxo. Isto é o que ocorre, por exemplo, em um conversor *fly-back*, como será visto a seguir.

Para um mesmo valor de potência a ser transferido de um enrolamento para outro, o volume de um transformador será inferior ao de indutores acoplado, essencialmente devido ao melhor aproveitamento da excursão do fluxo magnético em ambos os sentidos da curva $\Phi \times i$ (ou $B \times H$).

Com indutores acoplados a variação do fluxo é normalmente em um único quadrante do plano $B \times H$.

2.2 Conversor *fly-back* (derivado do abaixador-elevador)

O elemento magnético comporta-se como um indutor bifilar e não como um transformador. Quando T conduz, armazena-se energia na indutância do "primário" (em seu campo magnético) e o diodo fica reversamente polarizado. Quando T desliga há uma perturbação no fluxo, o que gera uma tensão que se elevará até que surja um caminho que dê surgimento à passagem de uma corrente que leve a manter a continuidade do fluxo.

Podem existir diversos caminhos que permitam a circulação de tal corrente. Aquele que efetivamente se efetivará é o que surge com a menor tensão.

No caso do circuito estudado, tal caminho se dará através do diodo que entra em condução assim que o transistor desliga. Para tanto a tensão no "secundário", e_2 deverá de elevar até o nível de V_o .

A energia acumulada no campo magnético é enviada à saída. A figura 2.4 mostra o circuito e as correntes nos enrolamentos. Note-se que as correntes médias nos enrolamentos não são nulas, levando à necessidade de colocação de entreferro no "transformador".

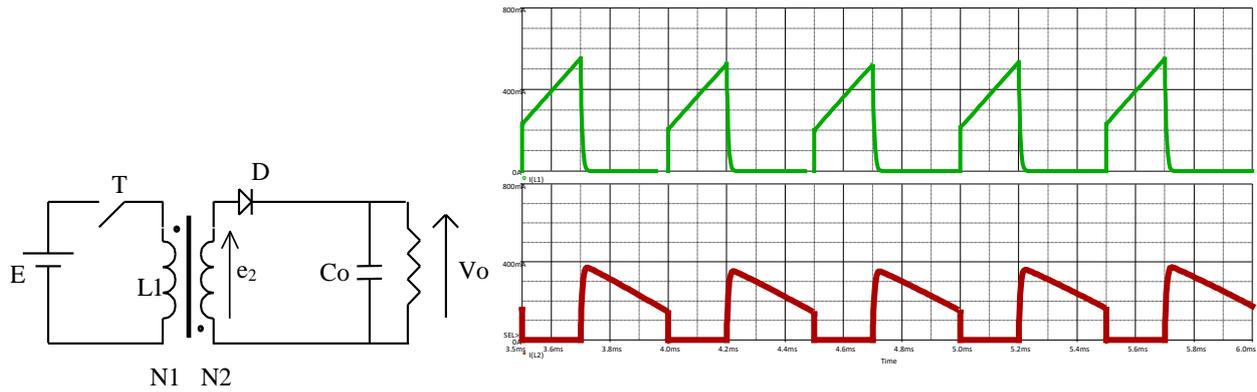


Figura 2.4 Conversor *fly-back* e formas de onda da corrente em N1 e em N2 ($N1 < N2$).

A tensão de saída, no modo de condução contínua, é dada por:

$$V_o = \frac{N_2}{N_1} \cdot \frac{E \cdot \delta}{(1 - \delta)} \quad (2.3)$$

Também no MCD a equação é a mesma do circuito não isolado, devendo-se apenas incluir o termo N_2/N_1 .

É usual a colocação de entreferro (*gap*) no núcleo. Com isso se reduz a inclinação da curva $\lambda \times i$ (ou seja, a indutância), possibilitando aumento da corrente sem que ocorra saturação do núcleo, como mostra a figura 2.5

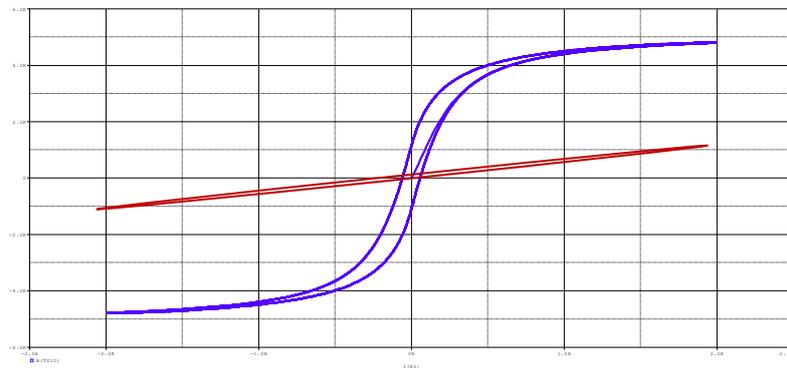
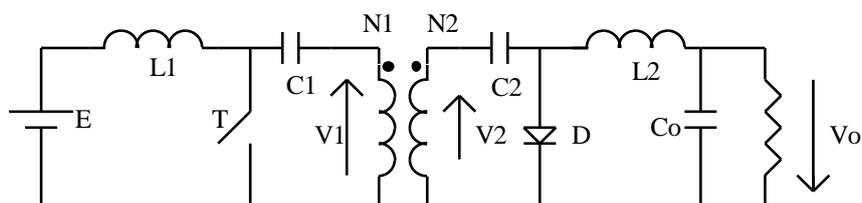


Figura 2.5 Curva de histerese ($B \times H$) típica de ferrite (azul) e curva de histerese linearizada por entreferro de 0,2mm (vermelho).

2.3 Conversor Cuk

Neste circuito a isolamento se faz pela introdução de um transformador no circuito. Utilizam-se dois capacitores para a transferência da energia da entrada para a saída. A figura 2.6 mostra o circuito. A tensão sobre o capacitor C1 é a própria tensão de entrada, enquanto sobre C2 tem-se a tensão de saída.



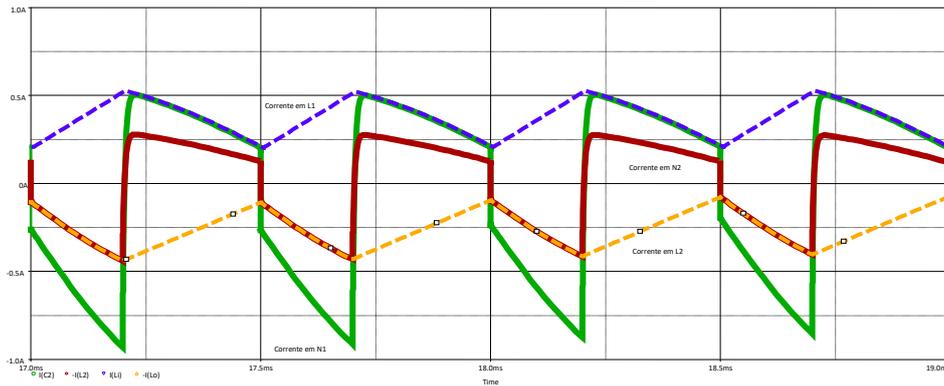


Figura 2.6 Conversor Ćuk com isolamento e formas de onda em L1 (azul), L2 (amarelo), N1 (verde) e N2 (vermelho) para $N1 < N2$.

A tensão de saída, no modo contínuo de condução, é dada por:

$$V_o = \frac{N_2}{N_1} \cdot \frac{E \cdot \delta}{(1 - \delta)} \quad (2.4)$$

O balanço de carga deve se verificar para C1 e C2. Com $N1=N2$, $C1=C2$, tendo o dobro do valor obtido pelo método de cálculo indicado anteriormente no circuito sem isolamento. Para outras relações de transformação deve-se obedecer a $N1.C1=N2.C2$, ou $V1.C1=V2.C2$.

Note que quando T conduz a tensão em N1 é $V_{C1}=E$ (em N2 tem-se $V_{C1}.N2/N1$). Quando D conduz, a tensão em N2 é $V_{C2}=V_o$ (em N1 tem-se $V_{C2}.N1/N2$). A corrente pelos enrolamentos não possui nível contínuo e o dispositivo comporta-se, efetivamente, como um transformador.

