

2 Topologias básicas de conversores CC-CC com isolamento

O uso de elementos magnéticos de escalonamento de tensão ou isolamento se justifica em caso de:

- Necessidade de isolamento galvânica entre ENTRADA E SAÍDA
- Grande diferença entre as tensões de entrada e de saída (que exigiriam operar com largura de pulso muito larga ou muito estreita).

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.

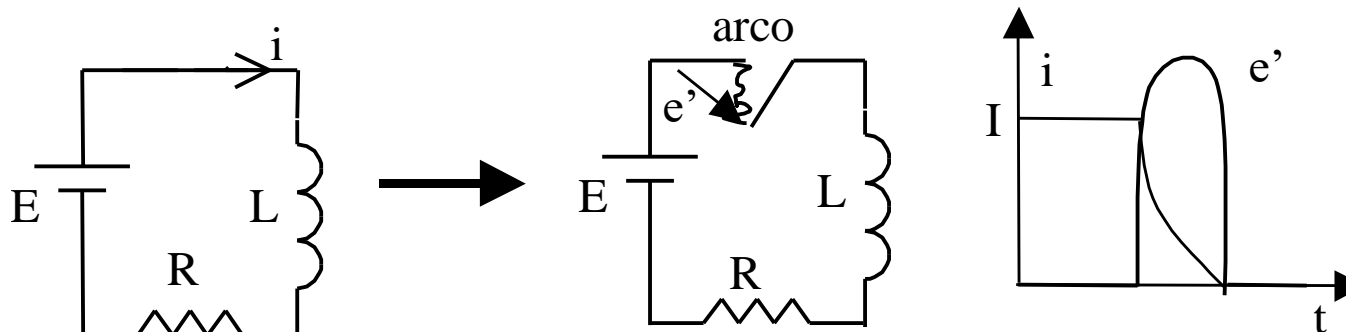


Figura 2.1 Processo de interrupção de corrente (fluxo magnético).

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 ($\Phi = L \cdot i$).

Alguns dispositivos magnéticos 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 relativa à circulação de correntes, é que correntes que entram pelos terminais marcados produzem fluxos no mesmo sentido.

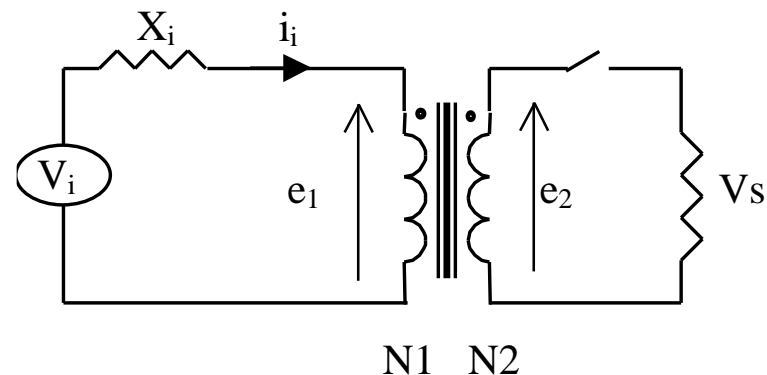


Figura 2.2 Princípio de funcionamento de transformador: secundário em aberto.

Tensões e correntes são supostas senoidais. Com o secundário aberto, pelo primário circula apenas a **corrente de magnetização**. O valor eficaz da tensão aplicada no primário, e_1 , é menor que a tensão de entrada V_i . A corrente de magnetização produz um fluxo de magnetização no núcleo, Φ_m .

$$i_i = \frac{V_i - e_1}{X_i} \qquad e_2 = e_1 \cdot \frac{N_2}{N_1}$$

Uma carga no secundário produz uma corrente por tal enrolamento, cujo 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 há um aumento na corrente de entrada, i_i , de modo que se reequilibre o fluxo de magnetização.

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.

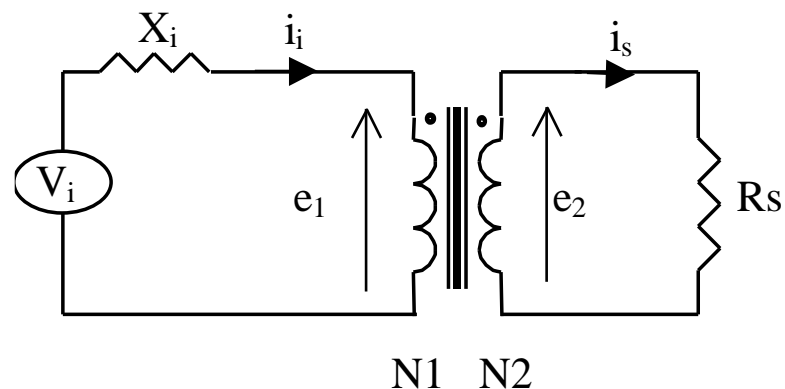


Figura 2.3 Princípio de funcionamento de transformador: secundário com carga.

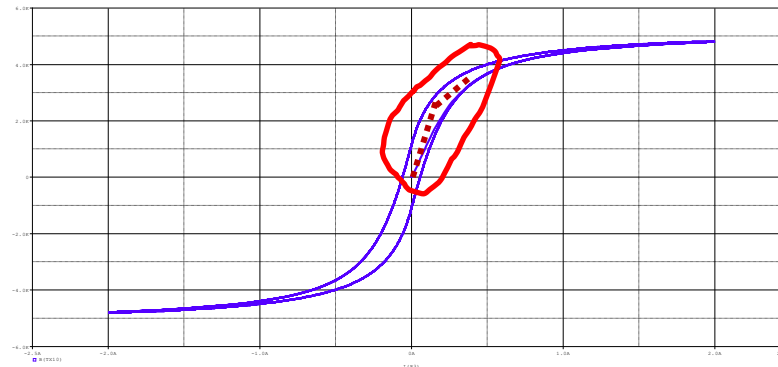
2.1.2 Funcionamento de indutores acoplados

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 que o sentido das correntes mantenha a continuidade do fluxo.

Este é o que ocorre 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.

A energia acumulada no campo magnético é enviada à saída. As correntes médias nos enrolamentos não são nulas, levando à necessidade de colocação de entreferro no "transformador".

