

chave passiva (o diodo). Esses conversores são: Buck, Boost, Buck-Boost, Cuk, SEPIC e Zeta, que podem ser vistos na figura 1.1.

O transistor funciona sempre ou na região de corte (sem conduzir corrente) ou na região de saturação (transistor conduzindo com mínima tensão de saturação). Controlando a corrente de base (transistor bipolar) ou tensão de gate (FET), podemos manter o transistor conduzindo o tempo que for necessário.

Só temos controle sobre o transistor, pois a condução do diodo depende de fatores do circuito, que veremos mais tarde. Assim, para que tenhamos um conversor que mantenha a tensão de saída constante, é preciso que um sinal de controle da saturação do transistor seja gerado por um circuito externo ao conversor. Esse circuito de controle deve gerar todas as informações necessárias, tais como: frequência de chaveamento, tensão de referência estabilizada e circuito de compensação em frequência.

Vamos ver como funciona o conversor BOOST (veja figura 1.1). Para simplificar e facilitar o entendimento, vamos supor estado estável, ou seja, a tensão no capacitor é constante e a corrente de saída também. O transistor está sendo posto na saturação e no corte a uma frequência F_s , de modo que, ora o transistor conduz, ora o diodo conduz. Quando o transistor conduz, o indutor está diretamente ligado à tensão de entrada e supondo-se que a tensão de saída seja maior que a tensão de entrada (um fato real no conversor BOOST), o diodo estará inversamente polarizado e a tensão no capacitor fornecerá a corrente para a carga (Resistor). Quando o transistor corta, o diodo conduz e o indutor fornece corrente para a saída (resistor e capacitor). Essa corrente deve ser tal que reponha as cargas perdidas pelo capacitor no instante anterior e supra a corrente no resistor.

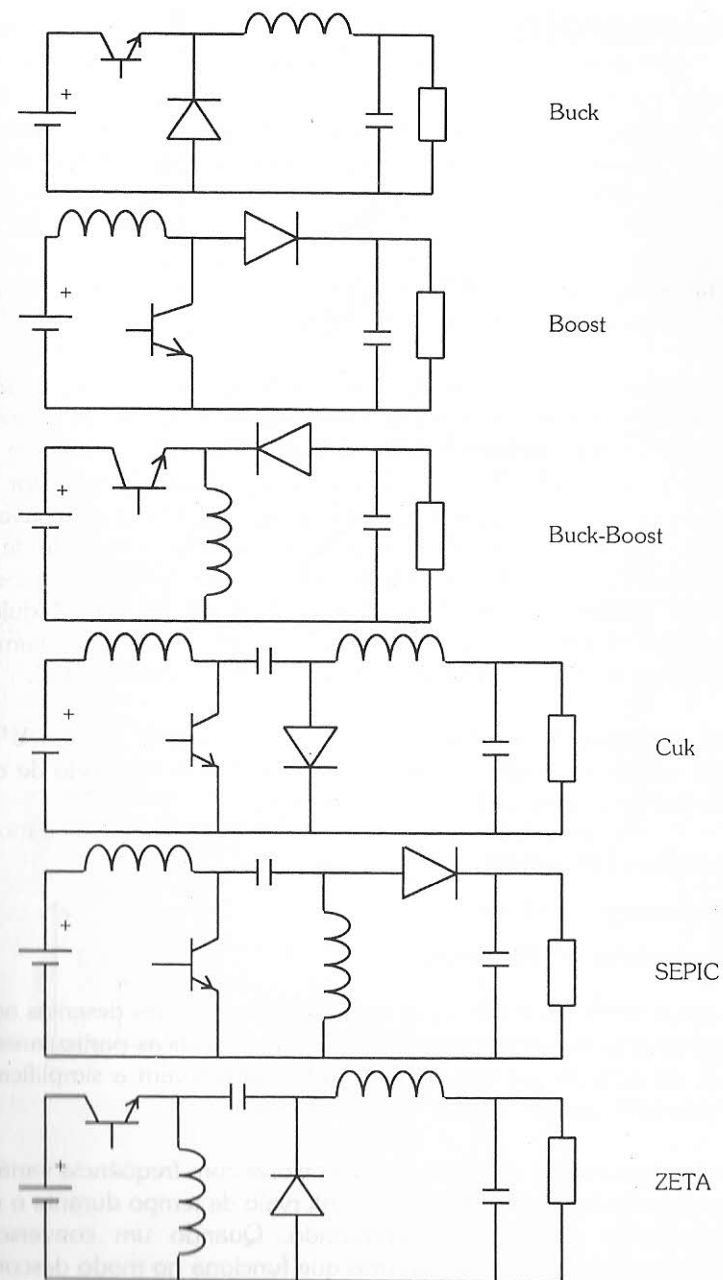


Figura 1.1 - Circuito de conversores com duas chaves (um transistor e um diodo).

Os conversores Buck, Boost e Buck-Boost são os circuitos mais simples que podemos obter para a conversão de tensão DC/DC. Seus circuitos são formados por duas chaves, um capacitor e um indutor. As chaves são compostas por um diodo e um transistor. O transistor é a chave ativa, pois podemos controlar seu tempo de condução e corte, e o diodo é a chave passiva, porque seu tempo de condução é definido pela condição de operação do conversor.

Os outros três conversores, Cuk, Sèpic e Zeta são formados também por duas chaves, mas possuem dois capacitores e dois indutores. São também os circuitos mais simples que podemos obter com esses componentes.

Existem outros circuitos que, na verdade, são derivações desses circuitos. Um exemplo é o conversor Forward que nada mais é que o conversor Buck com transformador isolador de tensão.

Neste capítulo, vamos ver como funcionam esses conversores. A análise em regime estático supõe que o conversor está funcionando no estado estável, ou seja, a chave ativa comuta com frequência e largura de pulso constantes e não existe nenhuma variação na tensão de entrada e corrente de saída. Com isso, poderemos supor que uma tensão na saída do conversor deve ser, também, constante. Essa tensão na saída possui uma ondulação decorrente da comutação do transistor e diodo que causa uma variação de corrente no indutor. Essa ondulação deve ser muito menor que a tensão de saída, pois todo ruído em fontes de tensão é prejudicial ao funcionamento de circuitos que são por elas alimentados. A suposição de ruído muito menor que a tensão de saída será mais importante para a análise AC, quando estaremos interessados no comportamento do circuito, quando fazendo parte de um elo de realimentação.

2.1 - Conversão Buck

Este tipo de conversor é utilizado quando desejamos uma redução da tensão de saída em relação à tensão de entrada. A tensão de saída possui mesma polaridade da tensão de entrada. O ruído gerado para a saída é baixo devido à configuração do circuito L1 C1, que forma um filtro passa baixa. A tensão de entrada recebe pulsos do transistor (quando conduzindo), sendo assim, o conversor Buck gera alto ruído para a alimentação de entrada. Vemos na figura 2.1, o circuito e algumas formas de ondas do conversor Buck.