2.4 Conversor forward (derivado do abaixador de tensão)

O comportamento abaixador de tensão está associado ao estágio de saída, incluindo o diodo D3, indutor L e capacitor C_o . Do funcionamento desta parte do circuito determina-se se o conversor deve ser analisado em condução contínua ou condução descontínua.

Quando T conduz, aplica-se E em N1. D1 fica diretamente polarizado e cresce a corrente por L. Quando T desliga, a corrente do indutor de saída tem continuidade via D3.

O elemento magnético possui três enrolamentos. De N1 para N3 se dá a transferência de energia da fonte para a carga. Já o enrolamento N2 tem como função desmagnetizar o núcleo a cada ciclo, no intervalo em que o transistor permanece desligado. Durante este intervalo tem-se a condução de D2 e se aplica uma tensão negativa em N2, ocorrendo um retorno de toda energia associada à corrente de magnetização para a fonte. A figura 2.7 mostra o circuito.

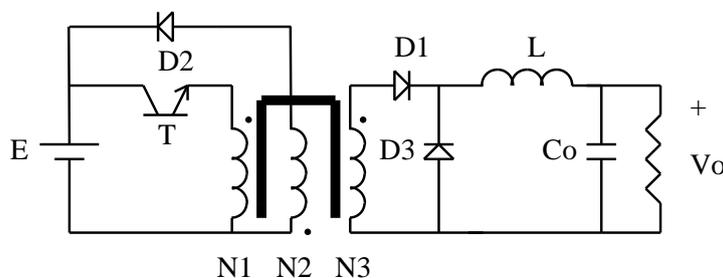


Figura 2.7 Conversor forward

Existe um máximo ciclo de trabalho que garante a desmagnetização do transformador (tensão média nula), o qual depende da relação de espiras existente. A figura 2.8 mostra o circuito equivalente no intervalo de desmagnetização.

As tensões no enrolamento N1, respectivamente quando o transistor e o diodo D2 conduzem, são:

$$V_{N1} = E \quad 0 \leq t \leq t_T \quad \text{e} \quad V_{N1} = \frac{E \cdot N1}{N2} \quad t_T \leq t \leq t_2 \quad (2.5)$$

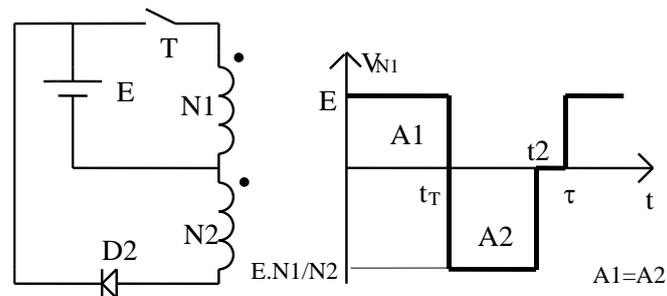


Figura 2.8 Forma de onda no enrolamento de N1.

A figura 2.9 mostra formas de onda do circuito. Note que a corrente em N1, além da componente de magnetização (responsável pelo crescimento linear observado), apresenta um degrau (visível no início da condução) associado à reflexão da corrente do secundário ao primário. O pequeno degrau que se observa na corrente de N3 após o intervalo de desmagnetização (condução por N2) se deve à condução simultânea de D1 e D3, que dividem (de modo não homogêneo) a corrente da saída.

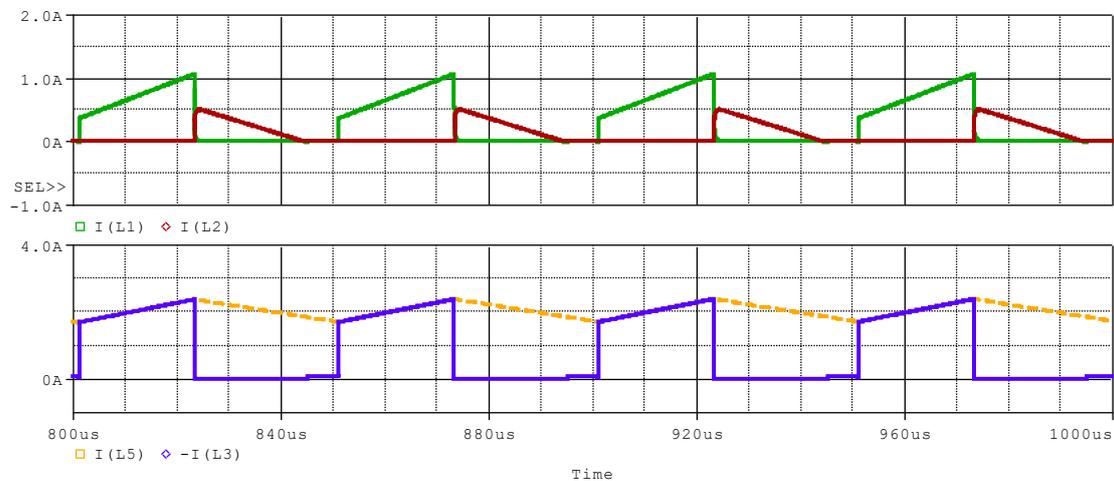


Figura 2.9 Formas de onda das correntes em N1(verde) e N2 (vermelho). Corrente em L (laranja) e em N3 (azul). $N1=N2>N3$

Outra possibilidade, que prescinde do enrolamento de desmagnetização, é a introdução de um diodo zener no secundário, pelo qual circula a corrente no momento do desligamento de T. Esta solução, mostrada na figura 2.10, no entanto, provoca uma perda de energia sobre o zener, além de limitar o ciclo de trabalho em função da tensão.

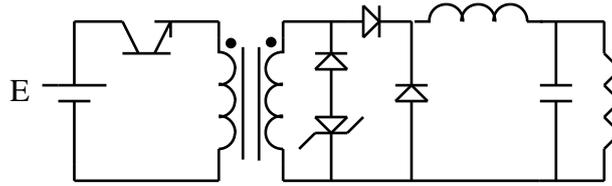


Figura 2.10 Conversor *forward* com desmagnetização por diodo zener.

2.5 Conversor *push-pull*

O conversor *push-pull* é um arranjo de dois conversores *forward*, trabalhando em contra-fase, conforme mostrado na figura 2.11.

Quando T1 conduz (considerando as polaridades dos enrolamentos), nos secundários aparecem tensões como as indicadas na figura 2.12. D2 conduz simultaneamente, mantendo nulo o fluxo no transformador (desconsiderando a componente associada à magnetização).

No intervalo entre as conduções dos transistores, os diodos D1 e D2 conduzem simultaneamente. No instante em que T1 é desligado, continuidade do fluxo é garantida pela condução de ambos os diodos, impondo tensão nula no enrolamento de saída. Os diodos atuam, assim, como diodos de livre-circulação (*free-wheeling*). O mesmo comportamento é obtido se for utilizado um secundário com único enrolamento e um retificador em ponte completa. Neste caso, o intervalo de circulação livre se faz com a condução simultânea dos quatro diodos da ponte.

Do ponto de vista da implementação eletrônica, é necessário o uso de dois transistores. No entanto, dada a posição dos transistores, com os emissores conectados ao potencial baixo da fonte de entrada, é relativamente simples fazer o circuito de comando para ambos os interruptores a partir de um mesmo circuito eletrônico.

A tensão de saída é dada por:

$$V_O = \frac{2 \cdot E \cdot \delta_1}{n} \quad \text{e} \quad \delta_1 = \delta_2 \quad (2.6)$$

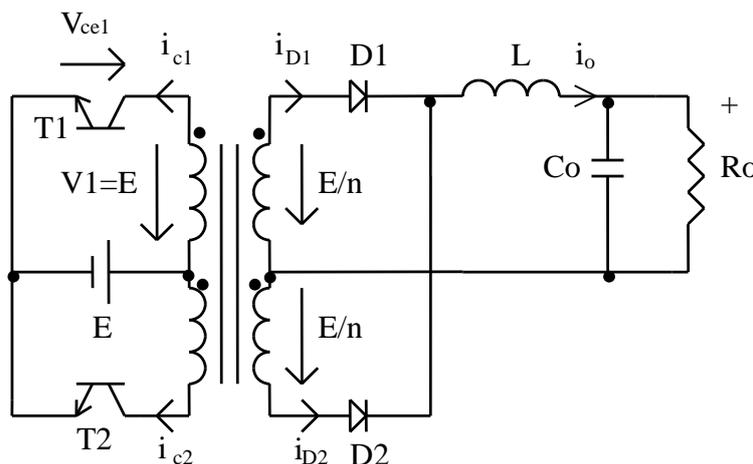


Figura 2.11 Conversor *push-pull*.

