

隔离型开关变换器

非隔离型开关变换器的输入部分与负载部分存在电气连接通路,当输入电源电压高于人体的安全耐压时,非隔离型开关变换器存在安全性问题。为了实现开关变换器输入部分与负载部分的电气隔离,需要在开关变换器中加入高频变压器。加入高频变压器的开关变换器称为隔离型开关变换器。隔离型开关变换器中的高频变压器主要有两个作用:

- (1) 引入隔离,使电源和负载两个直流系统之间绝缘;
- (2) 改变输出-输入电压传输比。

根据隔离型开关变换器中直流输入功率是从变压器原边绕组的一端输入,还是从变压器原边绕组的一端和另一端交替输入,隔离型开关变换器分为两大类:单端隔离型开关变换器和双端隔离型开关变换器。

单端隔离型开关变换器在一个开关周期内的直流输入功率只从变压器原边绕组的一端输入,其变压器磁芯只工作在 $B-H$ 平面的第一象限,磁芯不能得到充分利用。常用的单端隔离型开关变换器包括反激(Flyback)变换器、正激(Forward)变换器、双管正激变换器和双管反激变换器。

双端隔离型开关变换器在一个开关周期内的直流输入功率从变压器原边绕组的一端和另一端交替输入,其变压器磁芯工作在 $B-H$ 平面的第一和第三象限,磁芯得到了充分利用。常用的双端隔离型开关变换器包括推挽(Push-Pull)变换器、半桥(Half Bridge)变换器和全桥(Full Bridge)变换器。

本章详细分析反激变换器和正激变换器的电路拓扑、工作模式、稳态特性以及电路参数设计,系统分析推挽变换器、全桥变换器和半桥变换器的电路拓扑、工作模式和稳态特性。

3.1 反激变换器

3.1.1 电路拓扑

图 3.1 所示为反激变换器电路拓扑,由输入电源 v_g 、变压器 T 、开关管 S 、二极管 VD 、电容 C 和负载电阻 R 构成,其中 L_m 表示变压器的励磁电感。该电路由 Buck-Boost 变换器推衍而来,可看成将 Buck-Boost 变换器中的电感换成变压器绕组 N_1 和 N_2 相互耦合的电

感而得到。反激变换器的变压器比较特殊,不仅起到隔离、变压作用,还具有储能电感的作用,称为储能变压器(或电感-变压器)。

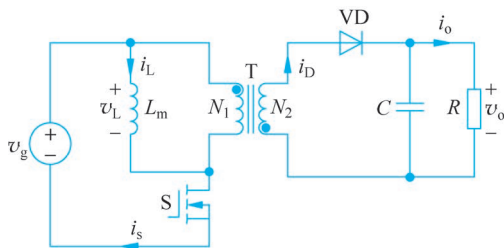


图 3.1 反激变换器电路拓扑

反激变换器不需要输出滤波电感,所用元器件少,电路简单,有利于减小体积和降低成本,常用于小功率(功率小于 300W)和多路输出开关电源。

3.1.2 CCM 反激变换器工作原理

当励磁电感电流波形连续时,反激变换器工作于 CCM。如图 3.2 所示,在一个开关周期内,CCM 反激变换器有工作模式 I 和工作模式 II,其工作波形如图 3.3 所示。如图 3.3 所示,在一个开关周期 T 内,开关管 S 的导通时间为 $t_{on}=DT$,关断时间为 $t_{off}=(1-D)T$, D 为开关管导通占空比。由图 3.2 和图 3.3 可知,

(1) 工作模式 I: S 导通、 VD 关断,输入电压 v_g 施加在变压器原边励磁电感 L_m 两端,原边绕组 N_1 两端电压 v_1 的极性为上正下负。由于变压器原边绕组 N_1 和副边绕组 N_2 互为异名端,则 N_2 两端电压 v_2 的极性为上负下正,变压器副边二极管 VD 反向截止,副边绕组 N_2 没有电流流过。此时变压器储能,电容放电给负载。励磁电感电流 i_L 线性上升,且等于原边开关管电流 i_s ; 二极管电流 i_D 等于 0。励磁电感电压 $v_L=v_1=v_g$, N_2 两端电压 $v_2=-\frac{N_2}{N_1}v_g$ 。

(2) 工作模式 II: S 关断、 VD 导通, N_1 绕组没有电流, N_1 两端电压 v_1 的极性变为上负下正,副边绕组 N_2 两端电压 v_2 的极性变为上正下负,变压器副边二极管 VD 导通,变压器在上一个工作模式储存的能量通过 VD 释放给负载。励磁电感电流 i_L 线性下降,且等于副边二极管电流 i_D 。 N_2 两端电压 $v_2=v_o$, 励磁电感电压 $v_L=v_1=-\frac{N_1}{N_2}v_o$ 。

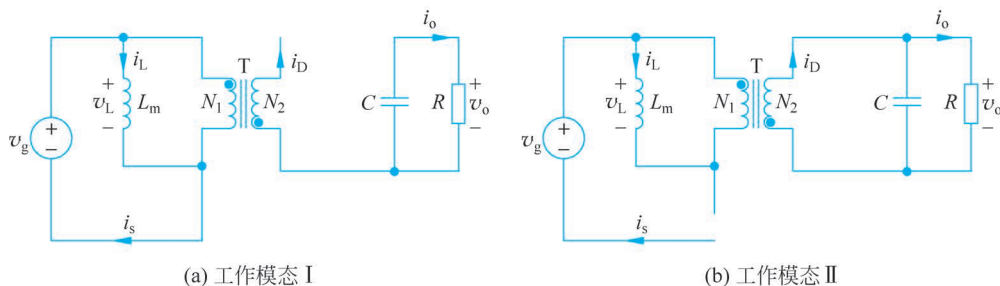


图 3.2 CCM 反激变换器工作模式

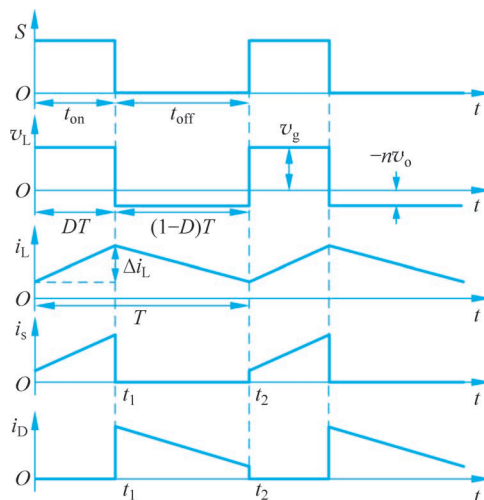


图 3.3 CCM 反激变换器工作波形

根据伏秒平衡原理,稳态时励磁电感电压平均值为 0,所以

$$\bar{v}_L = v_g D - \frac{N_1}{N_2} v_o (1 - D) = 0 \quad (3.1)$$

由式(3.1)可得 CCM 反激变换器的电压增益为

$$M = \frac{v_o}{v_g} = \frac{1}{n} \cdot \frac{D}{1 - D} \quad (3.2)$$

其中,变压器匝比 $n = \frac{N_1}{N_2}$ 。式(3.2)表明,CCM 反激变换器与 CCM Buck-Boost 变换器相比,电压增益多了变压器匝比的倒数关系。

3.1.3 DCM 反激变换器工作原理

励磁电感电流波形断续时,反激变换器工作于 DCM。如图 3.4 所示,在一个开关周期内,DCM 反激变换器有工作模式 I、工作模式 II 和工作模式 III,其工作波形如图 3.5 所示。在图 3.5 中, $D_1 T$ 、 $D_2 T$ 和 $D_3 T$ 分别为工作模式 I、工作模式 II 和工作模式 III 的持续时间,开关管 S 的导通时间为 $t_{on} = D_1 T$,关断时间为 $t_{off} = (D_2 + D_3) T$ 。

工作模式 I 和工作模式 II 的工作原理与 CCM 反激变换器一致,在此不再赘述。工作模式 II 结束时刻,变压器能量完全释放,即励磁电感电流下降至 0,DCM 反激变换器进入工作模式 III。此时,原边绕组 N_1 和副边绕组 N_2 中电流均为 0,电容 C 向负载提供能量。