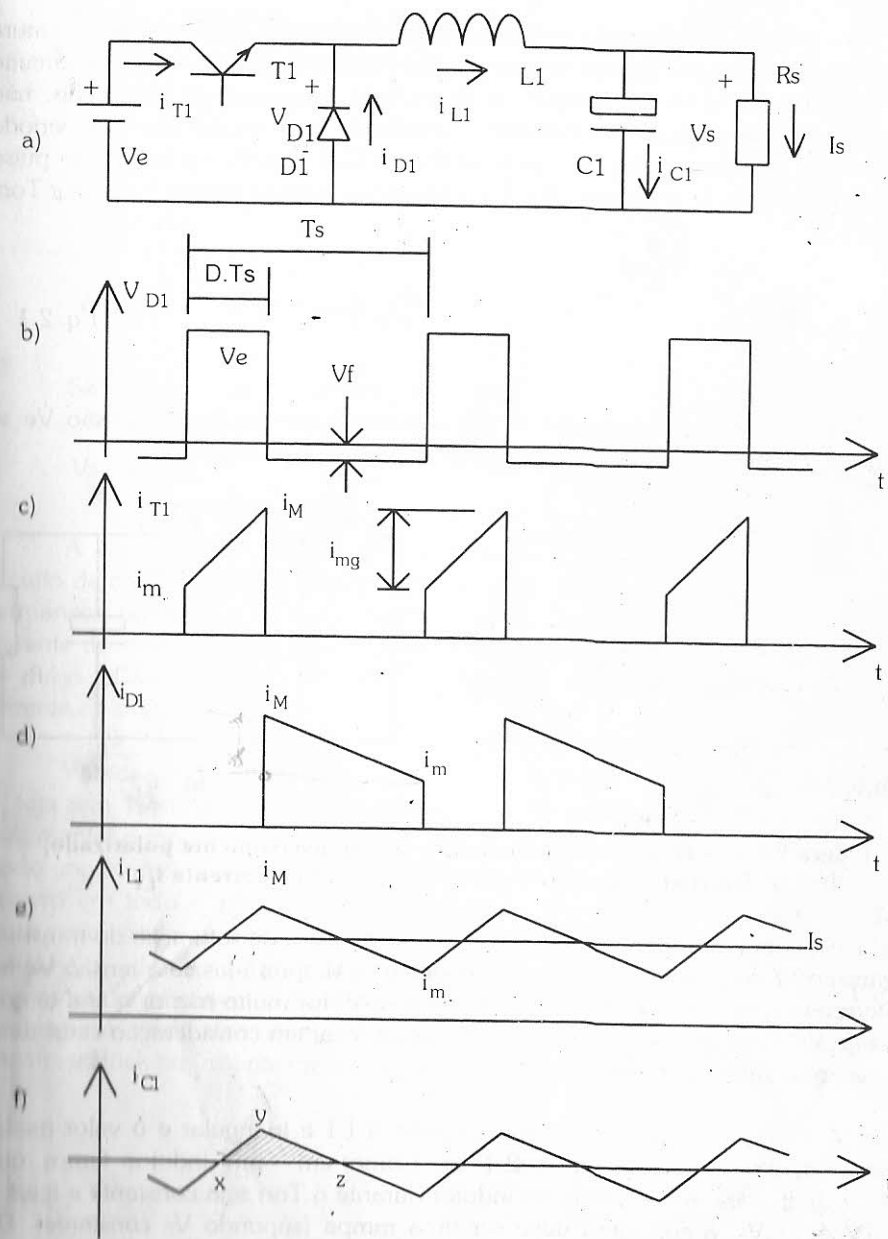


Figura 2.1 - Circuito e formas de ondas de um conversor Buck.

O circuito funciona da seguinte maneira: quando o transistor T1 satura (entra em condução), a tensão de entrada V_e é conectada diretamente ao circuito L1, C1 e R_s . Durante esse período o diodo está inversamente polarizado, não influenciando no circuito. O transistor permanece conduzindo por um período $D \cdot T_s$, sendo T_s a frequência de repetição ($F_s = 1/T_s$) e D define a largura de pulso no regime estático. D varia entre 0 e 1 e, definindo o tempo de condução por T_{on} , temos:

$$D = \frac{T_{on}}{T_s} \quad \text{Eq. 2.1}$$

Quando o transistor corta, o diodo passa à condução e a tensão V_e se desliga do circuito. Na figura 2.2, vemos os dois estados do circuito.

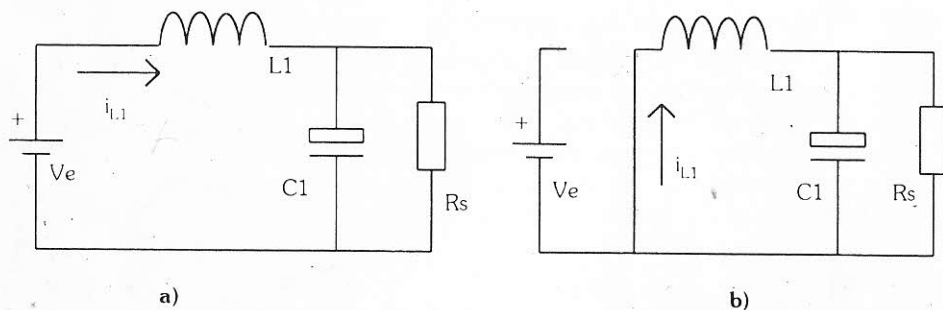


Figura 2.2 - a) Transistor conduzindo e diodo inversamente polarizado, b) Transistor no corte e diodo conduzindo a corrente i_{L1} .

Na figura 2.2, estamos desprezando a tensão V_{ce} de saturação do transistor e a tensão V_f do diodo. Na prática, só poderemos desprezá-las se a tensão V_e for muito maior que a tensão V_{ce} de saturação e se V_f for muito menor que a tensão de saída V_s . Para os cálculos que seguem vamos levar em consideração essas duas tensões, quando necessário.