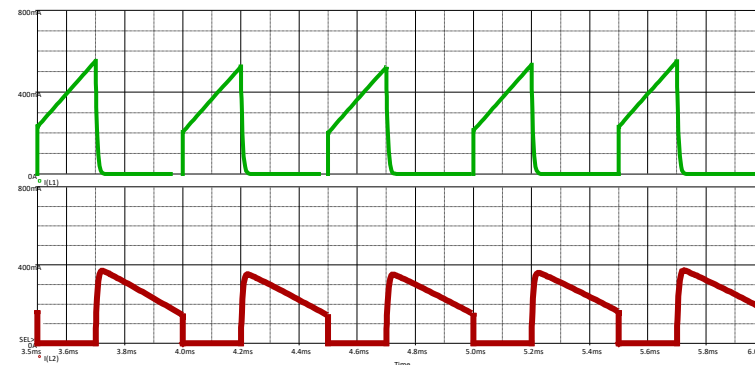
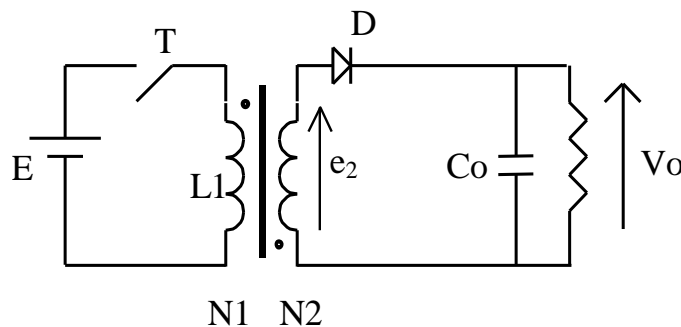


Figura 2.4 Conversor fly-back e formas de onda da corrente em N1 e em N2 ($N1 < N2$).

A tensão de saída, no modo de condução contínua, é dada por:
$$V_o = \frac{N_2}{N_1} \cdot \frac{E \cdot \delta}{(1 - \delta)}$$

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. Concomitantemente se reduz a permeabilidade relativa, o que exige um aumento no número de espiras para obter uma dada indutância. Em consequência há um aumento no volume (e massa) do indutor.

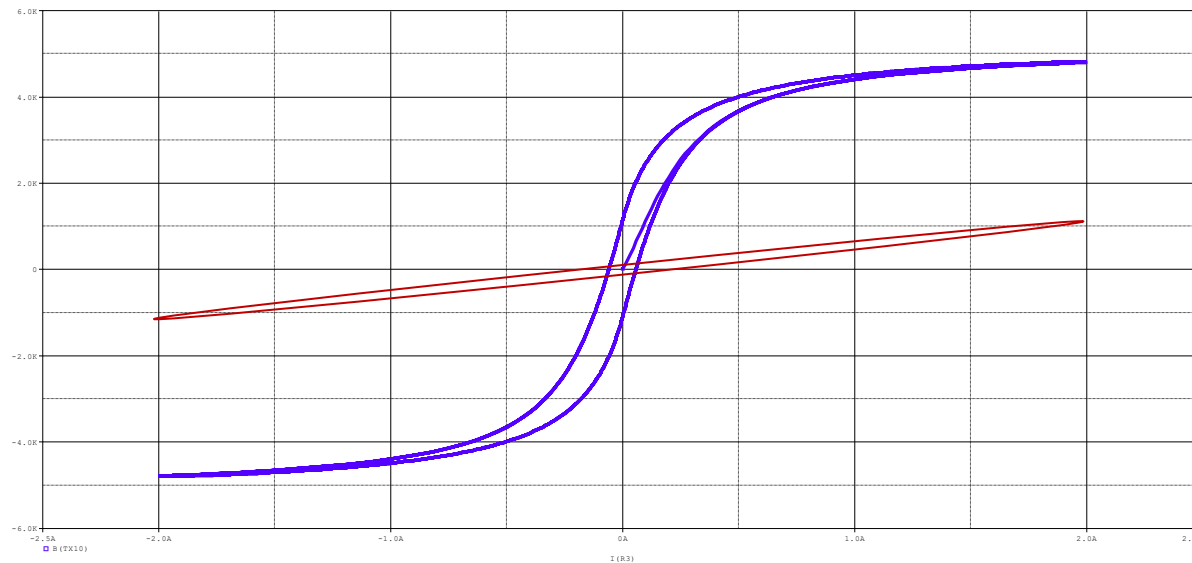


Figura 2.5 Curva de histerese (B x H) típica de ferrite (azul) e curva de histerese linearizada por entreferro de 0,2mm (vermelho).

2.3 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 Co. 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.

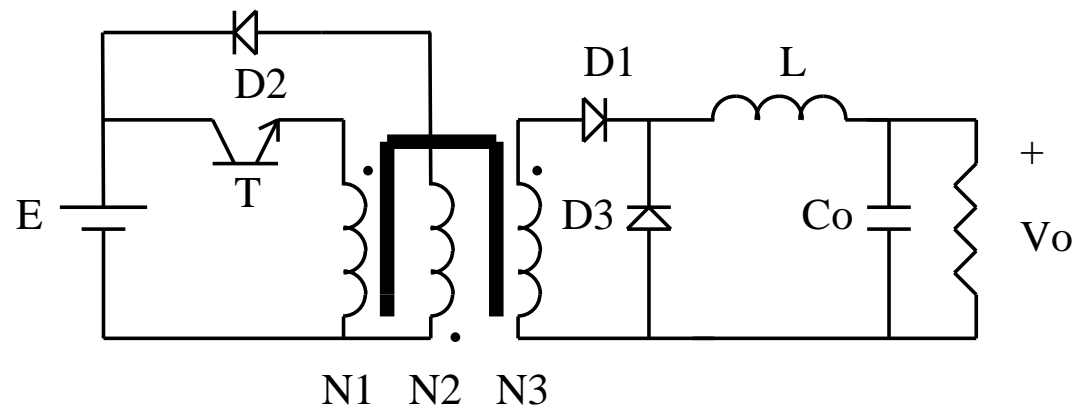


Figura 2.6 Conversor *forward*

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 2.7 mostra o circuito equivalente no intervalo de desmagnetização.