由励磁电感的伏秒平衡原理可得

$$\bar{v}_L = v_g D_1 - \frac{N_1}{N_2} v_o D_2 = 0 \quad (3.3)$$

化简式(3.3),得到 DCM 反激变换器的电压增益为

$$M = \frac{v_o}{v_g} = \frac{N_2}{N_1} \cdot \frac{D_1}{D_2} \quad (3.4)$$

与 DCM Buck-Boost 变换器的推导过程类似,DCM 反激变换器有

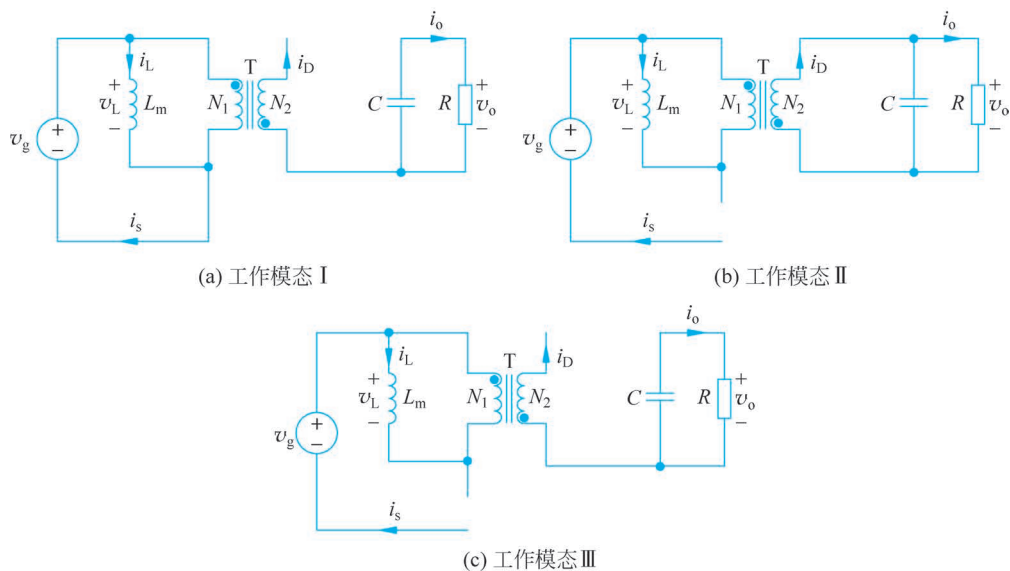


图 3.4 DCM 反激变换器工作模式

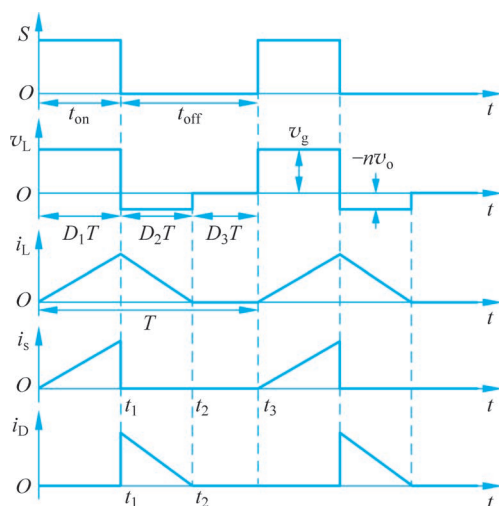


图 3.5 DCM 反激变换器工作波形

$$\bar{i}_D = \bar{i}_o \quad (3.5)$$

采用面积平均法,对图 3.5 中的二极管电流求平均值得

$$\bar{i}_D = \frac{1}{2} D_2 I_{L2} \quad (3.6)$$

其中, $I_{L2} = \frac{N_1}{N_2} I_{L1}$, I_{L1} 为励磁电感电流峰值, I_{L2} 为 I_{L1} 等效到变压器副边的值。

由电感电流公式可知

$$I_{L1} = \frac{v_g}{L_m} D_1 T \quad (3.7)$$

又因为

$$\bar{i}_o = \frac{v_o}{R} \quad (3.8)$$

联立式(3.5)~式(3.8)得

$$D_2^2 = \left(\frac{N_2}{N_1}\right)^2 \frac{2L_m}{RT} \quad (3.9)$$

由式(3.9)可解得

$$D_2 = \frac{N_2}{N_1} \sqrt{\frac{2L_m}{RT}} = \sqrt{\frac{2L'_m}{RT}} \quad (3.10)$$

式中, L'_m 为 L_m 等效到变压器副边的值。

将式(3.10)代入式(3.4), 可得 DCM 反激变换器的电压增益 M 为

$$M = \frac{v_o}{v_g} = \frac{1}{n} \cdot \frac{D_1}{\sqrt{K}} \quad (3.11)$$

其中, $K = \frac{2L'_m}{RT}$ 。式(3.11)表明, DCM 反激变换器与 DCM Buck-Boost 变换器相比, 电压增益仍是多了变压器匝比的倒数关系。

3.1.4 电路参数设计

1. 励磁电感参数设计

励磁电感电流波形临界连续时, 反激变换器工作于 BCM。BCM 反激变换器的励磁电感电流波形如图 3.6 所示, 在开关管导通阶段, 励磁电感电流波形与开关管电流波形一致; 在开关管关断阶段, 励磁电感电流波形与二极管电流波形一致。

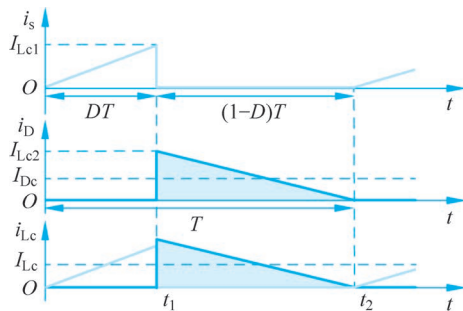


图 3.6 BCM 反激变换器的励磁电感电流波形

由图 3.6 得 BCM 反激变换器的开关管电流峰值 I_{Lc1} 为

$$I_{Lc1} = \frac{1}{L_{c1}} v_g DT \quad (3.12)$$

其中, L_{c1} 为临界电感。

根据变压器电流匝比关系, 得 BCM 反激变换器的二极管电流峰值 I_{Lc2} 为

$$I_{Lc2} = n I_{Lc1} = \frac{1}{L_{c1}} n v_g DT \quad (3.13)$$

其中, n 为变压器匝比, $n = \frac{N_1}{N_2}$ 。

由图 3.6 得二极管电流平均值为

$$I_{Dc} = \frac{1}{2} I_{L2} \cdot (1 - D) = \frac{1}{2L_{cl}} n v_g D(1 - D) T \quad (3.14)$$

由于反激变换器输出电流平均值等于二极管电流平均值, 则有

$$\frac{v_o}{R} = \frac{1}{2L_{cl}} n v_g D(1 - D) T \quad (3.15)$$

式(3.15)化简得

$$L_{cl} = \frac{n R v_g}{2 V_o} D(1 - D) T \quad (3.16)$$

由式(3.2)得 BCM 反激变换器的占空比为

$$D = \frac{n v_o}{v_g + n v_o} \quad (3.17)$$

将式(3.17)代入式(3.16), 得到临界电感为

$$L_{cl} = \frac{R T n^2 v_g^2}{2(v_g + n v_o)^2} \quad (3.18)$$

因此, 若反激变换器工作于 CCM, 则需设计电感 $L > L_{cl} = \frac{R T n^2 v_g^2}{2(v_g + n v_o)^2}$; 若反激变换器工

作于 DCM, 则需设计电感 $L < L_{cl} = \frac{R T n^2 v_g^2}{2(v_g + n v_o)^2}$ 。

2. 器件选择

DCM 反激变换器应用较多, 下面主要对 DCM 反激变换器的开关管和二极管进行额定电压和额定电流选择。

1) 开关管选择

由工作原理分析可知, 在一个开关周期内, DCM 反激变换器的开关管电流波形 i_s 如图 3.7 所示。在图 3.7 中, 开关管电流峰值为

$$I_{L, \max} = \frac{1}{L_m} v_g D_1 T = \frac{1}{n^2 L'_m} v_g D_1 T \quad (3.19)$$

由式(3.11)得 DCM 反激变换器的占空比 D_1 为

$$D_1 = \frac{n \sqrt{K} v_o}{v_g} \quad (3.20)$$

将式(3.20)代入式(3.19)得

$$I_{L, \max} = \frac{\sqrt{K} v_o T}{n L'_m} \quad (3.21)$$

考虑留有一定的裕量, 开关管额定电流选为 $(1.5 \sim 2) I_{L, \max}$ 。

在一个开关周期内, DCM 反激变换器的开关管漏源电压波形 v_{ds} 如图 3.7 所示。在图 3.7 中, 开关管最大漏源电压为

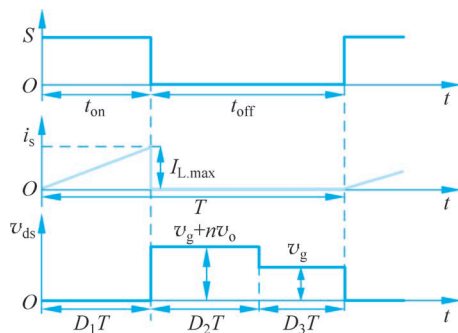


图 3.7 DCM 反激变换器开关管电流和漏源电压波形

$$v_{ds, \max} = v_g + nv_o \quad (3.22)$$

考虑留有一定的裕量,开关管额定电压选为 $(2 \sim 3)V_{ds, \max}$ 。

2) 二极管选择

DCM 反激变换器的二极管电流 i_D 在一个开关周期内的波形如图 3.8 所示,峰值为

$$I_{L2, \max} = nI_{L, \max} = \frac{\sqrt{K}v_o T}{L'_m} \quad (3.23)$$

考虑留有一定的裕量,二极管额定电流选为 $(1.5 \sim 2)I_{L2, \max}$ 。

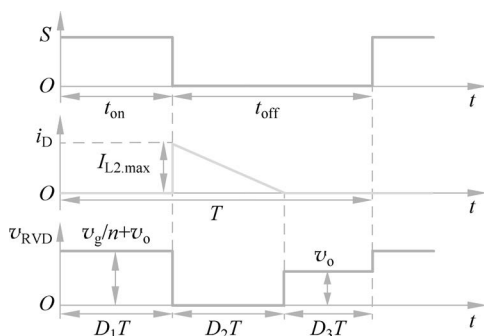


图 3.8 DCM 反激变换器二极管电流和电压波形

在一个开关周期内,DCM 反激变换器的二极管电压波形 v_{RVD} 如图 3.8 所示。在图 3.8 中,二极管在工作模式 I 时承受最大反向电压,有

$$v_{RVD, \max} = \frac{v_g}{n} + v_o \quad (3.24)$$

考虑留有一定的裕量,二极管额定电压选为 $(2 \sim 3)v_{RVD, \max}$ 。

3.2 正激变换器

3.2.1 电路拓扑

正激变换器由 Buck 变换器推衍而来,其电路拓扑如图 3.9 所示,由输入电源 v_g 、变压器 T、开关管 S、二极管 $VD_1 \sim VD_3$ 、电感 L 、电容 C 和负载电阻 R 构成。其中,变压器 T 包