A forma de onda da corrente no indutor L1 é triangular e o valor médio dessa corrente é I_s (veja figura 2.1 e). Como em um indutor temos que $V = L1 \cdot di/dt$, para que a tensão no indutor durante o T_{on} seja constante e igual a $V_e - V_{ce_{sat}} - V_s$, a corrente i deve ser uma rampa (supondo V_s constante). Da mesma maneira, durante o T_{off} a tensão no indutor será $-(V_s + V_f)$ e a rampa terá inclinação negativa. Podemos escrever que:

$$i_M = i_m = \frac{V_e - V_{ce_{sat}} - V_s}{L1} D T_s \quad \text{Eq. 2.1}$$

$$i_m = i_M = \frac{-(V_s + V_f)}{L1} (1 - D) T_s$$

Eliminando as correntes i_M e i_m , teremos:

$$V_s = D \cdot V_e - V_{ce_{sat}} D - (1 - D) V_f \quad \text{Eq. 2.2}$$

Se pudermos desprezar $V_{ce_{sat}}$ e V_f , teremos:

$$V_s = D \cdot V_e \quad \text{Eq. 2.3}$$

A equação 2.3 descreve o funcionamento básico do conversor Buck. O circuito de controle deve fornecer um valor de D de tal forma que a equação 2.3 permaneça válida (V_s é supostamente constante). Como esta não depende da corrente de saída, podemos pensar que a corrente não influa no valor da largura de pulso D . Na realidade, tanto $V_{ce_{sat}}$ quanto V_f variam ligeiramente com a corrente de saída I_s .

Vamos supor agora, que a corrente I_s diminui de valor até que a corrente i_m seja zero. Neste ponto, I_s é definida como a corrente mínima do conversor Buck para manter o modo contínuo de corrente. Dizemos que um conversor funciona no modo contínuo de corrente, quando a soma das correntes nas chaves é diferente de zero em todo o período de chaveamento T_s , ou seja, a corrente nas duas chaves não pode ser zero simultaneamente. Isso significa que tanto o transistor quanto o diodo não podem deixar de conduzir em um período T_s . Caso as duas chaves deixem de conduzir durante T_s , dizemos que o conversor funciona no modo descontínuo de corrente. Na figura 2.3, vemos o circuito do conversor Buck no instante em que funciona no modo descontínuo de corrente.

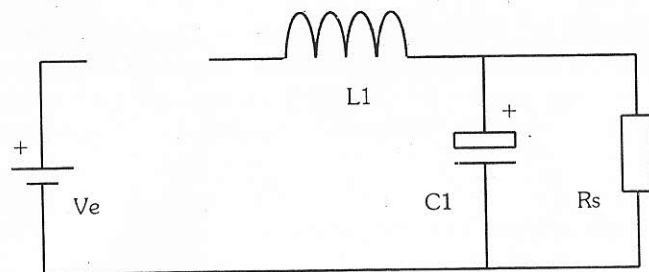


Figura 2.3 - Circuito do conversor Buck durante o período do modo descontinuo de corrente.

Vemos que o transistor e o diodo estão cortados e a corrente em L1 é zero. A corrente mínima de saída para manter o modo contínuo de corrente pode ser calculada da seguinte maneira: fazendo $i_m = 0$ na equação 2.1 e eliminando Vs, temos:

$$i_M = \frac{D(V_e(1-D) + (1-D)(V_f - V_{ce_{sat}}))}{L1f_s} \quad \text{Eq. 2.4}$$

Como $I_s = \frac{i_M - i_m}{2}$ e sendo $i_m = 0$, temos:

$$I_{s_{min}} = \frac{D(V_e(1-D) + (V_f - V_{ce_{sat}})(1-D))}{2L1f_s} \quad \text{Eq. 2.5}$$

Na equação 2.5, podemos desprezar os termos com $V_f - V_{ce_{sat}}$ pois essas tensões são de valores aproximadamente iguais. A equação 2.5 se resume a:

$$I_{s_{min}} = \frac{D(1-D)V_e}{2L1f_s} \quad \text{Eq. 2.6}$$

Substituindo a equação 2.3 em 2.6, teremos:

$$I_{s_{min}} = \frac{(1-D)V_s}{2L1f_s} \quad \text{Eq. 2.7}$$

Como Vs, L1 e fs são constantes, o valor da corrente mínima varia com a largura de pulso D. Para mantermos o conversor sempre no modo contínuo, devemos escolher o pior caso que será obtido quando D for mínimo, ou seja, o valor de D usado na equação 2.7 deve ser o calculado para tensão Ve máxima.

Exemplo 2.1

Qual a variação da largura de pulso necessária para regular uma fonte do tipo Buck, cuja tensão de entrada pode variar de 10 Volts até 20 Volts e a tensão de saída desejada é de 5 Volts?

Sendo a frequência de chaveamento de 20 kHz, calcule a indutância necessária para manter uma corrente mínima para o modo contínuo em 1 Ampere. Suponha $V_f = 0.6$ Volts e $V_{ce_{sat}} = 0.8$ Volts.

Solução:

Resolvendo a equação 2.2, teremos:

para $V_e = 20$ Volts encontramos $D = 0.2828$

para $V_e = 10$ Volts encontramos $D = 0.5714$

Se desprezarmos V_f e $V_{ce_{sat}}$ encontraremos

$D = 0.25$ e $D = 0.5$

Pela equação 2.7 podemos calcular o valor do indutor. Vamos usar $D = 0.2828$.

$L1 = 89.65 \mu\text{H}$ ($\mu\text{H} = \text{micro Henries} = 10^{-6} \text{ Henries}$)

Se usarmos $D = 0.25$, teremos $L1 = 93.75 \mu\text{H}$

Notamos que a variação entre o valor correto de D e o valor aproximado, é de 11.5%, o que não é desprezível, neste caso.

Em uma fonte de tensão, é desejável que a tensão de saída permaneça constante independentemente de variações na tensão de entrada ou variações de corrente na saída. No exemplo 2.1, vemos que o circuito de controle deve ser capaz de variar a largura de pulso entre 0.2828 até 0.5714, conforme o valor da tensão de entrada. Variações na corrente de saída não influem no controle, mas se a corrente de saída coloca o conversor funcionando no modo descontinuo, a largura de pulso começa a variar com a corrente de saída, também.

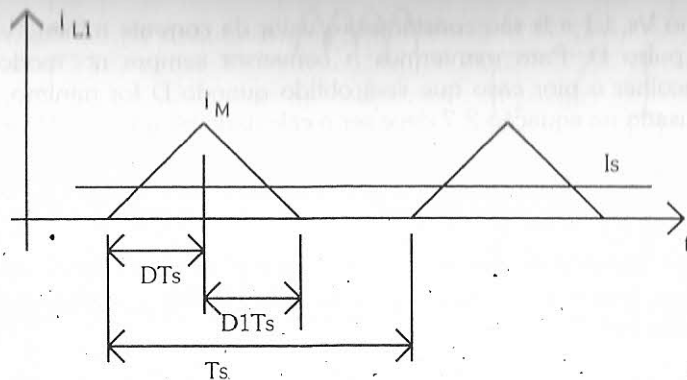


Figura 2.4 - Forma de onda de corrente do indutor L1 em um conversor Buck no modo descontínuo de corrente.