O ciclo de trabalho deve ser menor que 0,5 de modo a evitar a condução simultânea dos transistores. n é a relação de espiras do transformador. A tensão aplicada na entrada do filtro de saída apresenta-se com o dobro da frequência de comando dos transistores. A figura 2.12 mostra algumas formas de onda do conversor, desconsiderando a presença da corrente de magnetização. Os transistores devem suportar uma tensão com o dobro do valor da tensão da fonte.

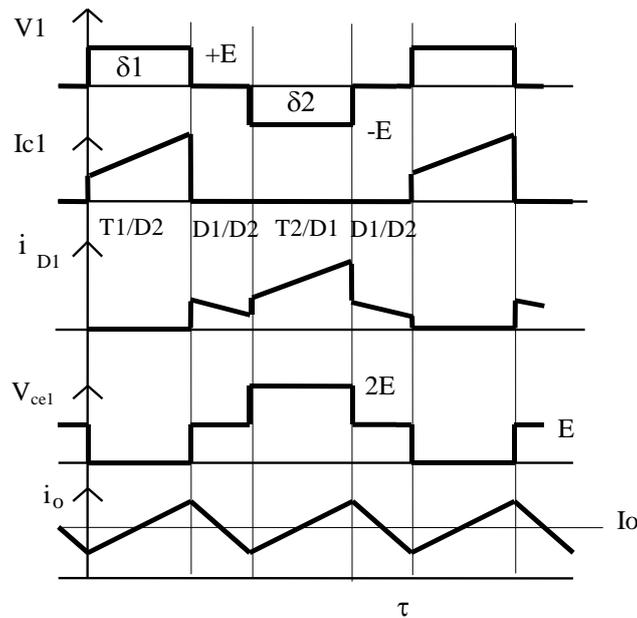


Figura 2.12 Formas de onda do conversor *push-pull* (desconsiderando magnetização).

Quando se considera a corrente de magnetização, tem-se que a corrente em cada transistor é a corrente da saída refletida ao primário, somada à componente de magnetização. Durante o intervalo de livre-circulação, quando não há corrente nos primários, a magnetização tem que ser mantida pelo secundário. Como a tensão imposta nos enrolamentos de saída é nula (devido à condução simultânea dos diodos), uma componente de corrente (de magnetização) se mantém no(s) enrolamento(s) do secundário. Como resultado, a corrente pelos diodos do retificador não são iguais, havendo uma diferença entre elas que é a corrente de magnetização. A figura 2.13 mostra o circuito com um secundário único e retificador em ponte. Na figura 2.14 tem-se formas de onda simuladas nas quais se pode verificar a presença da corrente de magnetização no secundário. Como a tensão é nula, a corrente permanece constante (derivada nula).

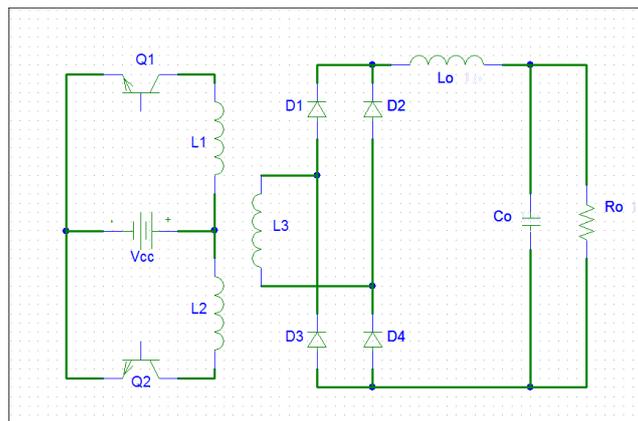


Figura 2.13 Conversor *push-pull* com secundário único.

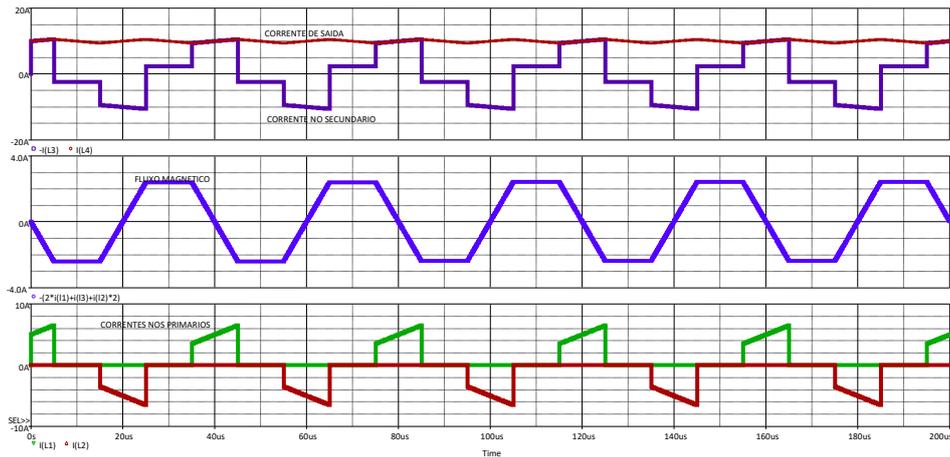


Figura 2.13 Acima: Corrente no indutor de saída e corrente no enrolamento secundário. No meio: Forma de onda do fluxo magnético no núcleo (proporcional às correntes dos enrolamentos e suas indutâncias). Abaixo: Corrente em cada um dos primários.

Outra característica deste circuito refere-se à possibilidade de saturação do transformador caso a condução dos transistores não seja idêntica, de modo a garantir uma tensão média nula aplicada ao primário. Caso ocorra um desequilíbrio na tensão, a presença de um nível CC leva a um aumento na corrente média (que deveria ser zero), conduzindo o transformador à saturação, como ilustra a figura 2.15.

A saturação poderá não ocorrer caso o desequilíbrio seja pequeno e as próprias resistências dos enrolamentos sejam capazes de permitir uma situação de equilíbrio que impeça o contínuo crescimento da corrente (a queda resistiva iguala a diferença de tensão entre os semiciclos).

A solução usual nos bons projetos é realizar um controle de corrente em cada primário, estabelecendo um nível máximo de corrente admissível (determinado dinamicamente pela malha de controle da tensão de saída). Quando tal corrente máxima é atingida desliga-se o transistor. Assim, caso o transformador comece a entrar em saturação, a redução da indutância faz com que a corrente cresça mais rapidamente, levando a um desligamento antecipado do transistor. Esse procedimento garante que a excursão de corrente (positiva e negativa) sempre será simétrica.

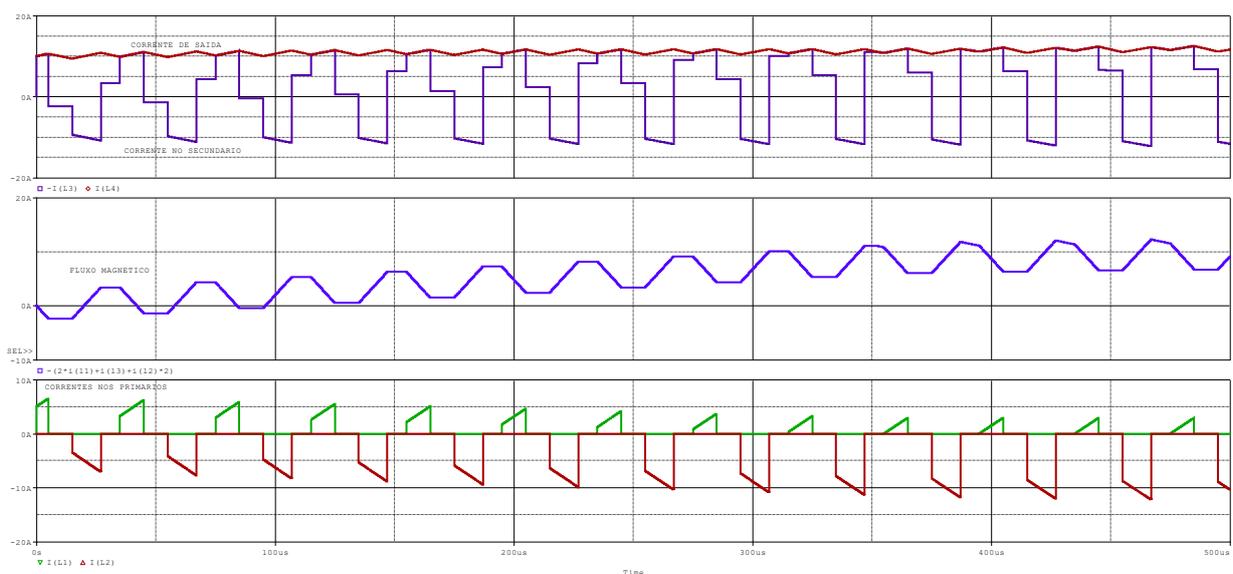


Figura 2.15 Comportamento de correntes e fluxo magnético na presença de um desequilíbrio de tensão aplicada nos primários.