含原边绕组 N_1 、副边绕组 N_2 和磁复位绕组 N_3 。磁复位绕组 N_3 与二极管 VD_3 和电源 v_g 构成磁复位回路,对变压器进行磁复位,防止其进入磁饱和状态。变压器副边电路结构类似于 Buck 变换器。

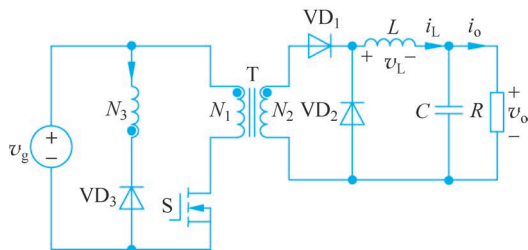


图 3.9 正激变换器电路拓扑

正激变换器的变压器工作点仅处于 $B-H$ 平面的第 I 象限,由于变压器磁芯单向磁化,仅利用了变压器磁芯的一半,磁芯没有得到充分利用;因此,同样的功率,其变压器体积、重量都较大,多用于对体积、重量、效率要求不高的场合。但正激变换器简单可靠,广泛用于功率为数百瓦到数千瓦的开关电源。

3.2.2 CCM 正激变换器工作原理

如图 3.10 所示,在一个开关周期内,CCM 正激变换器有工作模式 I、工作模式 II 和工作模式 III,其工作波形如图 3.11 所示。如图 3.11 所示,在一个开关周期 T 内,开关管 S 的导通时间为 $t_{on}=DT$,关断时间为 $t_{off}=(1-D)T$, D 为开关管导通占空比。由图 3.10 和图 3.11 可知,

(1) 工作模式 I: S 和 VD_1 导通, VD_2 和 VD_3 关断,输入电压 v_g 施加在变压器原边绕组 N_1 两端, N_1 两端电压 $v_1=v_g$,极性上正下负。由于变压器原边绕组 N_1 和复位绕组 N_3 互为异名端,则 N_3 两端电压 v_3 的极性为上负下正,二极管 VD_3 截止,有 $v_3=-\frac{N_3}{N_1}v_g$ 。由于变压器原边绕组 N_1 和副边绕组 N_2 互为同名端,则 N_2 两端电压 v_2 的极性为上正下负,变压器副边的二极管 VD_1 导通、 VD_2 截止,有 $v_2=\frac{N_2}{N_1}v_g$; 变压器副边绕组 N_2 、二极管 VD_1 、电感 L 与负载构成回路,供电给负载;电感 L 储能,电感电流 i_L 线性上升,电感电压 $v_L=\frac{N_2}{N_1}v_g-v_o$ 。

(2) 工作模式 II: S 和 VD_1 关断, VD_2 和 VD_3 导通, N_1 绕组没有电流, N_1 两端电压 v_1 的极性变为上负下正, N_2 两端电压 v_2 的极性变为上负下正, N_3 两端电压 v_3 的极性变为上正下负。输入电源 v_g 、复位绕组 N_3 和二二极管 VD_3 构成磁复位回路,对变压器进行去磁,此时有 $v_3=v_g$ 、 $v_1=-\frac{N_1}{N_3}v_g$ 和 $v_2=-\frac{N_2}{N_3}v_g$ 。电感 L 通过二极管 VD_2 续流,供电给负载;电感 L 释放能量,电感电流 i_L 线性下降,电感电压 $v_L=-v_o$ 。

(3) 工作模式 III: S 、 VD_1 和 VD_3 关断, VD_2 导通,磁复位过程结束,变压器的励磁电感电流下降至零,此时 $v_1=v_2=v_3=0$ 。电感 L 继续通过二极管 VD_2 向负载释放能量,电感

电流 i_L 继续线性下降,电感电压 $v_L = -v_o$,直至下一个开关周期到来。

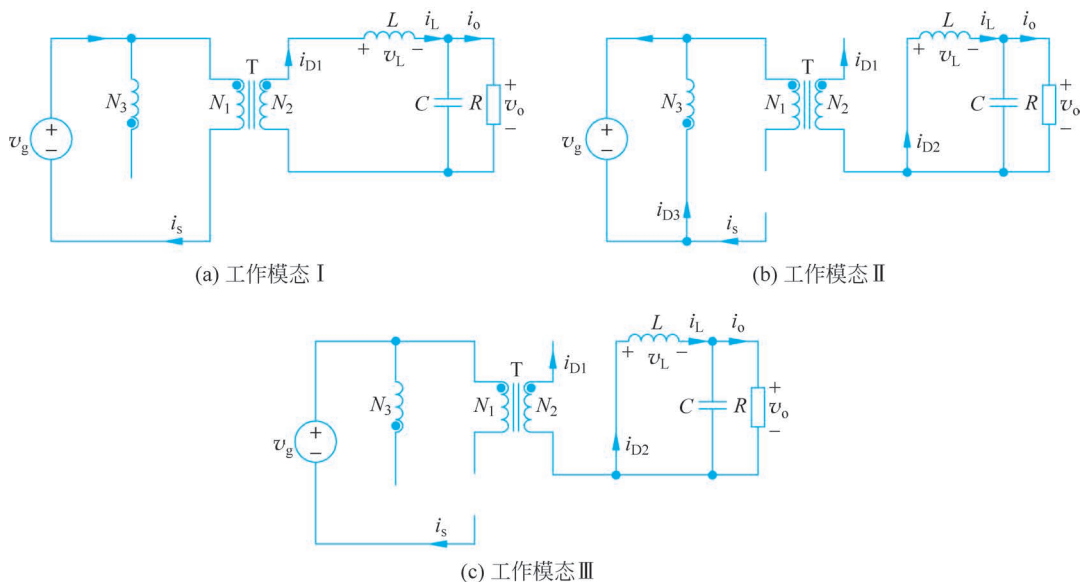


图 3.10 CCM 正激变换器工作模式

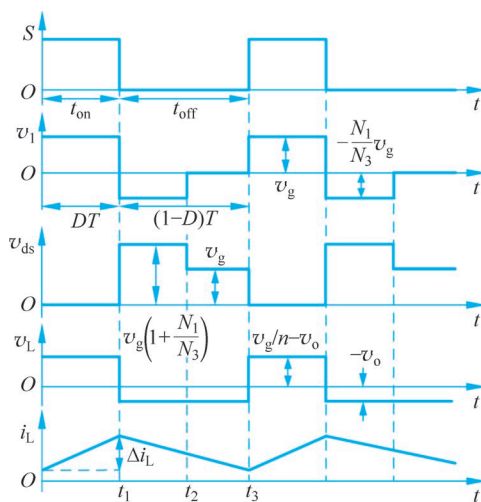


图 3.11 CCM 正激变换器工作波形

根据伏秒平衡原理,对电感 L 建立伏秒平衡表达式:

$$\left(\frac{N_2}{N_1} v_g - v_o \right) D - v_o (1 - D) = 0 \quad (3.25)$$

由式(3.25)可得 CCM 正激变换器的电压增益为

$$M = \frac{v_o}{v_g} = \frac{D}{n} \quad (3.26)$$

其中,变压器匝比 $n = \frac{N_1}{N_2}$ 。式(3.26)表明,CCM 正激变换器与 CCM Buck 变换器相比,电压增益多了变压器匝比的倒数关系。

3.2.3 DCM 正激变换器工作原理

如图 3.12 所示,在一个开关周期内,DCM 正激变换器有工作模式 I、工作模式 II、工作模式 III 和工作模式 IV,其工作波形如图 3.13 所示。图 3.13 中, $D_1 T$ 、 $D_3 T$ 分别为工作模式 I、工作模式 IV 的持续时间, $D_2 T$ 为工作模式 II 和工作模式 III 的持续时间,开关管 S 的导通时间为 $t_{\text{on}} = D_1 T$,关断时间为 $t_{\text{off}} = (D_2 + D_3) T$ 。