A corrente de saída é igual ao valor médio da corrente no indutor e assim, podemos escrever que:

$$I_s = D \frac{i_M}{2} + D1 \frac{i_M}{2} \quad \text{Eq. 2.8}$$

Utilizando as equações 2.1 e 2.8, fazendo $i_m = 0$ e desprezando V_f e $V_{ce_{sat}}$, encontramos:

$$D = \sqrt{\frac{2V_s I_s L1 F_s}{V_e (V_e - V_s)}} \quad \text{Eq. 2.9}$$

Se substituirmos os valores calculados no exemplo 2.1, para o caso simplificado (desprezando V_f e $V_{ce_{sat}}$) encontraremos $D = 0.25$.

A equação 2.9 pode ser reescrita de outra maneira de modo a obtermos a relação entre V_s/V_e . Depois de um pouco de álgebra encontramos:

$$V_s = \frac{2V_e}{1 + \sqrt{1 + \frac{8L1F_s}{R_s D^2}}} \quad \text{Eq. 2.10}$$

Pela equação 2.10 podemos notar que a largura de pulso D passou a variar com R_s e com V_e . Esta equação só é válida para o conversor Buck funcionando no modo descontínuo de corrente. O valor da corrente i_M pode ser calculado por:

$$i_M = \sqrt{\frac{2V_s I_s (V_e - V_s)}{V_e L1 F_s}} \quad \text{Eq. 2.11}$$

O tempo de condução do diodo pode ser calculado por $D1T_s$ sendo:

$$D1 = \sqrt{\frac{2(V_e - V_s) I_s L1 F_s}{V_e V_s}} \quad \text{Eq. 2.12}$$

As duas equações acima são derivadas das equações 2.1 e 2.8.

O capacitor $C1$ em paralelo com a carga R_s serve para diminuir a ondulação causada pela componente alternada da corrente do indutor $L1$. No modo contínuo, a quantidade de carga suprida para o capacitor pode ser calculada pela área do triângulo XYZ da figura 2.1f. A carga é dada por:

$$\Delta Q = \frac{1}{2} \frac{T_s}{2} \frac{i_M - i_m}{2} \quad \text{Eq. 2.13}$$

A variação de tensão em um capacitor está relacionada à carga que ele adquire por:

$$\Delta V_c = \frac{\Delta Q}{C1}$$

Eliminando $i_M - i_m$ da equação 2.13, encontramos:

$$\Delta V_c = \frac{D(1 - D)V_e}{8L1C1F_s^2} \quad \text{Eq. 2.14}$$

O capacitor pode ser calculado pela equação 2.14, bastando para isso, definir qual a ondulação desejada. Valores muito baixos para a ondulação

ocasionarão valores de capacitância elevados e quanto maior a frequência de chaveamento, menor será o valor do capacitor.

No modo descontínuo, a equação 2.14 permanece válida se levarmos em conta que no limite entre modo contínuo e descontínuo, teremos a pior condição para ondulação do modo descontínuo, e a equação 2.14 é correta neste limite.

Devemos lembrar também, que todo capacitor possui uma resistência série que faz a ondulação medida e a calculada parecerem diferentes.

Para especificar o transistor e o diodo em um conversor Buck, devemos notar que as tensões e correntes envolvidas são facilmente determinadas. Para a tensão máxima do transistor pode ser visto que:

$$V_{ce_{max}} \geq V_{e_{max}} + V_f \quad \text{Eq. 2.15}$$

e a tensão máxima no diodo é:

$$V_{rr} \geq V_{e_{max}} - V_{ce_{sat}} \quad \text{Eq. 2.16}$$

a corrente máxima RMS no diodo é: (use I_s máximo)

$$I_{D_{RMS}} = \sqrt{\frac{5}{6} \frac{V_s(1-D)}{L_1 F_s}} \sqrt{(1-D) \left(1 + \frac{6}{5} \frac{I_s L_1 F_s}{(1-D) V_s} \right)} \quad \text{Eq. 2.17}$$

a corrente média no diodo é: (use I_s máximo)

$$I_{D1_{avg}} = (1-D)I_s \quad \text{Eq. 2.18}$$

a corrente máxima RMS no transistor é:

$$I_{T_{RMS}} = \sqrt{\frac{5}{6} \left(\frac{V_e - V_s}{L_1 F_s} \right) D} \sqrt{D \left(1 + \frac{6 I_s L_1 F_s}{5 D (V_e - V_s)} \right)} \quad \text{Eq. 2.19}$$

e a corrente média é:

$$I_{T_{avg}} = D I_s \quad \text{Eq. 2.20}$$

Os componentes que são usados como chave possuem outros parâmetros que devem ser levados em consideração e que se referem à velocidade com que podem funcionar como chaves. Em transistores, os fabricantes fornecem o *Crossover Time* que é o tempo em que o transistor leva na transição entre conduzindo e cortado para cargas indutivas. Esse tempo limita a frequência máxima que pode ser usada por um transistor quando comutando cargas indutivas. A potência perdida no transistor durante o crossover time, t_c , é dada por

$$P_p = \frac{1}{2} I_M V_{ce_{max}} \frac{t_c}{T_s} \quad \text{Eq. 2.21}$$

A potência perdida no chaveamento pode se somar à potência perdida por condução durante o T_{on} . Essa potência perdida total não deve exceder a capacidade de dissipação do transistor. Se for necessário, devemos colocar um dissipador de calor para manter a temperatura de junção dentro dos limites especificados pelo fabricante.

Agora já estamos em condições de calcular e especificar todos os componentes de um conversor Buck.

2.1.1 - Conversão Forward

O conversor Forward nada mais é que o conversor Buck com isolamento entre tensão de entrada V_e e tensão de saída V_s . O transformador TR1 realiza essa isolamento e permite que a relação entre espiras seja usada para ajustar a largura de pulso mínima e máxima entre valores melhor dimensionados. O esquema elétrico e algumas formas de onda do circuito podem ser vistos na figura 2.5.