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

$$V_{N1} = E \quad 0 \leq t \leq t_T \quad \text{e} \quad V_{N1} = \frac{E \cdot N1}{N2} \quad t_T \leq t \leq t2 \quad (2.4)$$

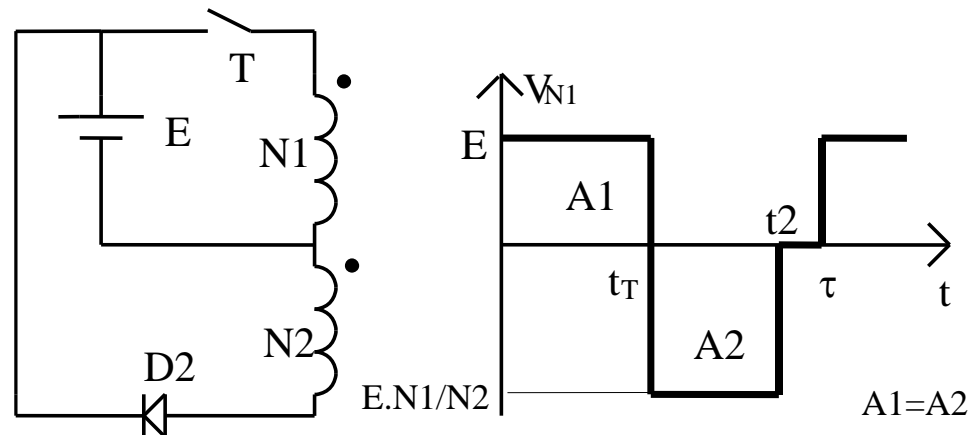


Figura 2.7 Forma de onda no enrolamento de N1.

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.

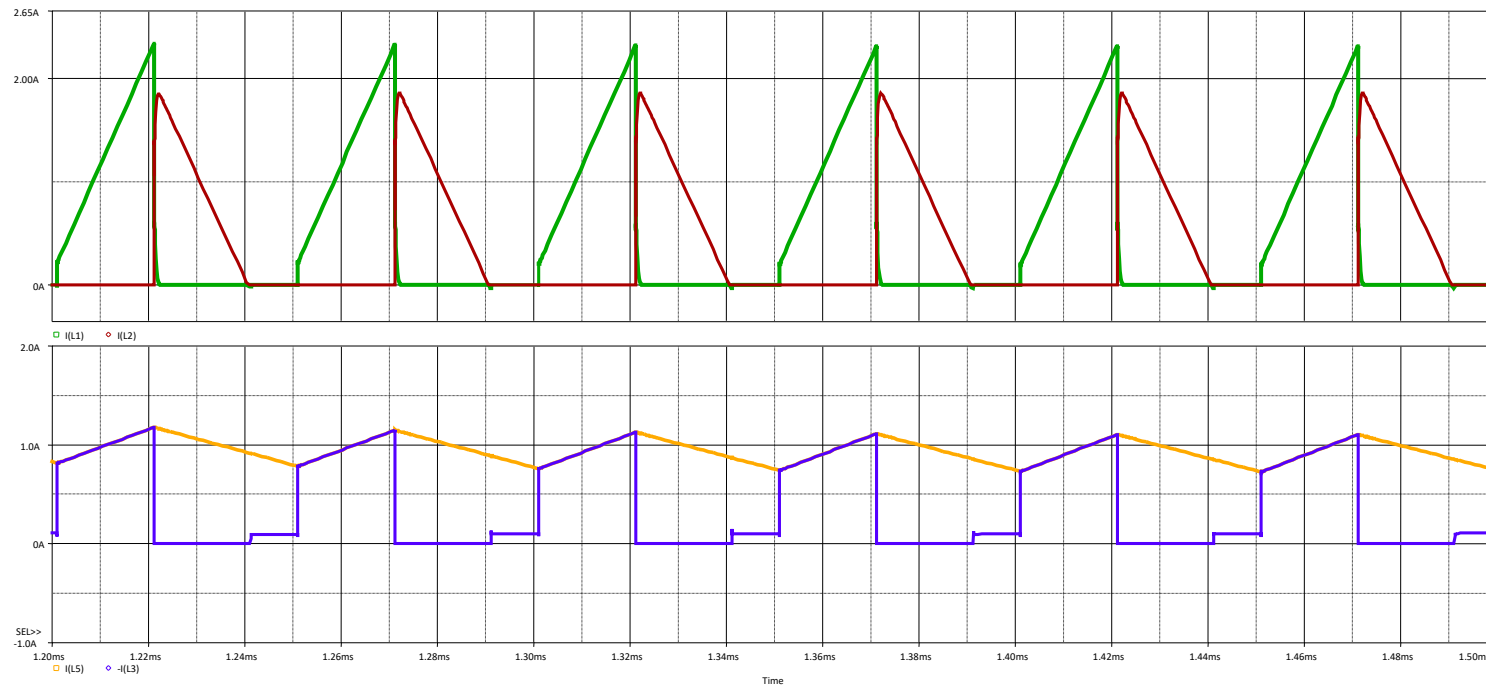


Figura 2.8 Formas de onda das correntes em N1(verde) e N2 (vermelho). Corrente em L (amarela) e em N3 (azul). $N1=N2>N3$

2.4 Conversor *push-pull*

O conversor *push-pull* pode ser visto como um arranjo de dois conversores *forward*, trabalhando em contra-fase.

A tensão de saída é dada por:
$$V_o = \frac{2 \cdot E \cdot \delta_1}{n} \quad \text{e} \quad \delta_1 = \delta_2 \quad (2.5)$$

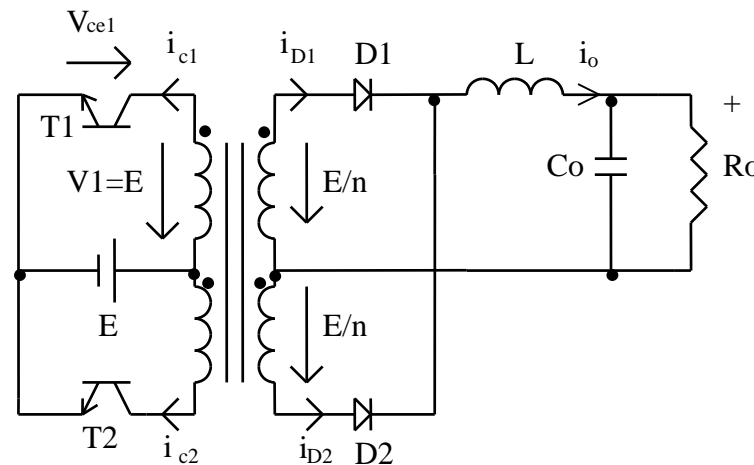


Figura 2.9 Conversor *push-pull*.