2.6 Conversor em meia-ponte

Uma alteração no circuito que permite contornar ambos inconvenientes do conversor *push-pull* leva ao conversor com topologia em meia ponte, mostrado na figura 2.16. Neste caso é preciso ter um ponto médio na alimentação, o que faz com que os transistores tenham que suportar 50% da tensão do caso anterior, embora a corrente seja o dobro.

Assim como no caso do conversor *push-pull*, o mesmo comportamento na saída é obtido se for utilizado um secundário com único enrolamento e um retificador em ponte completa. Neste caso, o intervalo de circulação livre (*free-wheeling*), quando ambos os transistores estão desligados, se faz com a condução simultânea dos quatro diodos da ponte.

Como a corrente no primário atravessa o divisor de tensão formado por capacitores, isso garante que, em regime permanente, a corrente média é nula, permitindo a correta operação do transformador. Caso o ponto médio seja obtido diretamente na fonte CC é preciso acrescentar um capacitor em série com o primário, como se verá no conversor em ponte.

A posição dos transistores implica na necessidade de um circuito de comando exclusivo para o transistor superior, pois tal acionamento tem que ser referenciado ao respectivo emissor. Ou seja, a solução eletrônica é mais complexa que a do *push-pull*, no entanto, nesse caso não existe o risco de saturação magnética do transformador, simplificando a estrutura de controle.

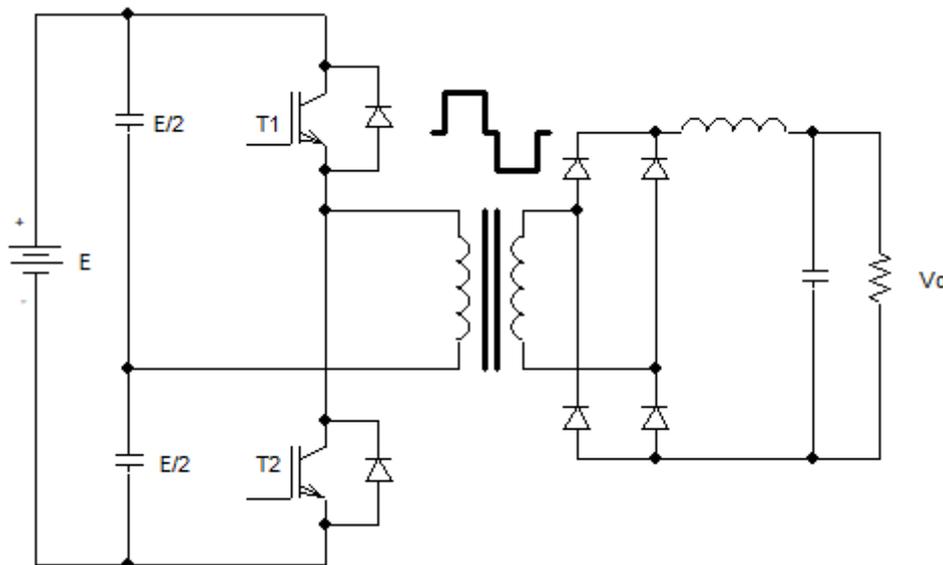


Figura 2.16 Conversor em meia-ponte.

2.7 Conversor em ponte completa

Pode-se obter o mesmo desempenho do conversor em meia ponte, sem o problema da maior corrente pelo transistor, com o conversor em ponte completa. O preço é o uso de quatro transistores, como mostrado na figura 2.17, com as dificuldades de comando dos transistores superiores, os quais necessitam de polarizações referenciadas aos respectivos emissores.

O capacitor de desacoplamento CC garante uma tensão média nula no primário do transformador, uma vez que impõe, em regime permanente, uma corrente média nesse enrolamento. Este capacitor deve ser escolhido de modo a evitar ressonância com o indutor de saída e, ainda, para que sobre ele não recaia uma tensão maior que alguns por cento da tensão de alimentação (durante a condução de cada transistor).

Assim como no caso do conversor *push-pull* e do meia-ponte, o mesmo comportamento na saída é obtido se for utilizado um secundário com único enrolamento e um retificador em ponte completa. Neste caso, o intervalo de circulação livre (*free-wheeling*), quando ambos os transistores estão desligados, se faz com a condução simultânea dos quatro diodos da ponte.

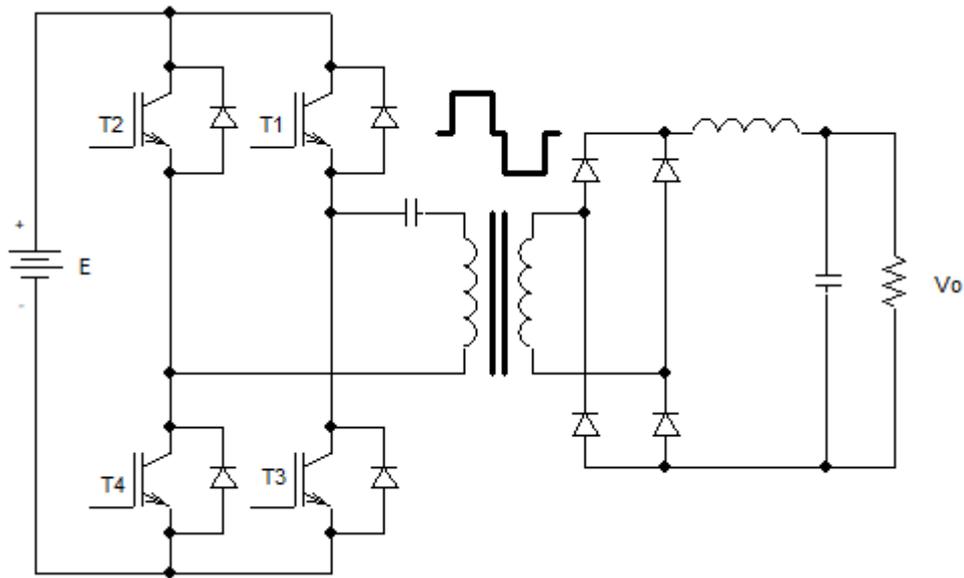
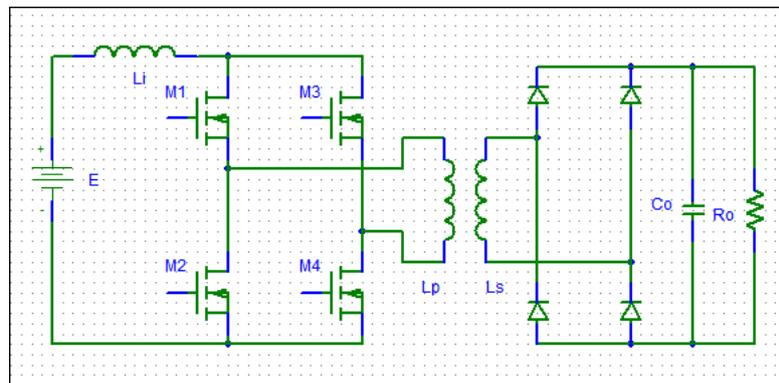


Figura 2.17 Conversor em ponte completa.