O circuito funciona da seguinte maneira: quando o transistor T1 satura, a tensão de entrada V_e é colocada nos terminais de entrada do transformador TR1. Este é o enrolamento primário do transformador e possui N_1 espiras. O enrolamento secundário possui N_3 espiras e nesse instante, a tensão que aparece em seus terminais é dada pela relação de espiras n entre primário e secundário. Assim temos:

$$n = \frac{N_1}{N_3} \quad \text{Eq. 2.22}$$

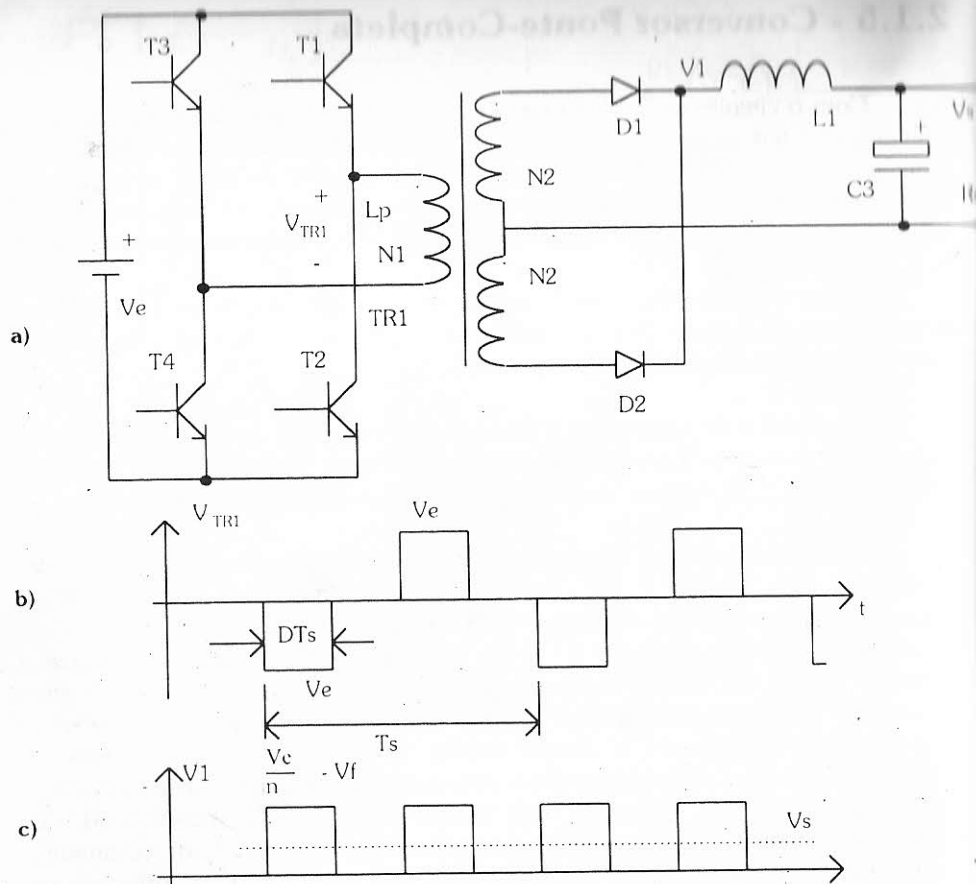


Figura 2.10 - Conversor Ponte-Completa.

2.2 - Conversor Boost

Este tipo de conversor é usado quando se deseja uma tensão de saída maior que a tensão de entrada. A tensão de saída possui mesma polaridade que a tensão de entrada. O ruído gerado para a saída é alto, pois pulsos de corrente são fornecidos a cada período T_s para o capacitor de saída $C1$. O ruído gerado para a entrada é baixo porque o indutor $L1$, diretamente ligado na tensão de entrada, mantém a variação de corrente de entrada sem pulsos. Vemos na figura 2.11, o circuito e algumas formas de ondas do conversor Boost.

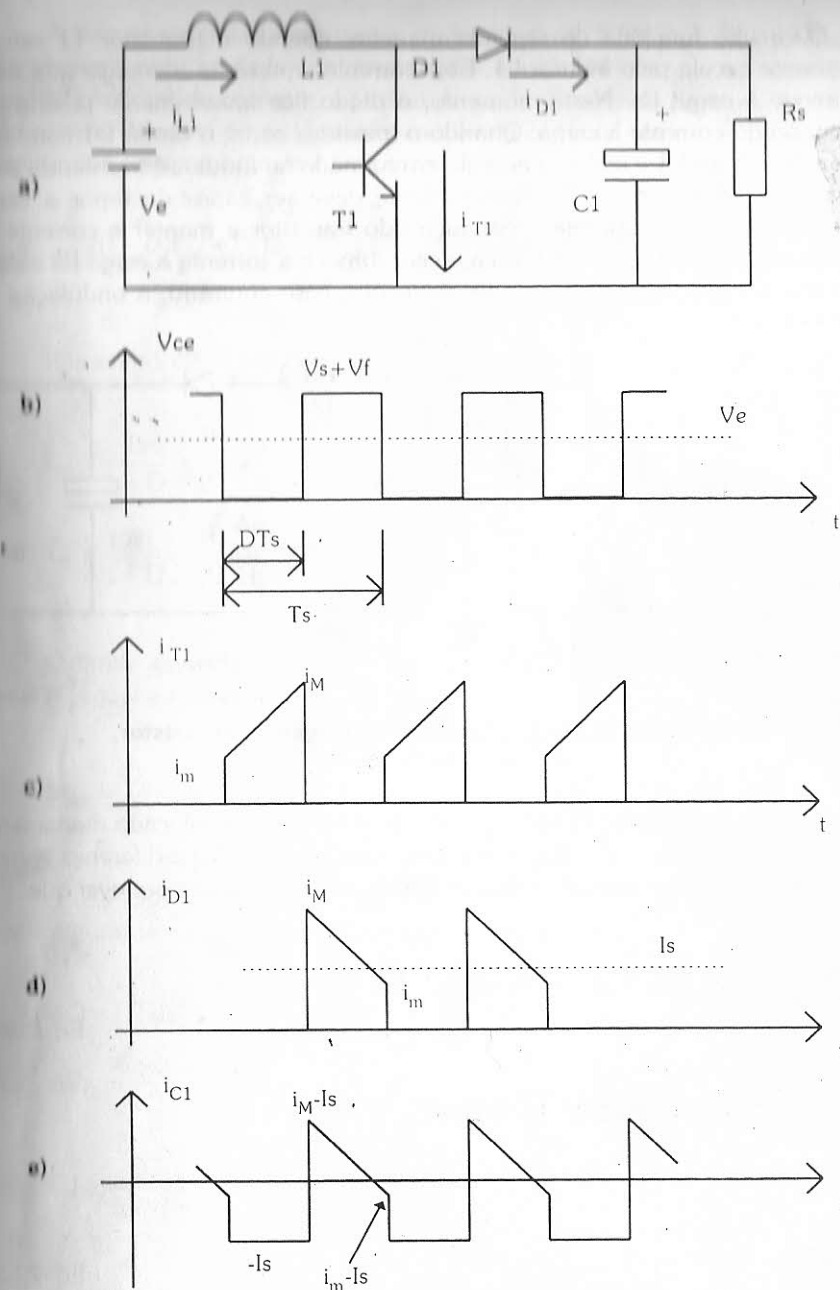


Figura 2.11 - Conversor Boost.