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.

Quando T1 conduz (considerando as polaridades dos enrolamentos), nos secundários aparecem tensões como as indicadas na figura 2.10. D2 conduz simultaneamente, mantendo nulo o fluxo no transformador (desconsiderando a componente associada à magnetização).

Note que 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.

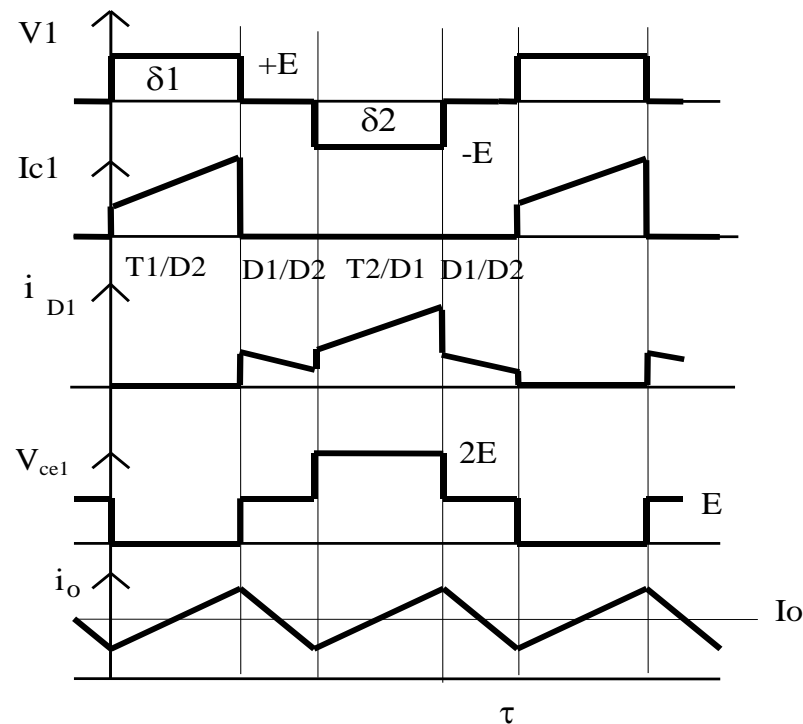
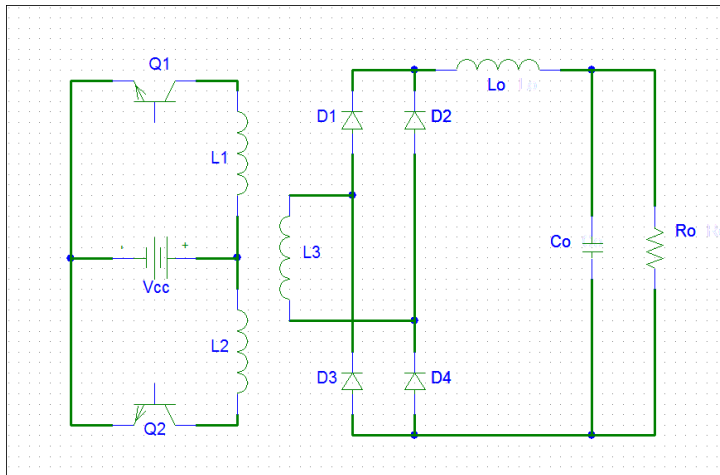


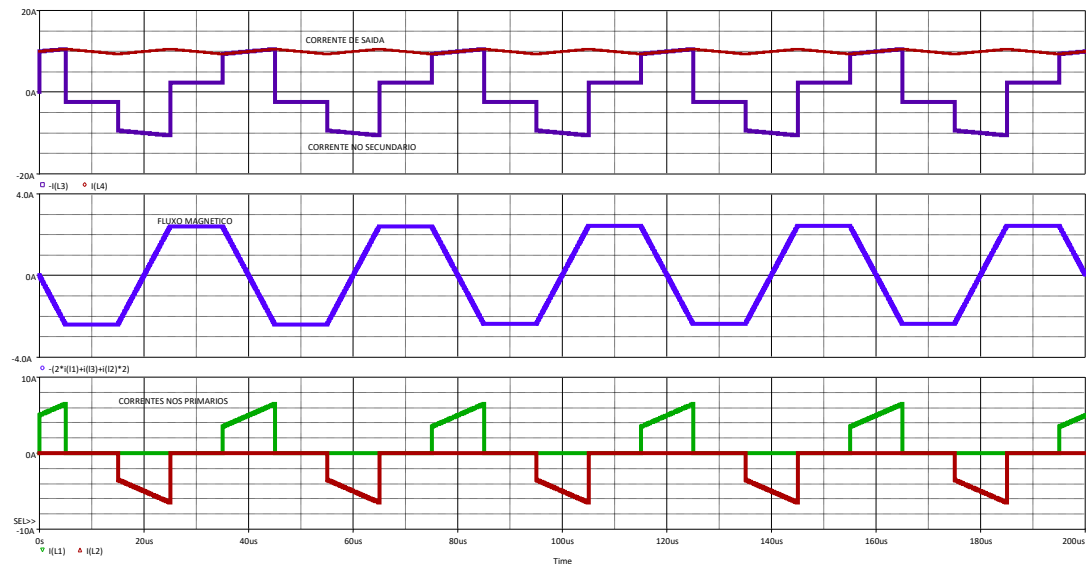
Figura 2.10 Formas de onda do conversor *push-pull* (desconsiderando magnetização).

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 é 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 2.11 mostra o circuito com um secundário único e retificador em ponte.



Conversor *push-pull* com secundário único.

Figura 2.12 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.



Um problema é a possibilidade de saturação do transformador caso a condução dos transistores não seja idêntica, de modo a garantir uma tensão média nula no 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 2.13.

A solução usual 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.