2.8 Conversor isolado baseado na topologia boost

Em todos os circuitos vistos até aqui a topologia isolada reproduz o comportamento do circuito não isolado em termos de comando do(s) transistor(es). Circuitos isolados obtidos a partir da topologia *boost* básica exigem mudanças além da presença do transformador, em especial na estratégia de modulação.

Figura 2.18 Estrutura básica do *boost* isolado.

Dada a posição do indutor de entrada, é preciso sempre garantir um caminho para sua corrente. Isso é feito pela condução simultânea de pelo menos um par de transistores de um mesmo ramo, o que exige uma modificação no padrão de modulação usado no conversor não isolado, como mostra a figura 2.19. A largura de pulso imposta a cada par de transistores tem que ser maior do que 50% para que ocorra o intervalo de sobreposição da condução. Note que há intervalos em que os quatro transistores conduzem, aplicando a tensão de entrada no indutor. Nesse intervalo não há corrente no primário do transformador. Quando um par de transistores (M1/M4 ou M2/M3) desliga, a corrente é forçada a passar pelo primário, refletindo-se no secundário e enviando energia à saída. A cada par que conduz a corrente assume polaridades opostas.

A frequência vista pelo indutor de entrada e pelo capacitor de saída é o dobro da frequência de comando dos transistores. Como se vê na figura 2.19, quando ambos os pares de transistores conduzem há uma corrente no primário que corresponde à corrente de magnetização do transformador. Durante esse intervalo de livre-circulação os diodos do retificador de saída estão reversamente polarizados.

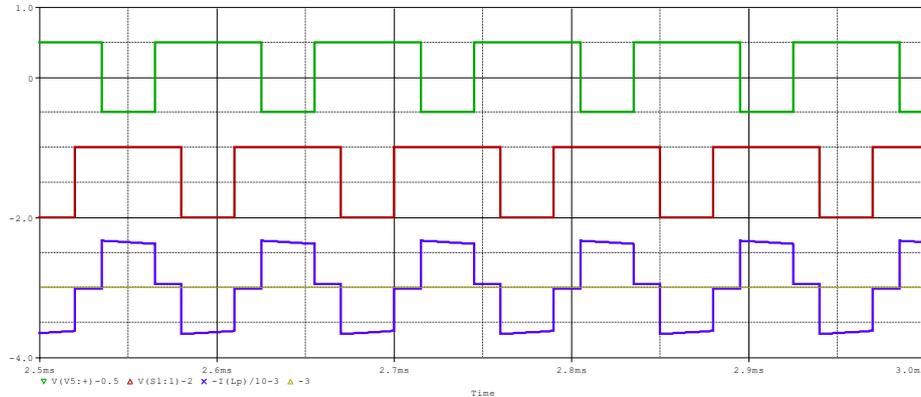


Figura 2.19 Comandos dos pares de transistores (traços superiores) e corrente no enrolamento primário (abaixo).

A figura 2.20 mostra o comportamento das tensões no lado da saída e as correntes do indutor e do secundário, a partir de condições nulas na partida do conversor. Nesta simulação a relação de espiras é unitária e o acoplamento dos indutores do transformador é perfeito. A pequena diferença de tensão se deve às quedas nos diodos. Já a diferença nas correntes se deve à componente de magnetização que circula pelo secundário quando a corrente do primário é igual à corrente do indutor. Ou seja, a corrente de magnetização circula ora pelo primário, ora pelo secundário.

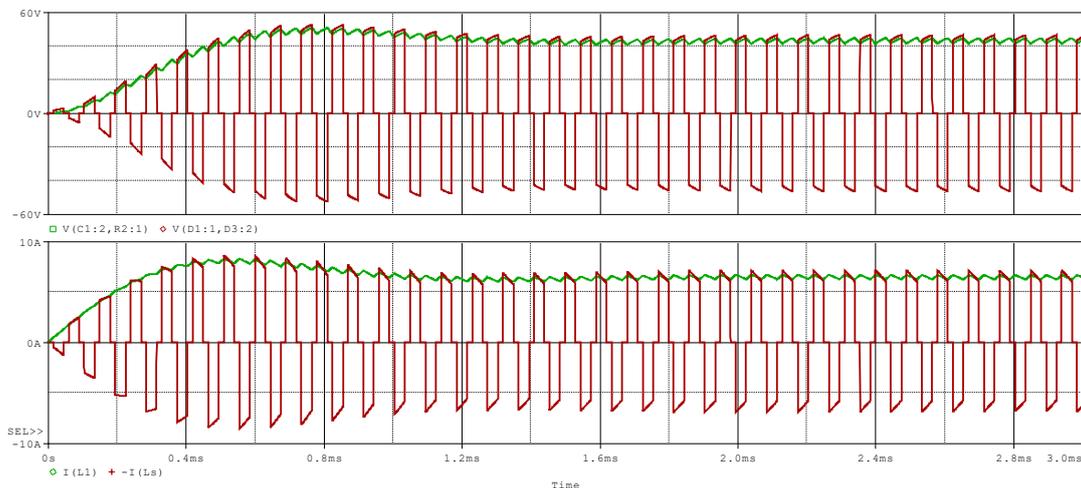


Figura 2.20 Tensão no secundário e na saída (acima). Corrente no indutor e no secundário (abaixo).

Dado que a corrente é imposta pelo indutor de entrada o transformador não corre o risco de saturação. A característica estática pode ser obtida da condição de regime permanente, impondo a condição de tensão média nula no indutor de entrada. Sempre que os diodos conduzem a tensão de saída é refletida para o primário, ponderada pela relação de espiras. Para conhecer a largura de pulso efetiva é preciso um pouco de cuidado, pois não é aquela aplicada aos transistores

individualmente. Como já foi comentado, $\delta > 0,5 \rightarrow \delta' < 0,5$. Como a frequência vista no indutor é o dobro da aplicada nos transistores, a característica estática é:

$$V_o = \frac{E}{1-2\delta'} \frac{N_s}{N_p} = \frac{E}{2\delta-1} \frac{N_s}{N_p} \quad (2.7)$$

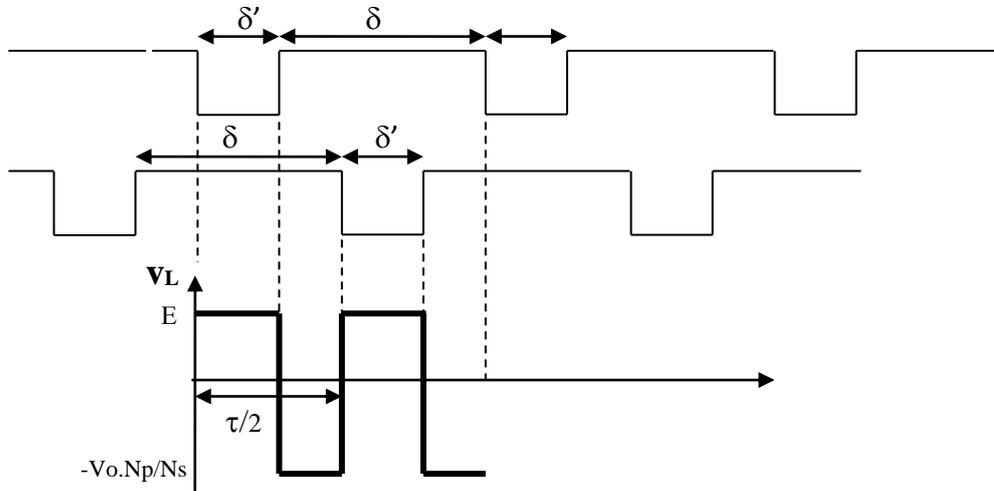


Figura 2.21 Comando de transistores e tensão sobre indutor de entrada.

2.9 O efeito da dispersão de fluxo

As análises apresentadas consideram o acoplamento ideal entre os enrolamentos do dispositivo magnético, seja ele um transformador ou indutores acoplados. No entanto, tal realização é impossível e sempre haverá parte do fluxo produzido pela passagem de corrente em um enrolamento que não será concatenada, ou seja, sentida, pelas espiras do outro enrolamento. Tal parcela dispersa de fluxo magnético não é passível de ser compensada pela corrente do outro enrolamento. Do ponto de vista elétrico, esse efeito é representado por uma “indutância de dispersão”, considerada em série com o enrolamento de magnetização.