O circuito funciona da seguinte maneira: quando o transistor T1 satura, uma corrente circula pelo indutor L1. Essa corrente representa a energia que deve ser entregue à carga Rs. Neste momento, o diodo fica inversamente polarizado, não fornecendo corrente à carga. Quando o transistor corta, o diodo D1 conduz a corrente do indutor L1 e assim, a energia armazenada no indutor é transferida para a carga Rs e ao capacitor C1. Essa corrente deve ser capaz de repor a carga perdida pelo capacitor durante a condução do transistor e manter a corrente I_s . Durante a condução do transistor, o capacitor fornece a corrente à carga Rs e deve manter a tensão de saída sem grandes variações, caso contrário, a ondulação de saída será alta.

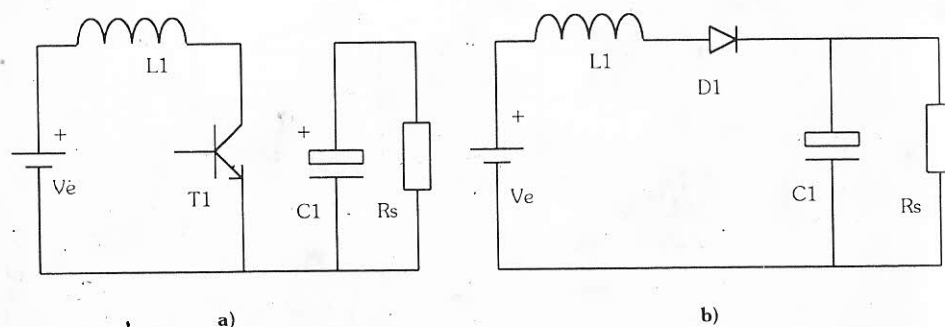


Figura 2.12 - Conversor boost a) condução do transistor, b) condução do diodo.

Quando o transistor T1 satura, a tensão de entrada é colocada diretamente nos terminais do indutor L1 e durante o corte, a tensão em L1 é a diferença entre a tensão de saída Vs e a tensão de entrada. Sendo assim, podemos escrever que:

$$V_e = L1 \frac{i_M - i_m}{DT_s} \quad \text{Eq. 2.52}$$

$$V_s - V_e = L1 \frac{i_M - i_m}{(1-D)T_s}$$

Eliminando as correntes em 2.52, temos:

$$V_s = \frac{V_e}{1-D} - V_f \quad \text{Eq. 2.53}$$

A largura de pulso deve variar conforme a eq. 2.53 para que a tensão de saída se mantenha regulada contra variações em V_e . Mais uma vez notamos que no modo contínuo de corrente, a tensão de saída independe da corrente de saída I_s . A corrente de saída é igual ao valor médio da corrente que passa por D1 pois o capacitor não dissipa potência e temos:

$$I_s = \frac{(1-D)(i_M + i_m)}{2} \quad \text{Eq. 2.54}$$

Resolvendo 2.52 e 2.54 para as correntes, temos

$$i_M = \frac{I_s}{1-D} + \frac{DV_e}{2L1F_s} \quad \text{Eq. 2.55}$$

$$i_m = \frac{I_s}{1-D} - \frac{DV_e}{2L1F_s}$$

O limite entre modo contínuo e modo descontinuo pode ser calculado fazendo i_m igual a zero na equação 2.55 e encontramos:

$$I_{s_{\min}} = \frac{D_{\min}(1-D_{\min})V_{e_{\max}}}{2L1F_s} \quad \text{Eq. 2.56}$$

O valor do capacitor de saída pode ser calculado pela carga perdida pelo capacitor durante a condução do transistor e é dada por:

$$\Delta Q = DT_s I_s \quad \text{Eq. 2.57}$$

$$\Delta V_C = \frac{\Delta Q}{C1}$$

$$C1 \geq \frac{DI_s}{\Delta V_C F_s} \quad \text{Eq. 2.58}$$

A equação 2.58 permite calcular o valor da capacitância necessária para manter a ondulação ΔV_C dentro de limites especificados.

Para calcular a tensão de saída com o conversor funcionando no modo descontínuo, vamos fazer i_m igual a zero nas equações 2.52 e 2.54 e substituindo 1-D por D1 (já que no modo descontínuo existe um tempo morto onde nem o transistor nem o diodo estarão conduzindo) e eliminando D1 e i_m e como $V_s = I_s R_s$ obtemos:

$$V_s^2 - V_e V_s - \frac{D^2 V_e^2 R_s}{2 L_1 F_s} = 0$$

Resolvendo para V_s :

$$V_s = \frac{V_e}{2} \left(1 + \sqrt{1 + \frac{2 D^2 R_s}{L_1 F_s}} \right) \quad \text{Eq. 2.59}$$

Podemos calcular também, os valores de D e D1 por (utilize as mesmas equações 2.52 e 2.54):

$$D = \frac{1}{V_e} \sqrt{2 L_1 F_s I_s (V_s - V_e)} \quad \text{Eq. 2.60}$$

$$D1 = \frac{2 L_1 F_s I_s}{D V_e}$$

Pela equação 2.59 vemos mais uma vez a variação da tensão de saída V_s com a tensão de entrada V_e e com a corrente de saída I_s (R_s). A largura de pulso D deve variar de modo a compensar essas variações, se quisermos tensão constante na saída.

O dimensionamento do transistor e diodo quanto à tensão pode ser facilmente verificado e temos $V_{ce_{max}} = V_s + V_f$ e a tensão reversa máxima no diodo é $V_{rmax} = V_s$. As correntes no transistor e diodos são calculadas por meio de i_m e i_M da equação 2.55.