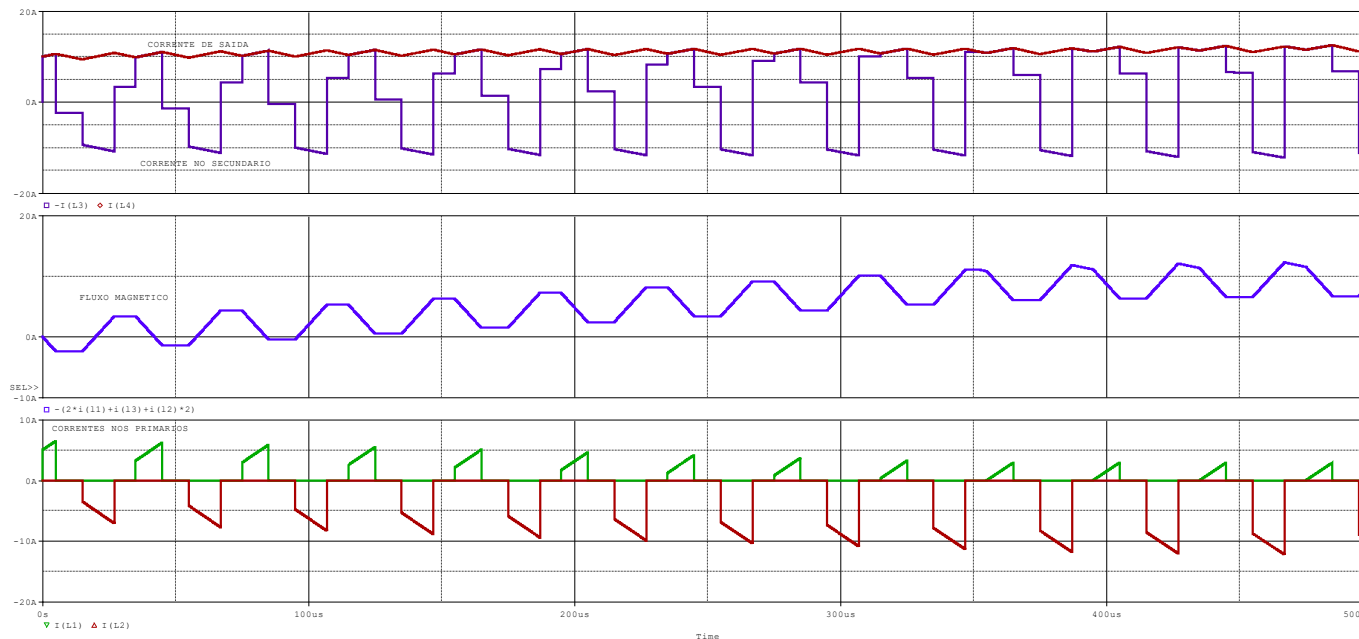


Figura 2.13 Comportamento de correntes e fluxo magnético na presença de um desequilíbrio de tensão aplicada nos primários.

2.5 Conversor em meia-ponte

Para contornar os inconvenientes do conversor *push-pull* tem-se a topologia em meia ponte.

Tendo um ponto médio na alimentação, os transistores tem que suportar 50% da tensão do caso anterior.

O intervalo de circulação livre (*free-wheeling*), quando ambos os transistores estão desligados, se faz com a condução simultânea dos diodos da saída.

Como a corrente no primário atravessa o divisor de tensão formado por capacitores, isso garante que, em regime permanente, a corrente média seja nula, permitindo a correta operação do transformador.

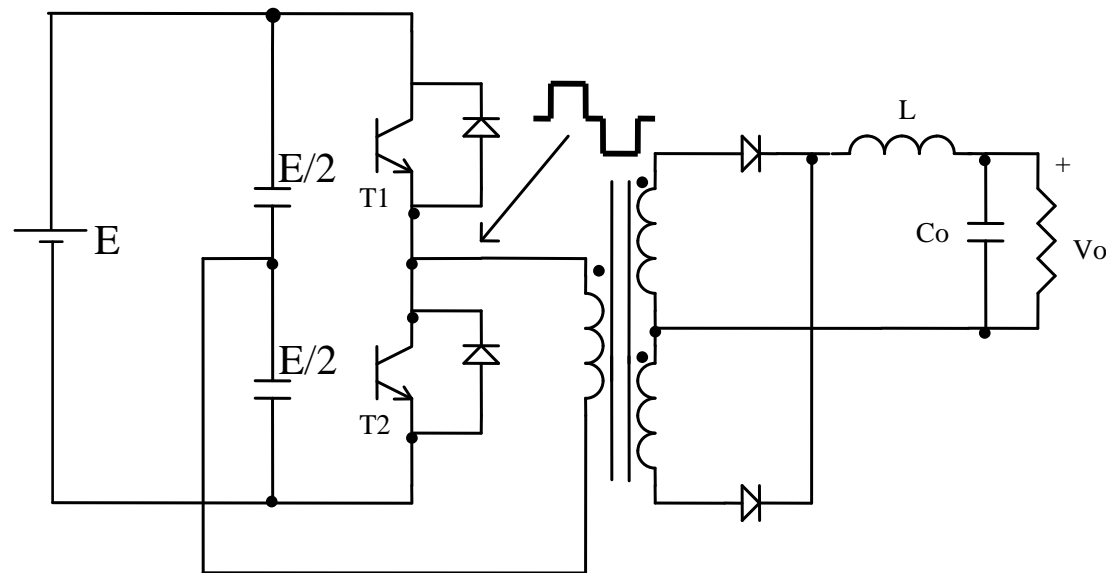


Figura 2.14 Conversor em meia-ponte.

2.6 Conversor em ponte completa

O capacitor de desacoplamento CC garante tensão média nula no primário do transformador, uma vez que impõe, em regime permanente, uma corrente média nula nesse enrolamento.

O intervalo de circulação livre (*free-wheeling*), quando ambos os transistores estão desligados, se faz com a condução simultânea dos diodos da saída.