Quando a operação de um conversor leva à interrupção ou inversão da corrente pelo acoplamento magnético, o fluxo concatenado é plenamente compensado, não havendo descontinuidades de fluxo. No entanto, a parcela dispersa sofre com a repentina mudança de derivada e tentativa de interrupção da corrente e, conseqüentemente, do fluxo. Isso produz uma tensão em tal “indutância de dispersão” que, de acordo com a lei de Lenz, atua de modo a impedir a variação do fluxo. O valor da tensão será aquele necessário para que se mantenha a continuidade da corrente até que seja consumida toda a energia presente em tal indutância.

A figura 2.22 ilustra um conversor *fly-back*, inicialmente com acoplamento ideal (unitário). Formas de onda de simulação são mostradas na figura 2.23. Os valores utilizados são $L_p=1$ mH, $L_s=250$ μ H (relação de espiras 2:1), $T_{on}=11$ μ s $T=20$ μ s. A tensão de saída desejada é de 5 V e a largura de pulso é de 55% para compensar as perdas no circuito e a queda de tensão no diodo. A tensão a ser suportada pelo transistor é igual à soma da tensão da fonte com a tensão de saída refletida ao primário, ou seja, 20 V. Como a simulação foi feita com interruptores (diodo e MOSFET) não ideais, as capacitâncias destes dispositivos produzem componentes de corrente que podem ser observadas na figura.

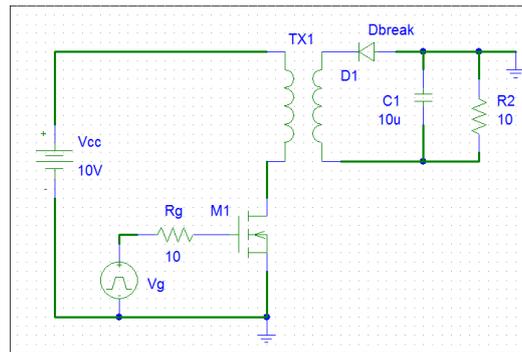
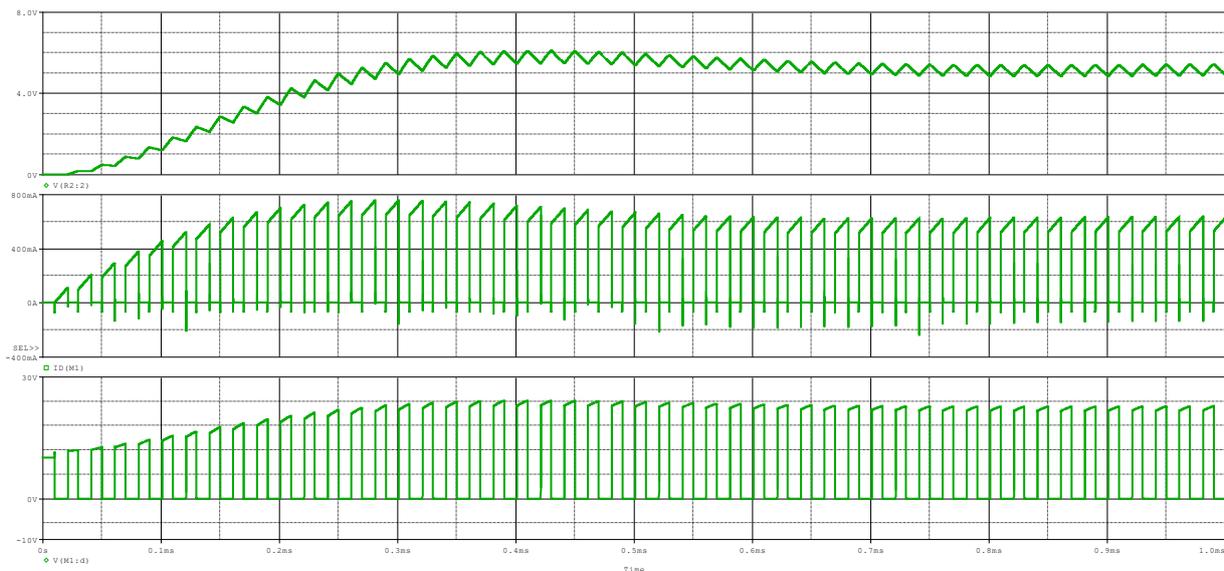
Figura 2.22 Conversor *fly-back*.

Figura 2.23 Formas de onda com acoplamento ideal. Acima: Tensão de saída. No meio: corrente no transistor. Abaixo: Tensão sobre o transistor.

A figura 2.24 mostra o impacto de um acoplamento não ideal. No caso, o efeito é de uma indutância de dispersão em torno de $2 \mu\text{H}$ (0,2% da indutância de magnetização). Observe que a tensão aplicada no transistor se torna muito maior, atingindo mais de 50 V, devido à tensão que surge na indutância de dispersão, que se soma com a tensão refletida e a tensão da fonte.

Além disso, ocorre uma ressonância entre a indutância de dispersão e as capacitâncias do MOSFET, como mostra a figura 2.25, em detalhe. Tal oscilação se dá em torno de 3,3 MHz, o que indica uma capacitância em torno de 1,1 nF, o que é condizente com as características do transistor em questão (IRF150). Essa oscilação pode se converter em uma importante fonte de interferência eletromagnética, além do que eleva as perdas em todos os elementos do circuito.

Esses comportamentos indesejados devem ser limitados por meio de circuitos adicionais que minimizem a sobretensão e contenham a ressonância. Há diversas soluções possíveis, todas com o objetivo de absorver a energia presente na indutância de dispersão no momento da interrupção da corrente (desligamento do transistor). Nos circuitos mais simples tal energia será dissipada em algum elemento resistivo, como ilustra a figura 2.26. Circuitos mais complexos permitem a recuperação de tal energia e sua reciclagem na operação normal do conversor, mas não serão discutidos neste texto.

O valor de tensão que o capacitor do circuito limitador (*clamer*) estabiliza depende da resistência de descarga. O ponto de equilíbrio será aquele em que a energia dissipada se iguala com a energia da indutância de dispersão. Aumentando o valor da resistência a tensão de equilíbrio se eleva.

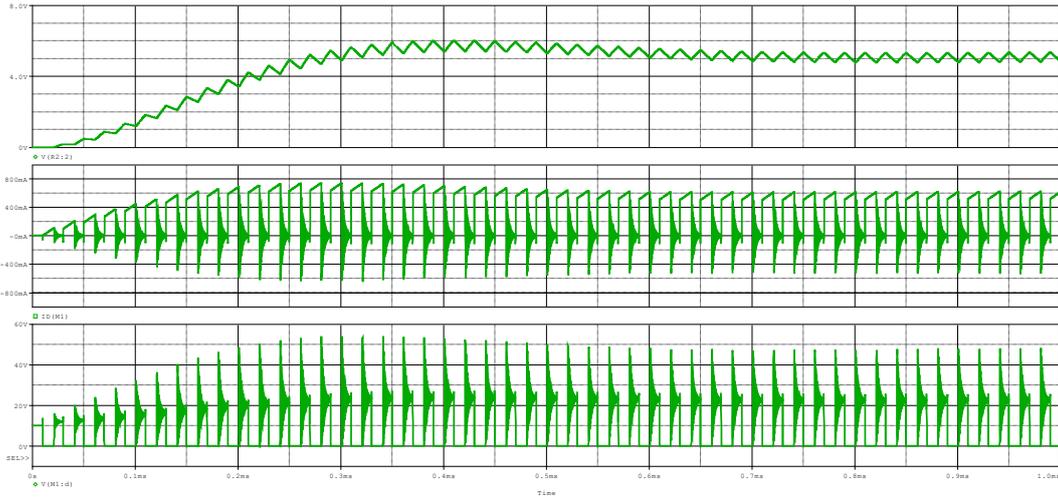


Figura 2.24 Formas de onda com dispersão. Acima: Tensão de saída. No meio: corrente no transistor. Abaixo: Tensão sobre o transistor.