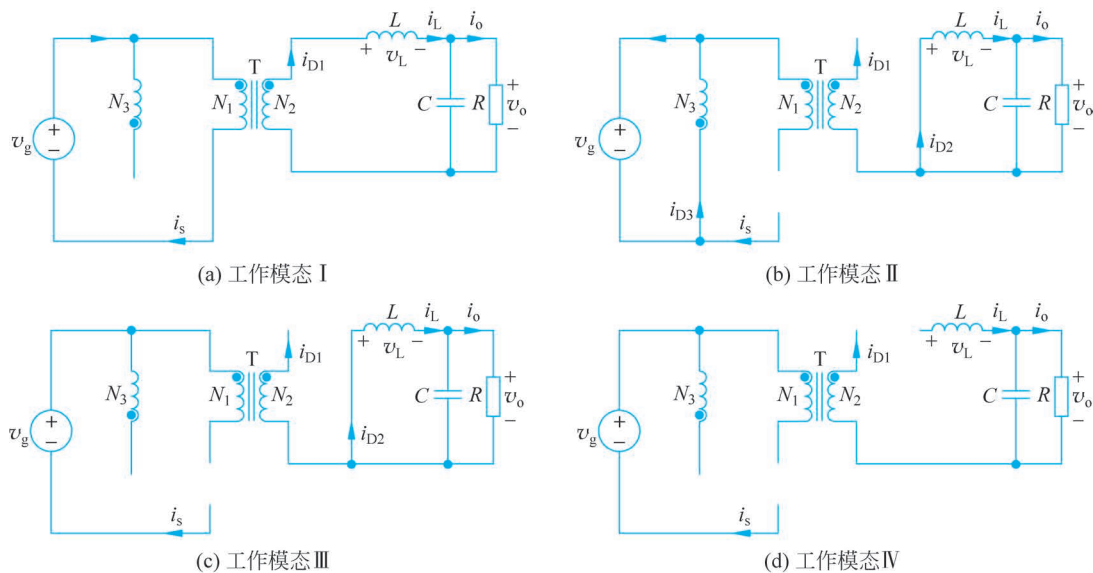


图 3.12 DCM 正激变换器工作模式

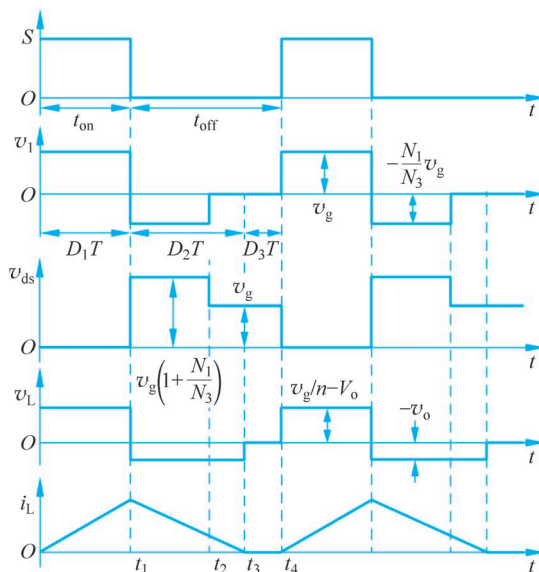


图 3.13 DCM 正激变换器工作波形

工作模式 I、工作模式 II 和工作模式 III 的工作原理与 CCM 正激变换器一致,在此不再赘述。工作模式 III 结束时刻,电感 L 能量完全释放,即电感电流 i_L 下降至 0,DCM 正激变

换器进入工作模态Ⅳ。此时,原边绕组 N_1 、副边绕组 N_2 和磁复位绕组 N_3 中的电流均为 0,电容 C 向负载提供能量。

对电感 L 建立伏秒平衡表达式:

$$\left(\frac{v_g}{n} - v_o\right) D_1 - v_o D_2 = 0 \quad (3.27)$$

化简上式得到 DCM 正激变换器的电压增益为

$$M = \frac{v_o}{v_g} = \frac{1}{n} \cdot \frac{D_1}{D_1 + D_2} \quad (3.28)$$

与 DCM Buck 变换器的推导过程类似,DCM 正激变换器有

$$\bar{i}_L = \bar{i}_o \quad (3.29)$$

采用面积平均法,对图 3.13 中的电感电流求平均值

$$\bar{i}_L = \frac{1}{T} \left[\frac{1}{2} (D_1 + D_2) T \cdot \frac{1}{L} \left(\frac{v_g}{n} - v_o \right) D_1 T \right] \quad (3.30)$$

又因为

$$\bar{i}_o = \frac{v_o}{R} \quad (3.31)$$

联立式(3.28)~式(3.31),得 DCM 正激变换器的电压增益 M 为

$$M = \frac{v_o}{v_g} = \frac{1}{n} \cdot \frac{2}{1 + \sqrt{1 + 4K/D_1^2}} \quad (3.32)$$

其中, $K = \frac{2L}{RT}$ 。

3.2.4 电路参数设计

1. 磁芯复位时间

正激变换器工作于工作模态Ⅰ时,变压器磁芯从原始状态被励磁(磁化),励磁电感电流线性上升。正激变换器工作于工作模态Ⅱ时,变压器进行磁芯复位,通过磁复位绕组使磁芯去磁,励磁电感电流线性下降;励磁电感电流下降到零,磁芯复位到原始状态。若无磁芯复位阶段,磁芯不断励磁,逐渐进入饱和状态,变压器不能正常工作。

正激变换器磁芯复位阶段,励磁电感电流波形和励磁电感电压波形,如图 3.14 所示。

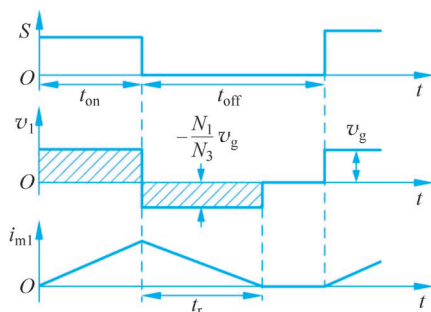


图 3.14 正激变换器磁芯复位过程

正激变换器工作于工作模态Ⅰ时,励磁电感电压 $v_{Lm} = v_1 = v_g$ 。正激变换器工作于工作模

态Ⅱ时,励磁电感电压 $v_{Lm} = v_1 = -\frac{N_1}{N_3} v_g$ 。

由电感伏秒平衡原理得

$$v_g t_{on} - \frac{N_1}{N_3} v_g t_r = 0 \quad (3.33)$$

由式(3.33)得到磁芯复位时间为

$$t_r = \frac{N_3}{N_1} t_{on} \quad (3.34)$$

因此,开关管的关断时间 t_{off} 必须大于 t_r , 保证变压器磁芯可靠复位。

2. 器件选择

CCM 正激变换器应用较多,下面主要对 CCM 正激变换器的开关管 and 二极管进行额定电压和额定电流选择。

1) 开关管选择

一个开关周期内,CCM 正激变换器的电感电流波形 i_L 如图 3.15 所示。由图 3.15 可知,电感电流变化量为

$$\Delta i_L = \frac{1}{L} \left(\frac{v_g}{n} - v_o \right) DT \quad (3.35)$$

则电感电流峰值为

$$I_{L, \max} = I_o + \frac{1}{2} \Delta i_L = I_o + \frac{1}{2L} \left(\frac{v_g}{n} - v_o \right) DT \quad (3.36)$$

由式(3.26)得占空比为

$$D = n \frac{v_o}{v_g} \quad (3.37)$$

将式(3.37)代入式(3.36)得

$$I_{L, \max} = I_o + \frac{(v_g - nv_o)v_o}{2Lv_g} T \quad (3.38)$$

开关管电流峰值为

$$I_{s, \max} = \frac{1}{n} I_{L, \max} = \frac{I_o}{n} + \frac{(v_g - nv_o)v_o}{2nLv_g} T \quad (3.39)$$

考虑留有一定的裕量,开关管额定电流选为 $(1.5 \sim 2) I_{s, \max}$ 。

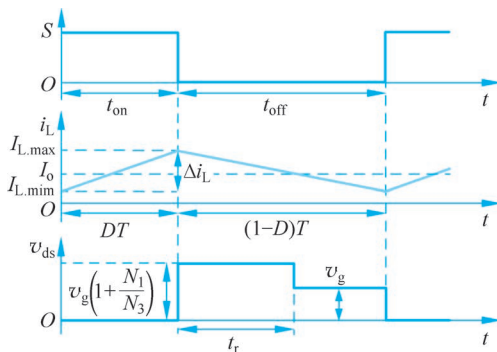


图 3.15 CCM 正激变换器电感电流和开关管漏源电压波形

一个开关周期内,CCM 正激变换器的开关管漏源电压波形 v_{ds} , 如图 3.15 所示。由图 3.15 可知,开关管最大漏源电压为

$$v_{ds, \max} = v_g \left(1 + \frac{N_3}{N_1} \right) \quad (3.40)$$

考虑留有一定的裕量,开关管额定电压选为 $(2 \sim 3) v_{ds, \max}$ 。

2) 二极管选择

在一个开关周期内,CCM 正激变换器的二极管电流波形 i_D 如图 3.16 所示。由图 3.16 可知,流过二极管的电流最大值为电感电流峰值,即

$$I_{VD, \max} = I_{L, \max} = I_o + \frac{(v_g - nv_o)v_o}{2Lv_g}T \quad (3.41)$$