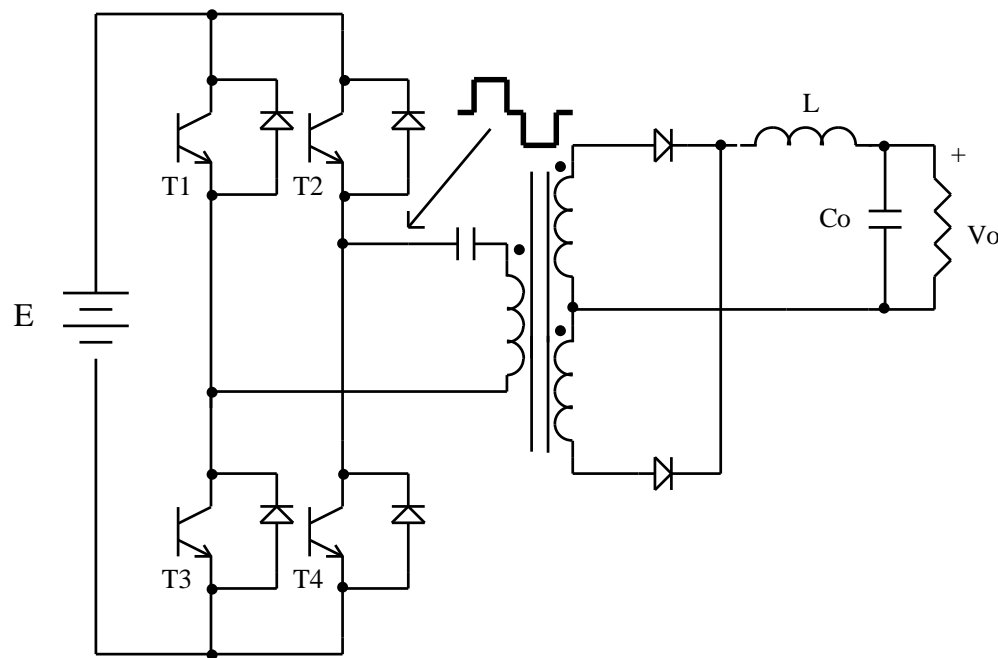
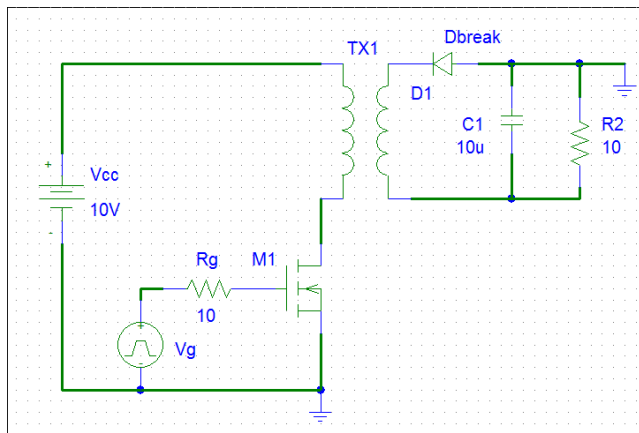


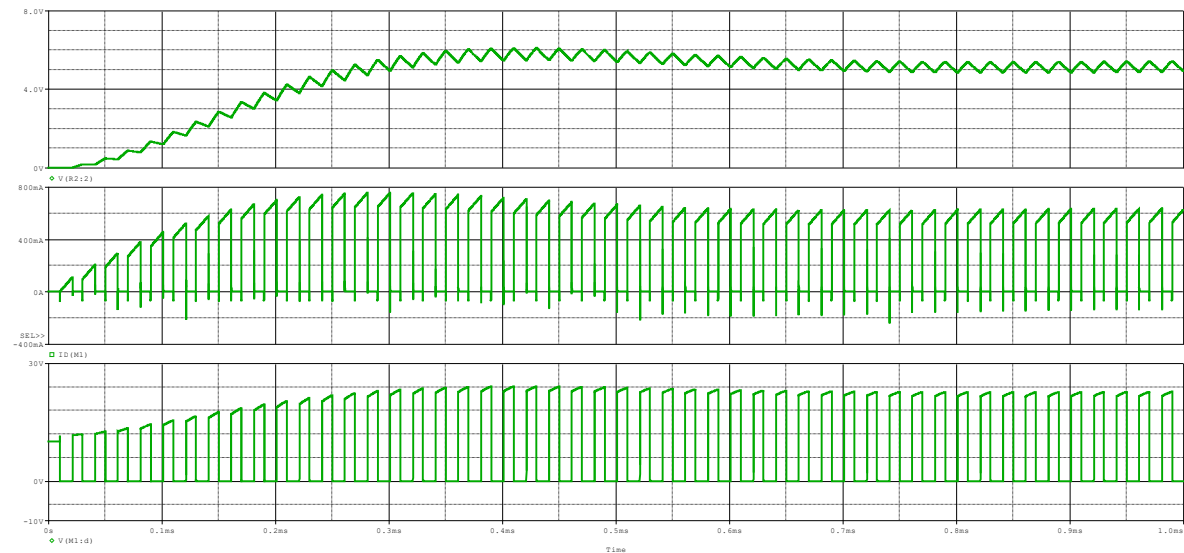
Figura 2.15 Conversor em ponte completa.

2.7 O efeito da dispersão de fluxo

A figura ilustra um conversor *fly-back*, inicialmente com acoplamento ideal (unitário). 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.



Conversor *fly-back*.



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

A figura 2.18 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 2.19, em detalhe. Tal oscilação se dá em torno de 3,3 MHz, o que indica uma capacitância de 1,1 nF, condizente com as características do transistor IRF150. Essa oscilação pode produzir interferência eletromagnética, além elevar as perdas do circuito.