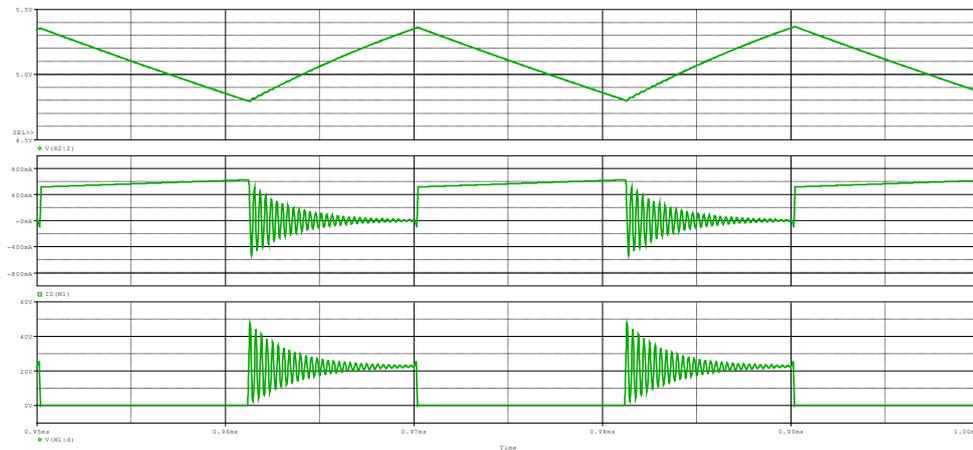


Figura 2.25 Detalhes de formas de onda com dispersão. Acima: Tensão de saída. No meio: corrente no transistor. Abaixo: Tensão sobre o transistor.

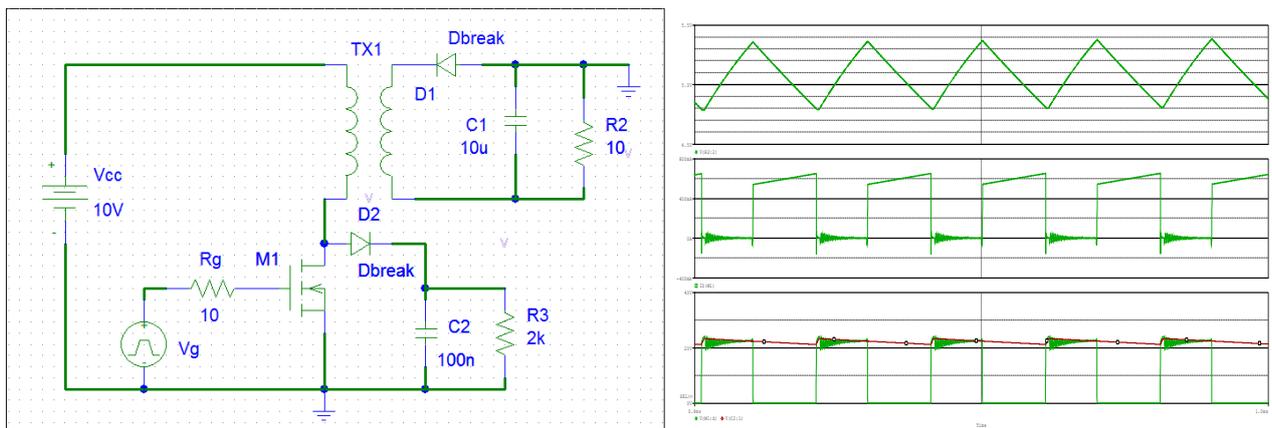


Figura 2.26 Conversor fly-back com clumper de tensão para limitação de sobretensão e contenção de oscilação.

2.10 Conversor DAB (Dual Active Bridge)

Foi visto o conversor em ponte, que realiza uma conversão CC-CA em alta frequência, o que permite o uso de um transformador para escalonar ou isolar a entrada da saída do circuito. É possível ter na saída a mesma topologia, configurando um retificador controlado PWM. Esse arranjo é denominado de estrutura DAB² (*Dual Active Bridge*). Ambos os conversores são comandados, em princípio, para produzir uma onda quadrada, de dois níveis e mesma frequência, nas respectivas conexões do transformador³.

As tensões nos enrolamentos de primário e secundário são quadradas. O controle do fluxo de potência (bidirecional) se dá pelo ajuste das tensões nos respectivos barramentos CC (V_i ajustada pela operação do estágio retificador e V_o ajustada pelo inversor) e pela defasagem entre os comandos. Ou seja, é uma maneira análoga ao que se aplica para o controle de potência ativa entre fontes senoidais. Considere o circuito mostrado na figura 2.27 para o conversor DAB.

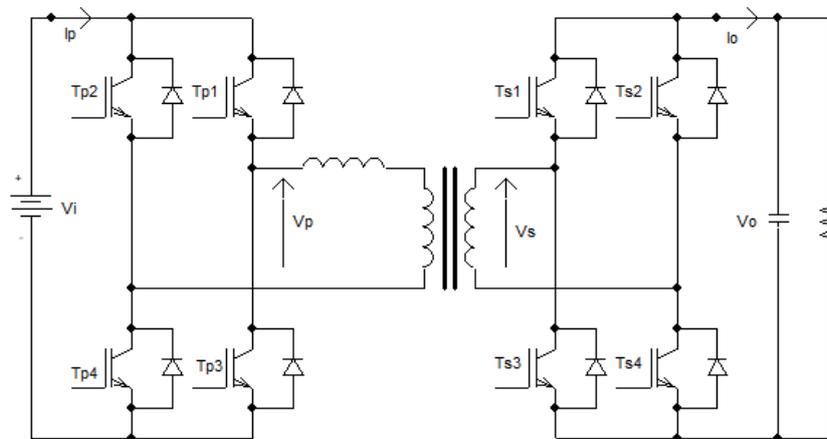


Figura 2.27 Estrutura básica do conversor DAB (Figura adaptada de Kirsten⁴).

A potência ativa transferida é dada por:

$$P_O = \frac{V_i^2 d \phi}{\omega_s L_d \phi_N} \left[\frac{\pi - |\phi|}{\pi} \right] \quad (2.8)$$

ϕ_N é o ângulo de defasagem para a potência nominal e, d é a relação de transformação do conversor DAB. O uso do módulo do ângulo de defasagem (no termo entre colchetes) faz com que a equação de potência seja válida tanto para a operação direta quanto para a operação reversa.

$$d = \frac{V_o}{V_i N_s} \quad (2.9)$$

² M. N. Kheraluwala, *et al.* Performance characterization of a high-power dual active bridge DC-to-DC converter. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 28, n. 6, p. 1294–1301, 1992.

³ BRUNO YUKIO ENOMOTO, *Conversores DC-DC Dual-Active-Bridge isolados bidirecionais*, dissertação de mestrado, Escola Politécnica, USP, 2018.

⁴ Kirsten, André Luís, *Metodologia de projeto do conversor DAB aplicado a transformadores de estado sólido*, Tese de doutorado, Universidade Federal de Santa Maria, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, RS, 2014.