考虑留有一定的裕量,二极管额定电流选为 $(1.5 \sim 2)I_{L, \max}$ 。

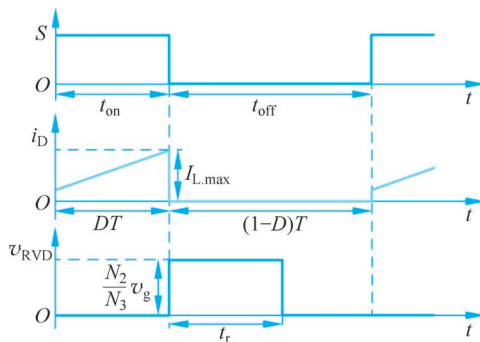


图 3.16 CCM 正激变换器二极管电流和电压波形

二极管正向导通电压一般比较小,忽略不计,考虑二极管承受的反向电压。在一个开关周期内,CCM 正激变换器的二极管电压波形 v_{RVD} 如图 3.16 所示。由图 3.16 可知,工作模式 II 时,二极管承受最大反向电压,有

$$v_{RVD, \max} = \frac{N_2}{N_3}v_g \quad (3.42)$$

考虑留有一定的裕量,二极管额定电压选为 $(2 \sim 3)v_{RVD, \max}$ 。

3.3 推挽变换器

3.3.1 电路拓扑

推挽变换器由正激变换器推衍而来,其电路拓扑如图 3.17 所示,由输入电源 v_g 、变压器 T、开关管 S_1 和 S_2 、开关管的反并联二极管 VD_1 和 VD_2 、整流二极管 VD_3 和 VD_4 、电感 L 、电容 C 和负载电阻 R 构成。其中,变压器 T 包含原边绕组 N_{p1} 和 N_{p2} 、副边绕组 N_{s1} 和 N_{s2} 。在 S_1 和 S_2 关断期间,变压器的剩磁能量释放,通过原边绕组 N_{p1} 和开关管 S_1 的反并联二极管 VD_1 馈送到电源,并通过副边绕组 N_{s1} 和整流二极管 VD_3 馈送到负载;或者通过原边绕组 N_{p2} 和开关管 S_2 的反并联二极管 VD_2 馈送到电源,并通过副边绕组 N_{s2} 和整流二极管 VD_4 馈送到负载。

推挽变换器的开关管 S_1 和 S_2 如果同时处于导通状态,等同于变压器 T 原边绕组短路。因此,必须避免开关管 S_1 和 S_2 同时导通而造成短路损坏,则 S_1 和 S_2 的驱动信号占空比均不能超过 50%,并留有裕量,相位相差 180° 。推挽变换器输入回路中仅有 1 个开关的通态压降,产生的通态损耗较小,这对输入电压较低的电源十分有利。由于开关管承受高于

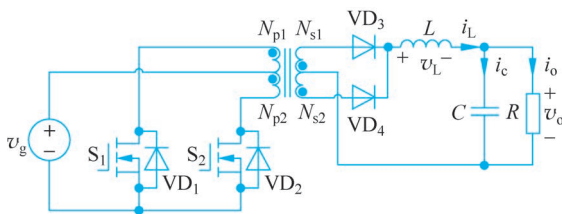


图 3.17 推挽变换器电路拓扑

两倍的输入电压,因此,推挽变换器多用于低输入电压的开关电源,功率范围为几百瓦至几千瓦。

3.3.2 CCM 推挽变换器工作原理

为便于分析,假设变压器 T 为理想变压器,忽略变压器剩磁复位时间。如图 3.18 所示,在一个开关周期内,CCM 推挽变换器有工作模式 I~工作模式 IV,其工作波形如图 3.19 所示。由图 3.18 和图 3.19 可知,

(1) 工作模式 I: S_1 和 VD_3 导通, S_2 和 VD_4 关断,输入电压 v_g 施加在变压器 T 原边绕组 N_{p1} 两端,所有绕组“•”端电压极性为负,二极管 VD_1 、 VD_2 和 VD_4 截止, VD_3 导通。由于变压器耦合作用, S_2 漏源电压 $v_{ds2} = 2v_g$ 。副边绕组 N_{s1} 、二极管 VD_3 、电感 L 与负载构成回路,供电给负载;电感 L 储能,电感电流 i_L 线性上升。二极管 VD_3 电流 i_{D3} 与电感电流 i_L 一致。

(2) 工作模式 II: S_1 和 S_2 关断, VD_3 和 VD_4 导通,开关管 S_1 和 S_2 漏源电压 $v_{ds1} = v_{ds2} = v_g$ 。电感 L 通过副边绕组和二极管 VD_3 、 VD_4 续流,电感 L 释放能量,电感电流 i_L 线性下降。二极管 VD_3 与 VD_4 电流均为电感电流 i_L 的一半。

(3) 工作模式 III: S_2 和 VD_4 导通, S_1 和 VD_3 关断,输入电压 v_g 施加在变压器 T 原边绕组 N_{p2} 两端,所有绕组“•”端电压极性为正,二极管 VD_1 、 VD_2 和 VD_3 截止, VD_4 导通。由于变压器耦合作用, S_1 漏源电压 $v_{ds1} = 2v_g$ 。副边绕组 N_{s2} 、二极管 VD_4 、电感 L 与负载构成回路,供电给负载;电感 L 储能,电感电流 i_L 线性上升。二极管 VD_4 电流 i_{D4} 与电感电流 i_L 一致。

(4) 工作模式 IV: S_1 和 S_2 关断, VD_3 和 VD_4 导通,CCM 推挽变换器在工作模式 IV 和工作模式 II 的工作原理一致。

假设变压器原边绕组 $N_{p1} = N_{p2} = N_p$,副边绕组 $N_{s1} = N_{s2} = N_s$,忽略损耗和剩磁复位时间,则:在工作模式 I 中,原边绕组 N_{p1} 两端电压 $v_{p1} = -v_g$,副边绕组 N_{s1} 两端电压 $v_{s1} = (N_s/N_p)v_g$,电感 L 两端电压 $v_L = (N_s/N_p)v_g - v_o$ 。在工作模式 II 中,电感 L 两端电压 $v_L = -v_o$ 。

如图 3.19 所示,在前半个周期内,开关管 S_1 的导通时间为 $t_{on} = D_1 T/2$,关断时间为 $t_{off} = (1 - D_1) T/2$,开关管的占空比需满足 $0 < D_1 < 0.5$ 。