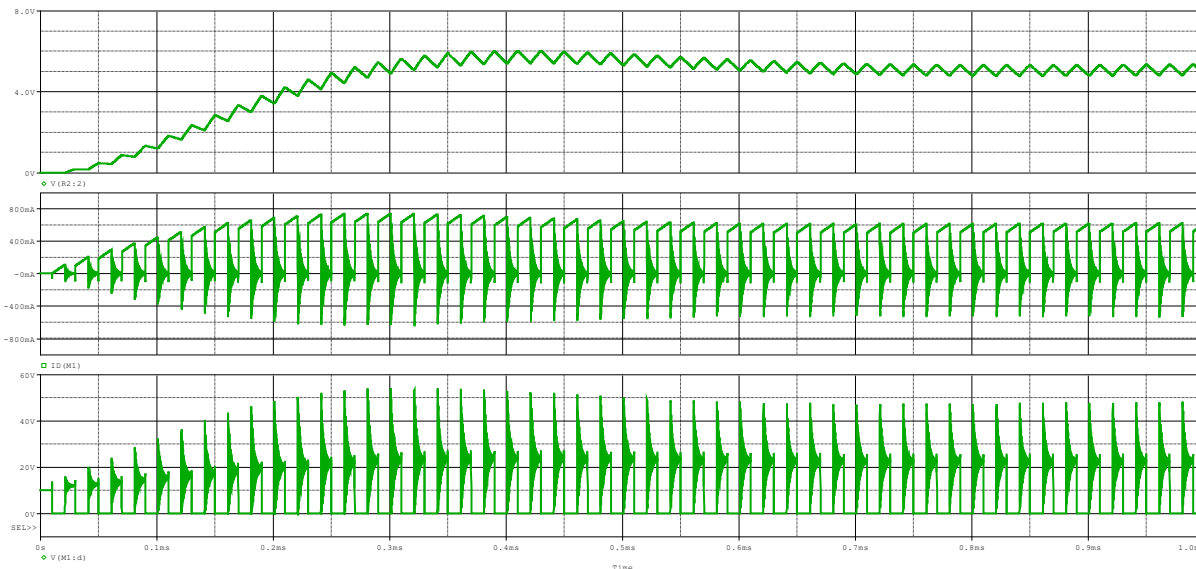


Figura 2.18 Formas de onda com dispersão. Acima: Tensão de saída. No meio: corrente no transistor. Abaixo: Tensão sobre o transistor.

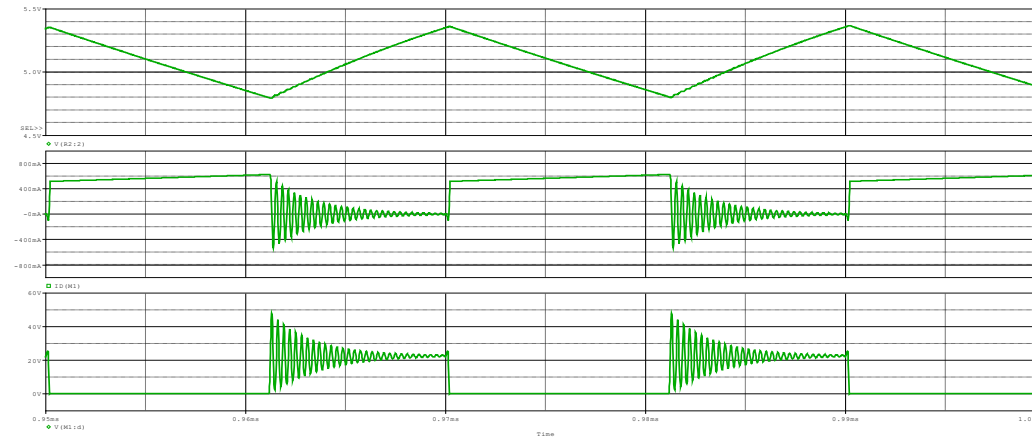


Figura 2.19 Detalhes de formas de onda com dispersão. Acima: Tensão de saída. No meio: corrente no transistor. Abaixo: Tensão sobre o transistor.

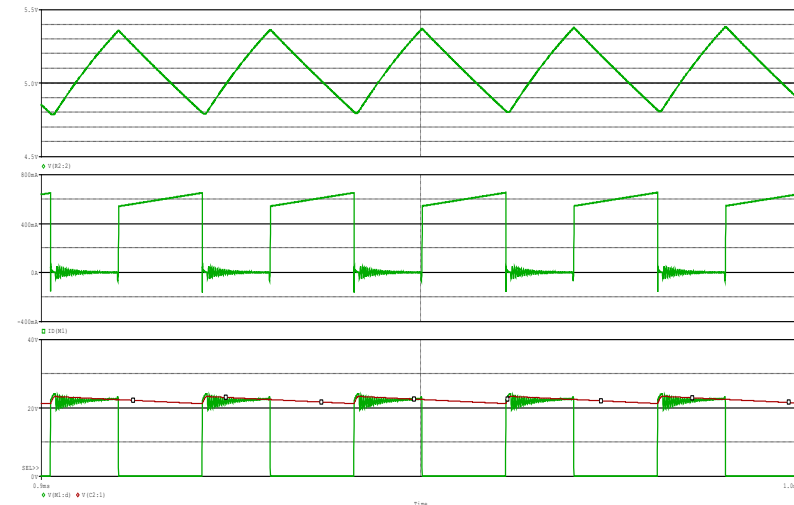
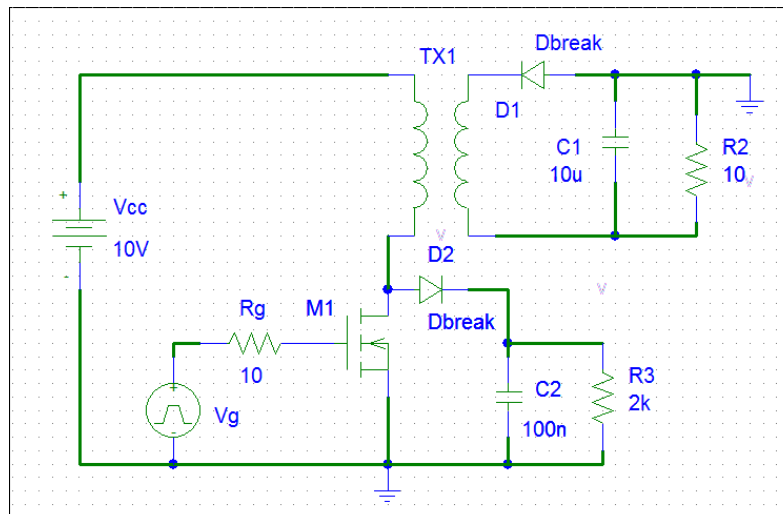
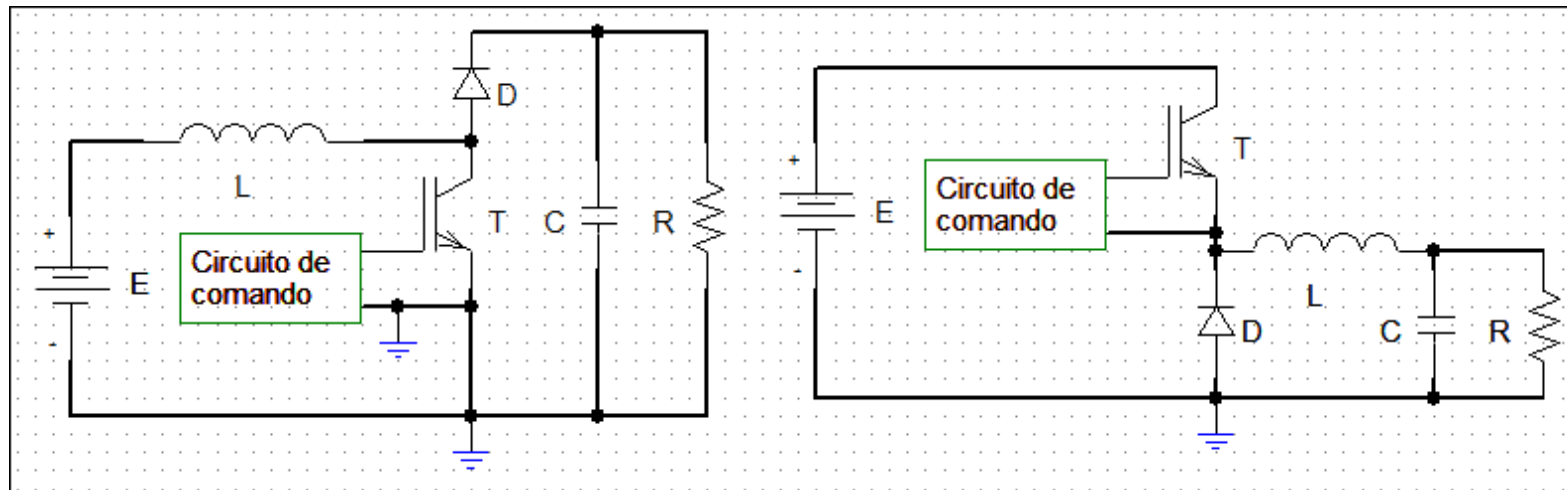