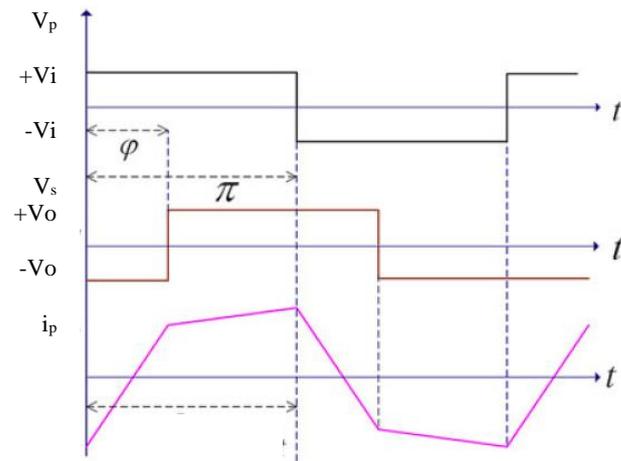
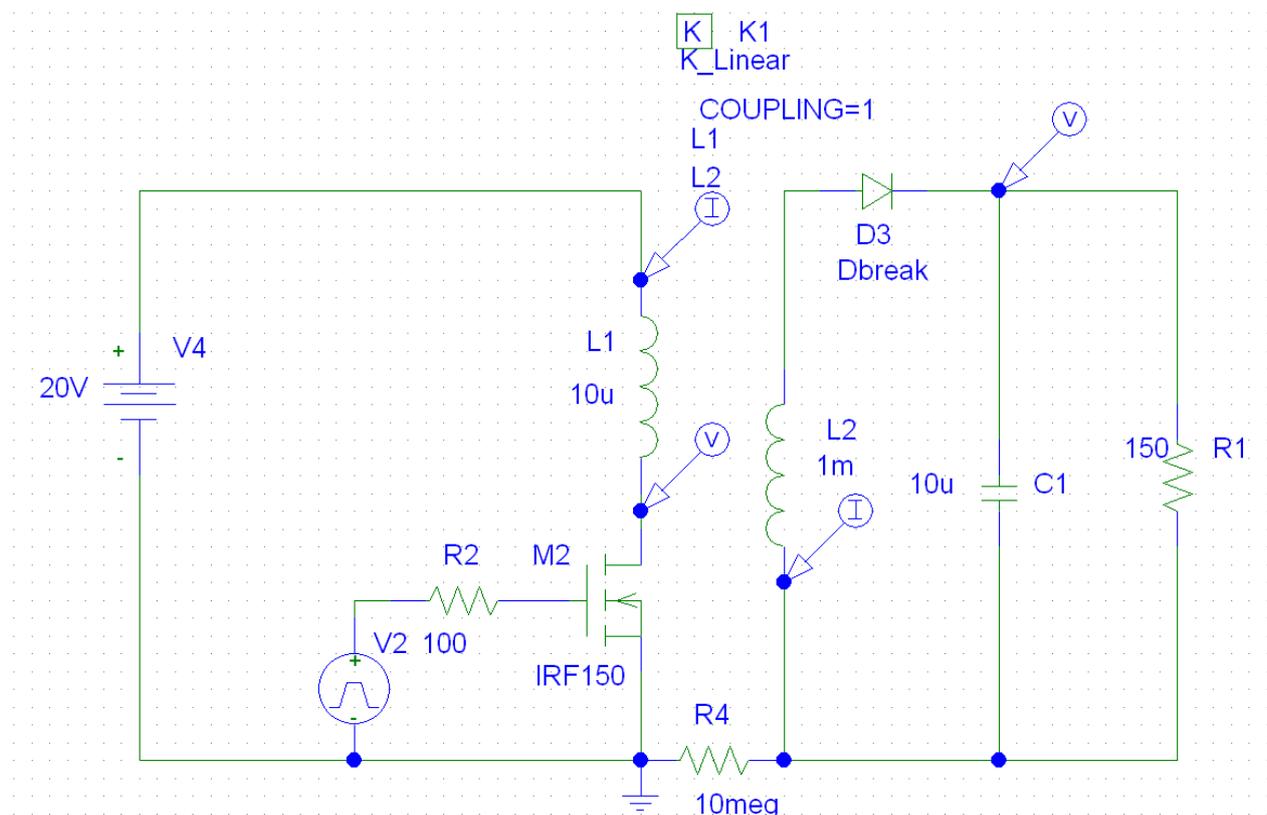


Figura 2.28 Formas de onda básicas do conversor DAB (figura obtida em ⁵).

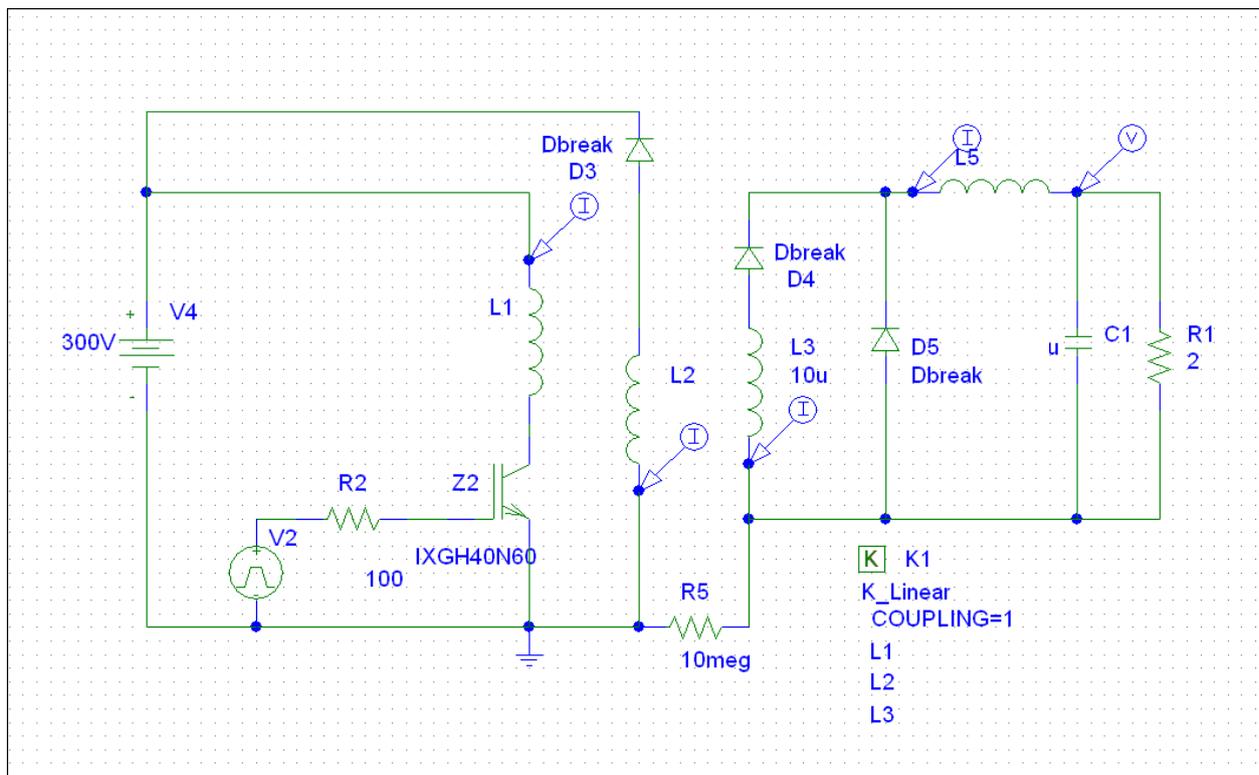
2.11 Exercícios

- Para o conversor *forward*, com 3 enrolamentos, $N_1=100$, $N_3=40$ (enrolamento de desmagnetização), Tensão de entrada $E=20$ V. N_2 (número de espiras do enrolamento de saída) não é conhecido. Suponha condução contínua no indutor de saída
 - Desenhe a forma de onda da tensão em N_3 , para a situação de máximo ciclo de trabalho, indicando valores na escala vertical.
 - Determine o máximo ciclo de trabalho.
 - Determine a mínima tensão de bloqueio que o transistor deve suportar.
 - Qual o número de espiras do enrolamento N_2 caso se deseje uma tensão de saída de 12 V para um ciclo de trabalho de 50%?
- Simule o circuito abaixo com uma frequência de chaveamento de 25 kHz, largura de pulso de 50%. A relação de espiras do elemento magnético é de 1:10. Analise os valores das grandezas listadas abaixo e verifique se o resultado da simulação é consistente com as expectativas teóricas. Em caso de discrepância, procure justificar as diferenças.
 - Tensão de saída.
 - Ondulação da tensão de saída.
 - Tensão sobre o indutor L1.
 - Ondulação da corrente em L1 e em L2 (considere apenas os intervalos em que há corrente no transistor e no diodo, respectivamente).
 - Tensão V_{ce} do transistor.
 - Altere o acoplamento dos indutores para 0,95 e repita a simulação e as análises anteriores, justificando as eventuais alterações de resultados.



3. Calcule os seguintes parâmetros: $L5$, $L1$, $L2$, $C1$, δ , para o conversor *forward* abaixo. Simule o circuito e verifique se os resultados são consistentes com a expectativa. Justifique eventuais discrepâncias.

- O circuito opera no modo de condução contínua.
- Tensão de saída de 12 V
- *Ripple* da corrente de saída (em $L5$) igual a 4 A (pico a pico)
- *Ripple* da tensão de saída de 1%.
- Relação de espiras entre $L1$ e $L3$ é $N1=10.N3$.
- $L2$ deve ser tal que garanta a desmagnetização total do núcleo durante a condução de $D3$.
- A frequência de chaveamento é de 20 kHz.



4. Utilizando o circuito do exercício anterior, aumente a largura de pulso para 60% e refaça a simulação. Discuta as alterações nos resultados.