由电感伏秒平衡原理可知,在前半个开关周期内,电感电压平均值为 0,即

$$\left(\frac{N_s}{N_p} v_g - v_o \right) D_1 - v_o (1 - D_1) = 0 \quad (3.43)$$

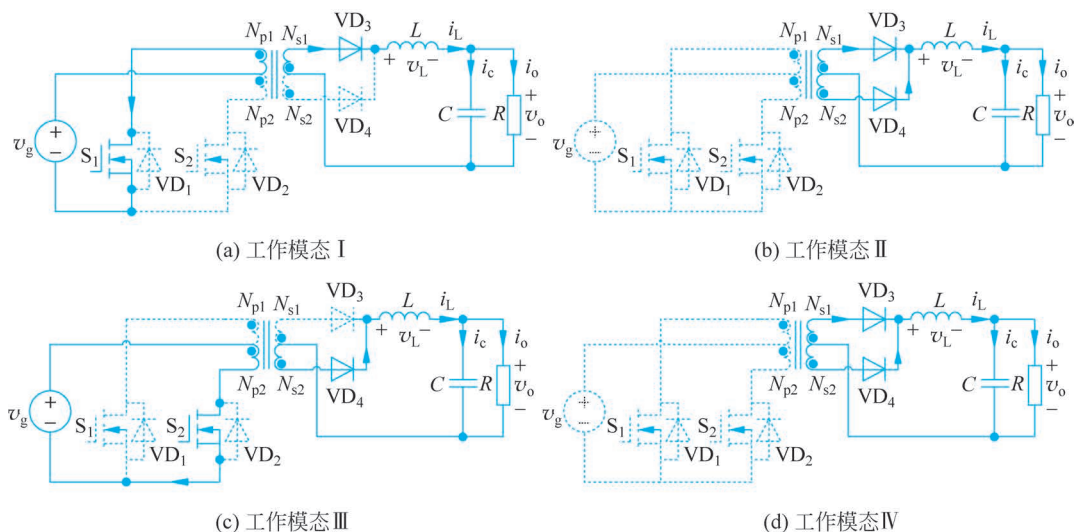


图 3.18 CCM 推挽变换器工作模式

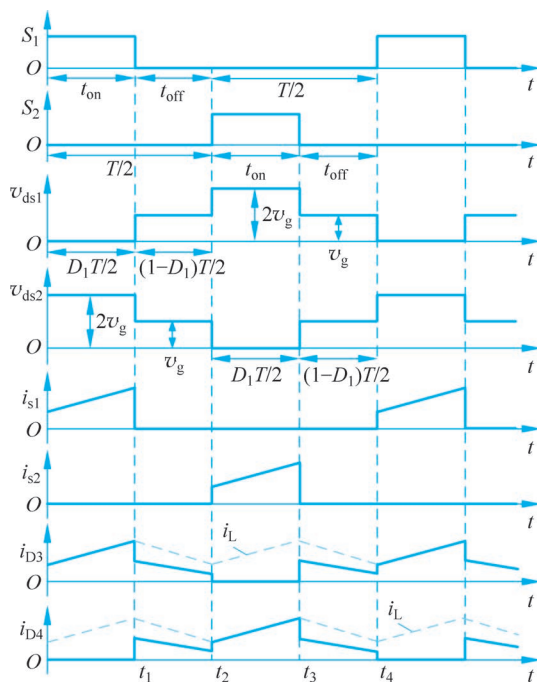


图 3.19 CCM 推挽变换器工作波形

其中, $D_1 = \frac{t_{on}}{T/2} = 2D$, D 为开关管 S_1 在一个开关周期的导通占空比。

化简式(3.43), 可得 CCM 推挽变换器的电压增益为

$$M = \frac{v_o}{v_g} = \frac{2N_s}{N_p} \cdot D \quad (3.44)$$

式(3.44)表明, CCM 推挽变换器的电压增益是 CCM 正激变换器的 2 倍; 在相同输入条件下, 其输出电压是 CCM 正激变换器的 2 倍。

3.3.3 DCM 推挽变换器工作原理

如图 3.20 所示,在一个开关周期内,DCM 推挽变换器有工作模式 I ~ 工作模式 VI,其工作波形如图 3.21 所示。

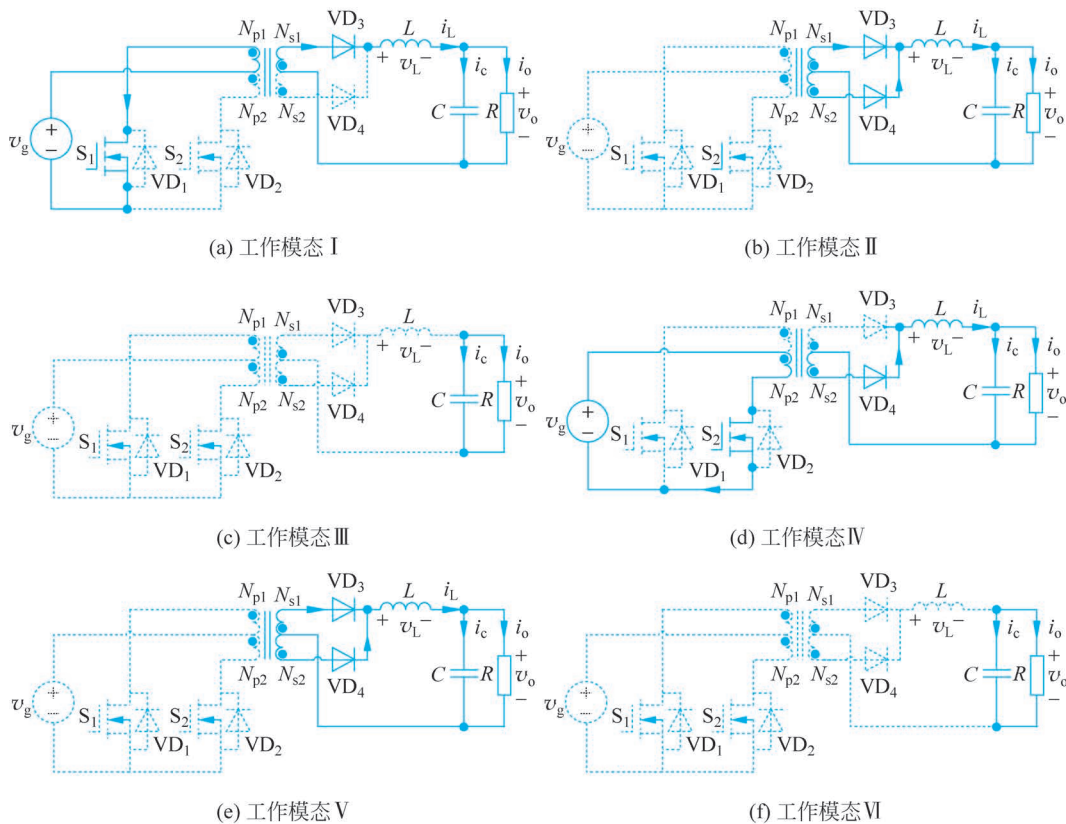


图 3.20 DCM 推挽变换器工作模式

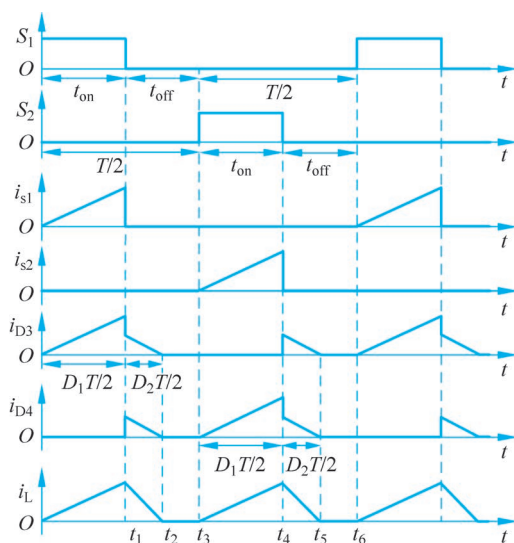


图 3.21 DCM 推挽变换器工作波形

工作模式Ⅰ、工作模式Ⅱ、工作模式Ⅳ和工作模式Ⅴ的工作原理与CCM推挽变换器一致。在工作模式Ⅱ结束时刻,电感 L 能量完全释放,即电感电流 i_L 下降至0,DCM推挽变换器进入工作模式Ⅲ。此时, VD_3 和 VD_4 均关断,二极管 VD_3 电流 i_{D3} 与二极管 VD_4 电流 i_{D4} 也均为0,电容 C 向负载供电。在工作模式Ⅴ结束时刻,电感 L 能量再次完全释放,DCM推挽变换器进入工作模式Ⅵ。此时,工作模式Ⅵ的工作原理与工作模式Ⅲ一致。

如图3.21所示,在前半个开关周期内,工作模式Ⅰ持续时间,即电感电流 i_L 上升阶段时间为 $D_1 T/2$, D_1 为开关管 S_1 在半个开关周期的导通占空比;工作模式Ⅱ持续时间,即电感电流 i_L 下降阶段时间为 $D_2 T/2$;工作模式Ⅲ持续时间,即电感电流零阶段时间为 $(1-D_1-D_2)T/2$ 。

由电感伏秒平衡原理可得

$$\left(\frac{N_s}{N_p}v_g - v_o\right)D_1 - v_o D_2 = 0 \quad (3.45)$$

化简式(3.45),得到DCM推挽变换器的电压增益为

$$M = \frac{v_o}{v_g} = \frac{N_s}{N_p} \cdot \frac{D_1}{D_1 + D_2} \quad (3.46)$$

如图3.17所示,在电感 L 、电容 C 和负载电阻 R 相交的节点处,由基尔霍夫电流定律可知,电感电流平均值等于输出电流平均值与电容电流平均值的和,即 $\bar{i}_L = \bar{i}_o + \bar{i}_c$ 。

由安秒平衡原理可知 $\bar{i}_c = 0$,则

$$\bar{i}_L = \bar{i}_o \quad (3.47)$$

采用面积平均法,对图3.21中的电感电流求平均值得

$$\bar{i}_L = \frac{2}{T} \left[\frac{1}{2} \cdot \frac{(D_1 + D_2)T}{2} \cdot \frac{\left(\frac{N_s}{N_p}v_g - v_o\right)D_1 T}{2L} \right] \quad (3.48)$$

又因为

$$\bar{i}_o = \frac{v_o}{R} \quad (3.49)$$

联立式(3.46)~式(3.49)可得

$$D_2^2 + D_1 D_2 - \frac{4L}{RT} = 0 \quad (3.50)$$

解式(3.50)可得

$$D_2 = \frac{\sqrt{D_1^2 + 4K} - D_1}{2} \quad (3.51)$$

其中, $K = \frac{4L}{RT}$ 。

将式(3.51)代入式(3.46),得到DCM推挽变换器的电压增益为

$$\frac{v_o}{v_g} = \frac{N_s}{N_p} \cdot \frac{2}{1 + \sqrt{1 + 4K/D_1^2}} \quad (3.52)$$

3.4 全桥变换器

3.4.1 电路拓扑

全桥变换器由双管正激变换器推衍而来,其电路拓扑如图 3.22 所示,由输入电源 v_g 、变压器 T、开关管 $S_1 \sim S_4$ 、整流二极管 $VD_1 \sim VD_4$ 、电感 L 、电容 C 和负载电阻 R 构成。其中,变压器 T 包含原边绕组 N_1 和副边绕组 N_2 。开关管 S_1 和 S_4 的驱动信号相位相同,开关管 S_2 和 S_3 的驱动信号相位相同,两组驱动信号相位相差 180° 。为避免同一桥臂上下两个开关管 S_1 、 S_2 或 S_3 、 S_4 在换流过程中直通短路,每个开关管的导通时间均不能超过开关周期的 50%,并留有裕量。

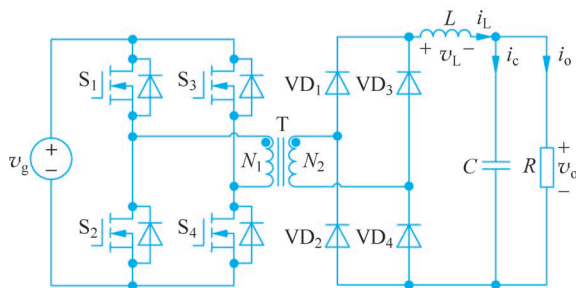


图 3.22 全桥变换器电路拓扑

全桥变换器工作在交错的半周,开关管 S_1 和 S_4 同时导通时(或开关管 S_2 和 S_3 同时导通时),变压器原边磁通在其中半周沿磁滞回线上移,在另外半周沿磁滞回线反极性下移,从而使变压器得到充分利用。全桥变换器的变压器双向励磁,容易达到大功率,广泛用于数百瓦至数百千瓦的大功率开关电源。