Exemplo 2.4

Calcule os componentes do conversor da figura 2.11a, supondo funcionamento no modo descontínuo de corrente. São dados:

$$f_s = 20 \text{ kHz} \quad V_s = 24 \text{ Volts} \quad I_{smax} = 2 \text{ Amp.}$$

$$I_{smin} = 0.2 \text{ Amp.} \quad V_{e_{max}} = 15 \text{ Volts} \quad V_{e_{min}} = 9 \text{ Volts}$$

$$V_f = 0.5 \text{ Volts} \quad V_{cesat} = 0$$

Solução:

Vamos, inicialmente, definir a largura de pulso para o modo descontínuo. A largura de pulso é máxima quando a corrente de saída for máxima e a tensão de entrada for mínima. Não podemos usar a eq. 2.59 porque não conhecemos o valor de L_1 . Sabemos que no limite entre o modo contínuo e modo descontínuo a corrente $i_m = 0$, mas o tempo morto pode ser também zero quando V_e for mínima. Aplicando a eq. 2.53 para $V_e = 9 \text{ V}$ e $V_s = 24 \text{ V}$, temos ($V_f = 0.5$):

$$D_{max} = 0.63265$$

Agora podemos utilizar a eq. 2.49 para calcular L_1 e encontramos:

$$L_1 = 26.016 \text{ uH}$$

A largura de pulso mínima pode ser calculada para $V_e = 15 \text{ V}$ e $I_s = 0.2 \text{ Amp.}$ ($R_s = V_s / I_s$) e encontramos:

$$D_{min} = 0.0929$$

O capacitor pode ser calculado pela equação 2.48 e temos:

$$C1 = 3163 \text{ uF} \text{ (não estamos preocupados com o valor comercial do componente)}$$

2.3 - Conversor Buck-Boost

Este conversor inverte a polaridade da tensão de saída em relação à da tensão de entrada e permite tanto tensões de saída menor quanto maior que a tensão de entrada. O ruído gerado tanto para saída quanto para a entrada são altos devido à forma pulsante das correntes no transistor e diodo. Na figura 2.13, podemos ver seu circuito e algumas formas de ondas.

O conversor funciona da seguinte maneira: vamos desprezar V_f e V_{cesat} para simplificação das equações, e vamos supor estado estável de corrente na saída e tensão de entrada. Durante a condução do transistor, o diodo fica

inversamente polarizado e, portanto, não conduz corrente. neste instante, a tensão aplicada ao indutor é igual à tensão de entrada V_e . Supondo que durante o período de condução do transistor a variação de corrente no indutor seja $i_M - i_m$ e a largura de pulso seja D , teremos:

$$V_e = L1 \frac{i_M - i_m}{DT_s} \quad \text{Eq. 2.61}$$

Quando o transistor entra no corte, o diodo passa à condução e a tensão no indutor é agora a tensão de saída V_s e podemos escrever:

$$V_s = L1 \frac{i_M - i_m}{(1-D)T_s} \quad \text{Eq. 2.62}$$

Nas equações 2.61 e 2.62, estamos supondo que o conversor funciona no modo contínuo de corrente. Eliminando as correntes dessas duas equações, temos:

$$V_s = \frac{D}{1-D} V_e \quad \text{Eq. 2.63}$$

Pela equação 2.63 vemos que, mais uma vez, no modo contínuo, a tensão de saída V_s não depende da corrente de saída I_s . A tensão V_s é negativa e já foi levado em consideração no cálculo da eq. 2.63. Podemos notar, também, que a tensão V_s pode ser maior que V_e se a largura de pulso D for maior que 0.5.

A corrente fornecida pelo indutor à carga é igual à corrente média que passa pelo diodo; assim:

$$I_s = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_{D1}(t) dt$$

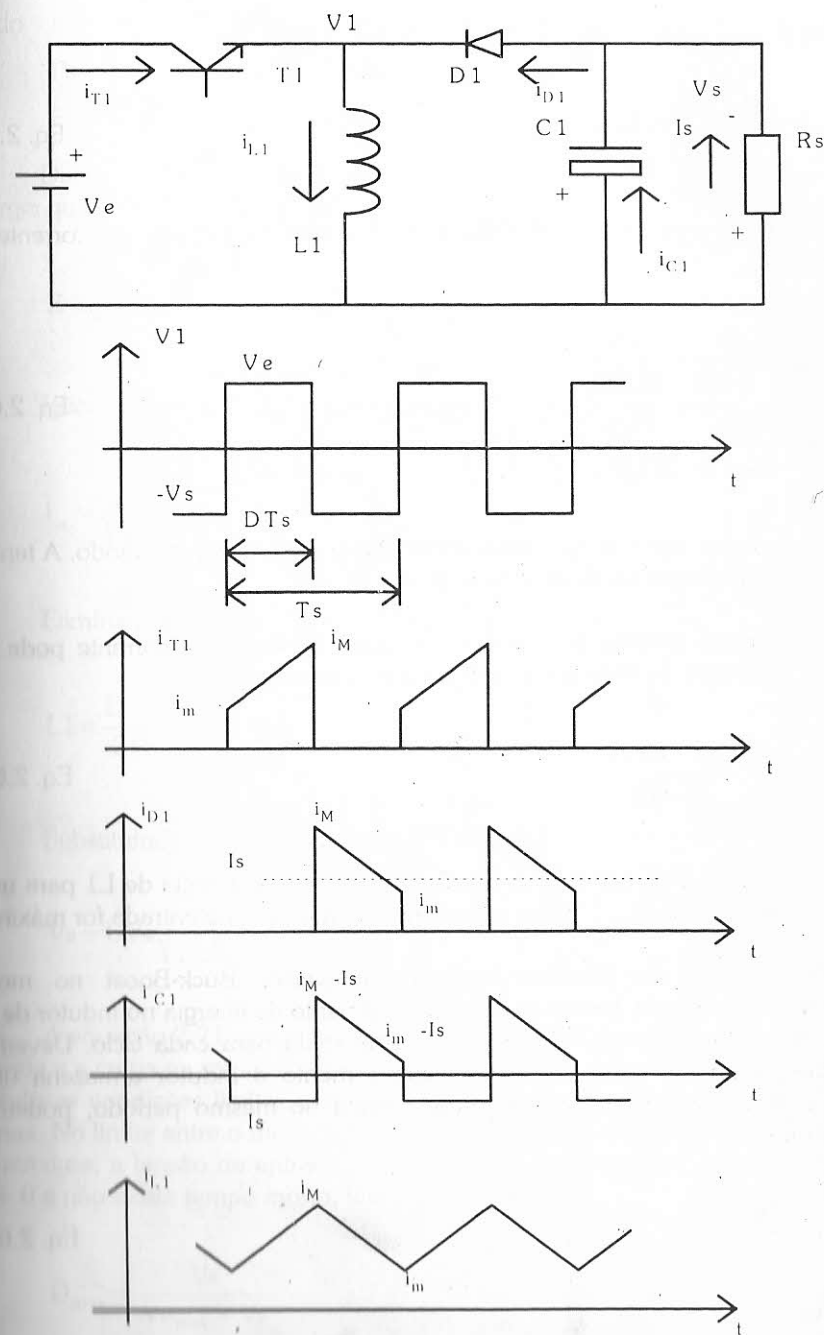


Figura 2.13 - Conversor Buck-Boost.

e obtemos

$$I_s = \frac{(1-D)(i_M - i_m)}{2} \quad \text{Eq. 2.64}$$

Com as equações 2.61, 2.62 e 2.64 podemos calcular as correntes e obtemos:

$$\begin{aligned} i_M &= \frac{I_s}{1-D} + \frac{D V_e}{2 L_1 F_s} \\ i_m &= \frac{I_s}{1-D} - \frac{D V_e}{2 L_1 F_s} \end{aligned} \quad \text{Eq. 2.65}$$

Com essas correntes podemos dimensionar o transistor e o diodo. A tensão máxima no transistor e no diodo é $V_{e_{\max}} + V_s$.