Figura 2.20 Conversor *fly-back* com *clamber* de tensão para limitação de sobretensão e contenção de oscilação.

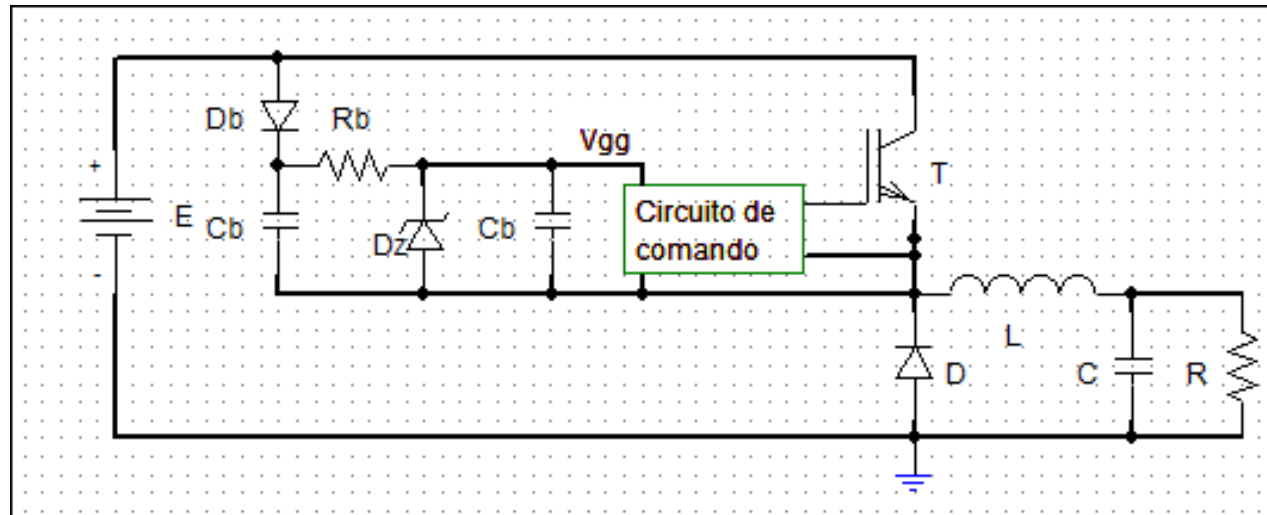
2.8 Comando de transistores “high-side”

O sinal de comando do transistor sempre está referenciado ao emissor (TBP ou IGBT) ou fonte/source (MOSFET). Quando tal terminal tem um potencial constante, como é o caso do conversor *boost*, o circuito de comando pode ser alimentado pela própria fonte E, adequando o nível de tensão à necessidade do comando (por exemplo, limitando a tensão por meio de um diodo zener). Em especial em IGBTs e MOSFETs que têm mínima exigência de corrente, essa é uma solução bastante simples e eficaz.



Conversor *boost*, com transistor “low-side” e *buck*, com transistor “high-side”.

Quando o transistor está em conexão “high-side”, o potencial de referência fica se alternando entre a tensão de entrada (E), quando o transistor conduz, e a tensão zero, quando o diodo conduz. Para garantir que o transistor efetivamente entre em condução é preciso manter o terminal de *gate* entre 10 e 15 V acima do potencial de emissor ou *source*, o que não pode ser feito aproveitando a própria tensão E.



Esquema simplificado de circuito *bootstrap*.

Antes de iniciar as comutações do transistor, como a saída do conversor tem tensão nula, isso permite carregar os capacitores C_b através da própria carga R . A tensão V_{gg} fica limitada pelo diodo zener. Essa tensão, referenciada ao emissor (*source*) do transistor, possibilitará comandar adequadamente o dispositivo na primeira comutação. A partir disso, a cada vez que o diodo conduzir, o potencial de emissor (*source*) é trazido para zero, possibilitando a reposição de carga aos capacitores C_b .

Uma restrição para o funcionamento do *bootstrap* é que sempre ocorra chaveamento, ou seja, não é possível operar com 100% de largura de pulso.