3.4.2 CCM 全桥变换器工作原理

如图 3.23 所示,在一个开关周期内,CCM 全桥变换器有工作模式 I ~ 工作模式 IV,其工作波形如图 3.24 所示。在图 3.24 中, D_1 为开关管 S_1 和 S_4 在半个开关周期的导通占空比, D_1 满足 $0 < D_1 < 0.5$ 。由图 3.23 和图 3.24 可知,

(1) 工作模式 I: S_1 和 S_4 导通, S_2 和 S_3 关断,输入电压 v_g 施加在变压器 T 原边绕组 N_1 两端, N_1 两端电压 $v_1 = v_g$,极性上正下负;开关管 S_1 电流 i_{s1} 和开关管 S_4 电流 i_{s4} 同 N_1 绕组电流,线性上升;开关管 S_2 和 S_3 漏源电压 $v_{ds2} = v_{ds3} = v_g$ 。副边绕组 N_2 两端电压 $v_2 = \frac{N_2}{N_1} v_g$,极性上正下负,副边二极管 VD_2 和 VD_3 反向截止, VD_1 和 VD_4 导通;变压器副边绕组 N_2 、二极管 VD_1 和 VD_4 、电感 L 与负载构成回路,供电给负载;电感 L 储能,电感电流 i_L 线性上升,电感电压 $v_L = \frac{N_2}{N_1} v_g - v_o$;二极管 VD_1 电流 i_{D1} 和二极管 VD_4 电流 i_{D4} 与 i_L 一致。

(2) 工作模式 II: $S_1 \sim S_4$ 关断, N_1 绕组电流为 0, N_1 两端电压 $v_1 = 0$, $S_1 \sim S_4$ 漏源电

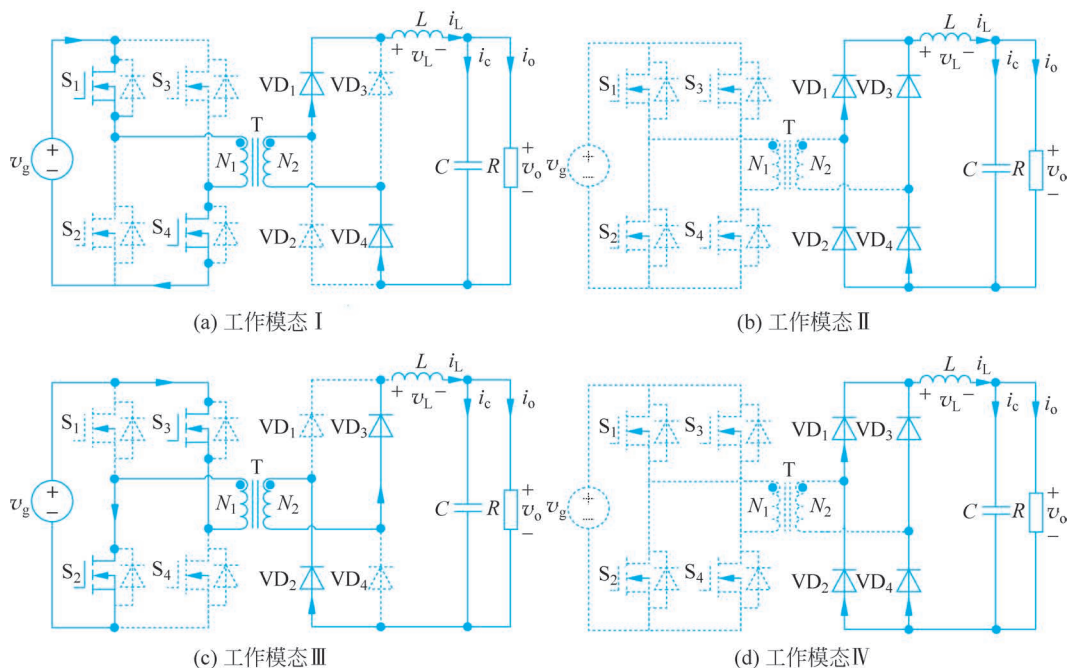


图 3.23 CCM 全桥变换器工作模式

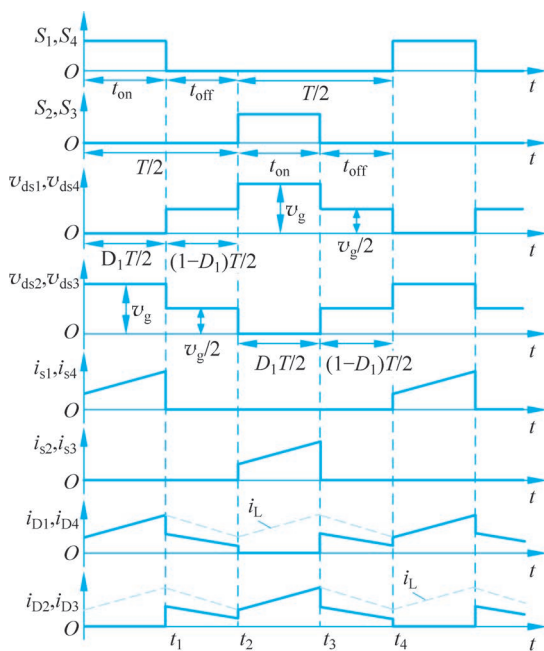


图 3.24 CCM 全桥变换器工作波形

压均为 $v_g/2$ 。电感 L 通过二极管 $VD_1 \sim VD_4$ 续流, 供电给负载; 电感 L 释放能量, 电感电流 i_L 线性下降, 电感电压 $v_L = -v_o$; 二极管 $VD_1 \sim VD_4$ 电流均为电感电流 i_L 的一半。

(3) 工作模式 III: S_2 和 S_3 导通, S_1 和 S_4 关断, 输入电压 v_g 施加在变压器 T 原边绕组 N_1 两端, N_1 两端电压 $v_1 = -v_g$, 极性上负下正; 开关管 S_2 电流 i_{s2} 和开关管 S_3 电流 i_{s3}

同 N_1 绕组电流,线性上升;开关管 S_1 和 S_4 漏源电压 $v_{ds1} = v_{ds4} = v_g$ 。副边绕组 N_2 两端电压 $v_2 = -\frac{N_2}{N_1}v_g$,极性上负下正,副边二极管 VD_1 和 VD_4 反向截止, VD_2 和 VD_3 导通;变压器副边绕组 N_2 、二极管 VD_2 和 VD_3 、电感 L 与负载构成回路,供电给负载;电感 L 储能,电感电流 i_L 线性上升,电感电压 $v_L = \frac{N_2}{N_1}v_g - v_o$;二极管 VD_2 电流 i_{D2} 和二极管 VD_3 电流 i_{D3} 与 i_L 一致。

(4) 工作模式Ⅳ: $S_1 \sim S_4$ 关断,CCM 全桥变换器工作模式Ⅳ和工作模式Ⅱ的工作原理一致。

若 S_1 、 S_4 与 S_2 、 S_3 的导通时间不对称,则逆变后的交流电压中将含有直流分量,会在变压器一次侧产生很大的直流电流分量,可能造成磁路饱和。因此全桥变换器可以在原边回路中串联一个电容,以阻断直流电流。

忽略电路损耗,在稳态条件下,由电感伏秒平衡原理可得

$$\left(\frac{N_2}{N_1}v_g - v_o\right)D_1 - v_o(1 - D_1) = 0 \quad (3.53)$$

其中, $D_1 = \frac{t_{on}}{T/2} = 2D$, D 为开关管 S_1 和 S_4 在一个开关周期的导通占空比。

化简式(3.53),可得 CCM 全桥变换器的电压增益为

$$M = \frac{v_o}{v_g} = \frac{N_2}{N_1}D_1 = \frac{2N_2}{N_1} \cdot D \quad (3.54)$$

3.4.3 DCM 全桥变换器工作原理

如图 3.25 所示,在一个开关周期内,DCM 全桥变换器有工作模式Ⅰ~工作模式Ⅵ,其工作波形如图 3.26 所示。

工作模式Ⅰ、工作模式Ⅱ、工作模式Ⅳ和工作模式Ⅴ的工作原理与 CCM 全桥变换器一致。工作模式Ⅱ结束时刻,电感 L 能量完全释放,即电感电流 i_L 下降至零,DCM 全桥变换器进入工作模式Ⅲ。工作模式Ⅲ中, $S_1 \sim S_4$ 及 $VD_1 \sim VD_4$ 均关断,电感电流 i_L 保持零值,只有电容 C 向负载 R 提供能量。工作模式Ⅴ结束时刻,电感 L 能量再次完全释放,DCM 全桥变换器进入工作模式Ⅵ。工作模式Ⅵ的工作原理与工作模式Ⅲ一致。

如图 3.26 所示,在前半个开关周期内,工作模式Ⅰ持续时间,即电感电流 i_L 上升阶段时间为 $D_1 T/2$, D_1 为开关管 S_1 和 S_4 在半个开关周期的导通占空比;工作模式Ⅱ持续时间,即电感电流 i_L 下降阶段时间为 $D_2 T/2$;工作模式Ⅲ持续时间,即电感电流零阶段时间为 $(1 - D_1 - D_2) T/2$ 。