A corrente mínima para manter o modo contínuo de corrente pode ser calculada fazendo $i_m = 0$ na equação 2.65 e encontramos:

$$I_{s_{\min}} = \frac{D(1-D)V_e}{2 L_1 F_s} \quad \text{Eq. 2.66}$$

A equação 2.66 serve para calcular o valor da indutância de L_1 para uma dada corrente mínima $I_{s_{\min}}$. O pior caso é quando a tensão de entrada for máxima.

O princípio de funcionamento do conversor Buck-Boost no modo descontínuo de corrente, baseia-se no armazenamento de energia no indutor de tal modo que essa energia mantém a potência de saída para cada ciclo. Devemos notar que, como em cada período de chaveamento o indutor armazena uma energia que é entregue totalmente para a saída no mesmo período, podemos escrever que:

$$E = \frac{P_s}{F_s} \quad \text{Eq. 2.67}$$

sendo E = energia armazenada no indutor

P_s = potência de saída ($V_s I_s$)

F_s = frequência de chaveamento

Durante o período de condução do transistor, o indutor armazena uma energia que é dada por:

$$E = \frac{1}{2} L_1 i_M^2 \quad \text{Eq. 2.68}$$

Igualando-se as energias nas equações 2.67 e 2.68, obtemos:

$$i_M = \sqrt{\frac{2 P_s}{L_1 F_s}} \quad \text{Eq. 2.69}$$

Eliminando i_M nas equações 2.61 e 2.69, obtemos:

$$L_1 = \frac{D^2 V_e^2}{2 P_s F_s} \quad \text{Eq. 2.70}$$

Substituindo P_s por V_s^2 / R_s , encontramos:

$$V_s = D V_e \sqrt{\frac{R_s}{2 L_1 F_s}} \quad \text{Eq. 2.71}$$

A equação 2.71 mostra a dependência da tensão de saída com a tensão de entrada e a carga na saída R_s . Com a equação 2.70 podemos calcular o indutor L_1 usando as condições limites para o modo descontínuo que são: $V_{e_{\min}}$, D_{\max} e $P_{s_{\max}}$. No limite entre o modo contínuo e descontínuo, quando a largura de pulso for máxima, a tensão de entrada será mínima e, como nesta condição a corrente $i_m = 0$ e não existe tempo morto, temos:

$$D_{\max} = \frac{V_s}{V_{e_{\min}} + V_s} \quad \text{Eq. 2.72}$$

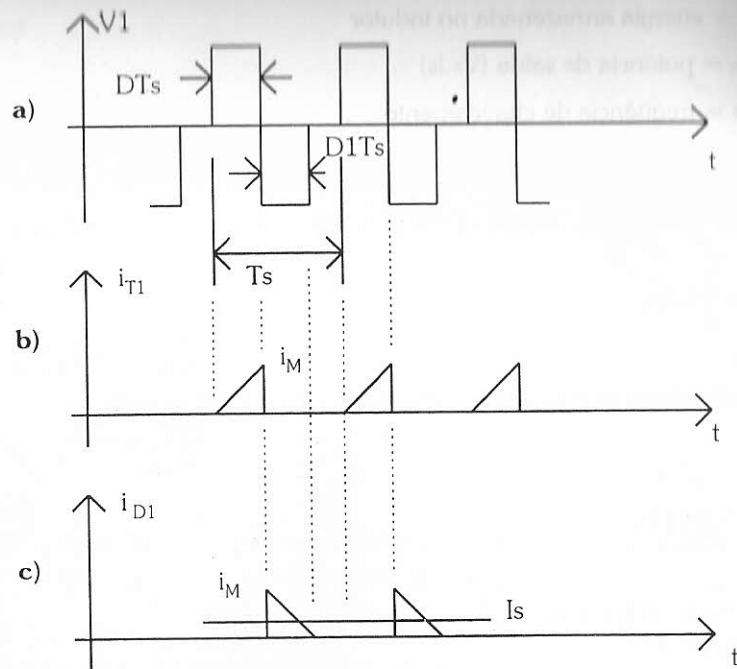


Figura 2.14 - Formas de onda do conversor Buck-Boost no modo descontínuo.

A largura de pulso de condução do diodo ψT_s é o tempo em que a corrente no indutor se descarrega (desde i_M) e temos:

$$V_s = L1 \frac{i_M}{D1 T_s}$$

substituindo i_M pela equação 2.69

$$D1 = \sqrt{\frac{2 L1 F_s}{R_s}} \quad \text{Eq. 2.73}$$

O cálculo da capacitância de C1 é idêntico ao do capacitor de saída do conversor Boost e é dado pela equação 2.58 que repetiremos aqui:

$$C1 \geq \frac{D I_s}{\Delta V_c F_s} \quad \text{Eq. 2.74}$$

A equação 2.74 também serve para o modo descontínuo se considerarmos a corrente I_s máxima e largura de pulso D máxima (condição de potência máxima e tensão de entrada mínima, sem tempo morto).

Exemplo 2.5

Calcule os componentes do conversor Buck-Boost da figura 2.13a, sendo dadas as seguintes condições:

$$V_{e_{\max}} = 9$$

$$\text{Volts } V_{e_{\min}} = 15$$

$$\text{Volts } F_s = 20 \text{ kHz}$$

$$I_{s_{\max}} = 5 \text{ Amp.}$$

$$\text{Modo descontínuo de corrente } V_s = 12 \text{ Volts } \Delta V_c = 20 \text{ mVolts}$$

Solução:

A largura de pulso máxima é calculada pela eq. 2.72 e obtemos

$$D_{\max} = 0.5714$$

A potência de saída máxima é

$$P_s = 12 \cdot 5 = 60 \text{ Watts}$$

Pela eq. 2.70 calculamos L1 com $V_e = 9 \text{ V}$ e $D = D_{\max}$

$$L1 = 11,02 \text{ uH}$$

O capacitor é calculado por 2.74 e encontramos

$$C1 = 7142 \text{ uF (não estamos interessados no valor comercial do componente)}$$

O pico máximo de corrente no transistor é (eq. 2.69)

$$i_M = 23,33 \text{ Amp.}$$

A tensão máxima tanto no diodo quanto no transistor é

$$V_{\max} = 50 + 12 = 27 \text{ Volts}$$