由电感伏秒平衡原理可得

$$\left(\frac{N_2}{N_1}v_g - v_o\right)D_1 - v_o D_2 = 0 \quad (3.55)$$

化简式(3.55),可得 DCM 全桥变换器的电压增益为

$$M = \frac{v_o}{v_g} = \frac{N_2}{N_1} \cdot \frac{D_1}{D_1 + D_2} \quad (3.56)$$

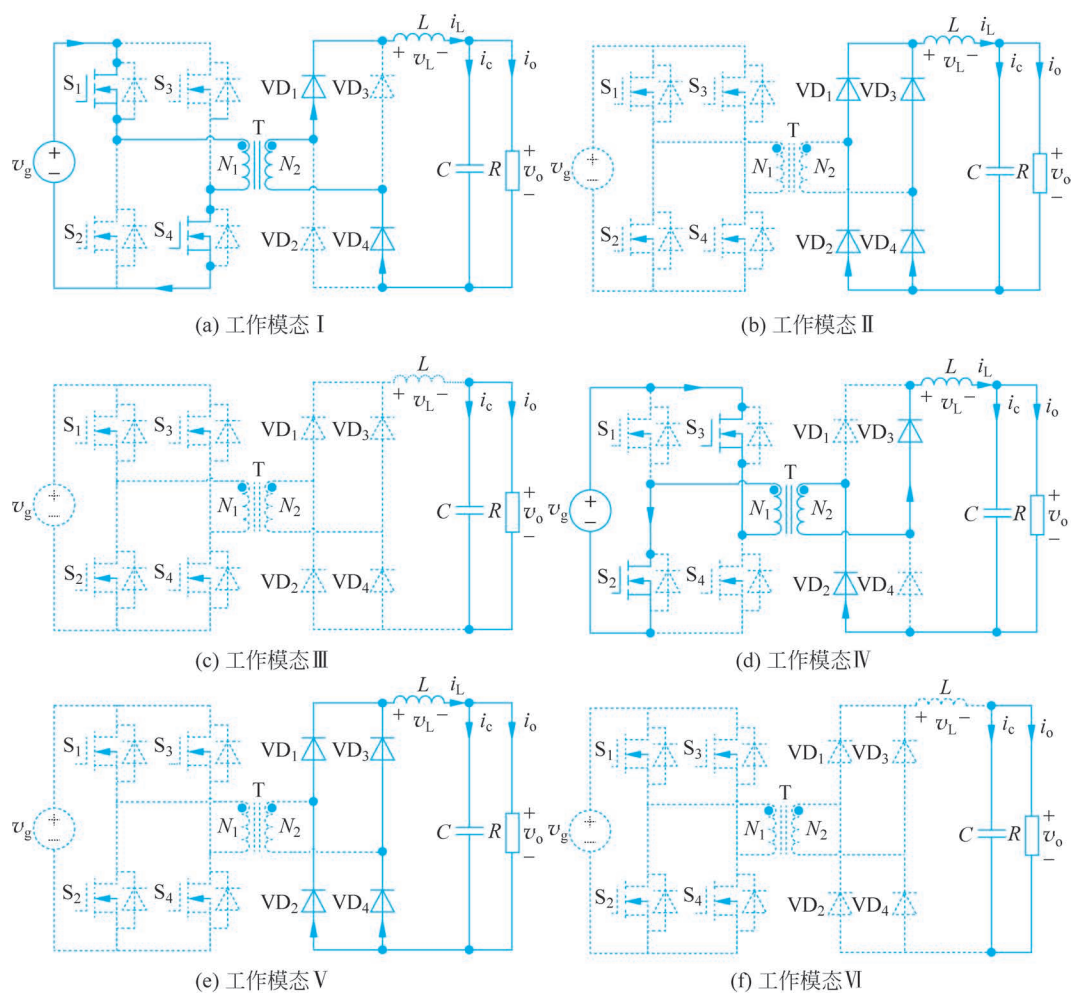


图 3.25 DCM 全桥变换器工作模式

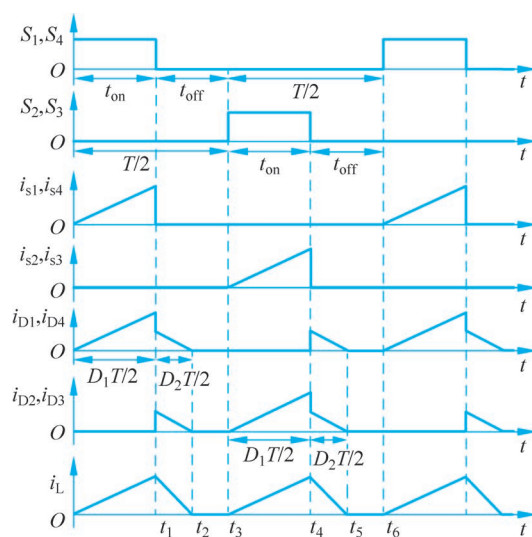


图 3.26 DCM 全桥变换器工作波形

如图 3.22 所示,在电感 L 、电容 C 和负载电阻 R 相交的节点处,由基尔霍夫电流定律可知,电感电流平均值等于输出电流平均值与电容电流平均值的和,即: $\bar{i}_L = \bar{i}_o + \bar{i}_c$ 。由安秒平衡原理可知 $\bar{i}_c = 0$,则 $\bar{i}_L = \bar{i}_o$ 。

采用面积平均法,对图 3.26 中的电感电流求平均值得

$$\bar{i}_L = \frac{2}{T} \left[\frac{1}{2} \cdot \frac{(D_1 + D_2)T}{2} \cdot \frac{\left(\frac{N_2}{N_1} v_g - v_o \right) D_1 T}{2L} \right] \quad (3.57)$$

又因为

$$\bar{i}_o = \frac{v_o}{R} \quad (3.58)$$

联立式(3.56)~式(3.58)可得

$$D_2^2 + D_1 D_2 - \frac{4L}{RT} = 0 \quad (3.59)$$

解式(3.59)可得

$$D_2 = \frac{\sqrt{D_1^2 + 4K} - D_1}{2} \quad (3.60)$$

其中, $K = \frac{4L}{RT}$ 。

式(3.60)代入式(3.56),得到 DCM 全桥变换器的电压增益为

$$\frac{v_o}{v_g} = \frac{N_2}{N_1} \cdot \frac{2}{1 + \sqrt{1 + 4K/D_1^2}} \quad (3.61)$$

3.5 半桥变换器

3.5.1 电路拓扑

半桥变换器电路拓扑如图 3.27 所示,由输入电源 v_g 、开关管 S_1 和 S_2 、分压电容 C_1 和 C_2 、含中心抽头的变压器 T 、整流二极管 VD_1 和 VD_2 、电感 L 、滤波电容 C 和负载电阻 R 构成。变压器 T 包含原边绕组 N_p 、副边绕组 N_{s1} 和 N_{s2} , N_p 两端分别连接开关管 S_1 、 S_2 间的连接点和分压电容 C_1 、 C_2 间的连接点,变压器副边电路结构类似于推挽变换器。

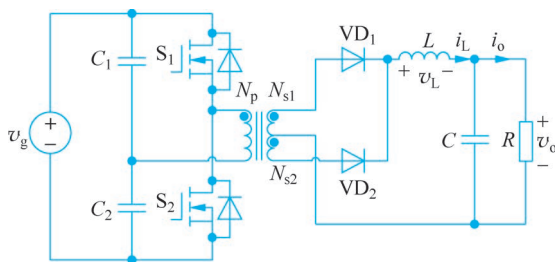


图 3.27 半桥变换器电路拓扑

在半桥变换器中,分压电容 C_1 和 C_2 的容量相等,电压分别为 $v_g/2$ 。由于开关管 S_1 和 S_2 交替导通,变压器原边产生幅值为 $v_g/2$ 的交流电压。通过调整开关管驱动信号的占空比,改变变压器副边整流电压的平均值,进而调节输出电压 v_o 。开关管 S_1 和 S_2 导通时间不对称,会造成变压器原边含有直流分量。半桥变换器由于分压电容 C_1 和 C_2 的隔直作用,能阻断直流分量,不易发生变压器偏磁和直流饱和。此外,为避免开关管 S_1 、 S_2 在换流过程中直通短路,每个开关管的导通时间均不能超过开关周期的 50%,并留有裕量。

半桥变换器的变压器双向励磁、利用率高,且开关器件较少、成本较低,可用于成本要求较苛刻场合,广泛用于功率为数百瓦至数千瓦的开关电源。

3.5.2 CCM 半桥变换器工作原理

如图 3.28 所示,在一个开关周期内,CCM 半桥变换器有工作模式 I ~ 工作模式 IV,其工作波形如图 3.29 所示。在图 3.29 中, D_1 为开关管 S_1 在半个开关周期的导通占空比, D_1 满足 $0 < D_1 < 0.5$ 。由图 3.28 和图 3.29 可知,

(1) 工作模式 I: S_1 和 VD_1 导通, S_2 和 VD_2 关断,分压电容 C_1 电压 $v_g/2$ 施加在变压器 T 原边绕组 N_p 两端, N_p 两端电压 $v_p = v_g/2$,极性上正下负;开关管 S_1 电流 i_{s1} 同 N_p 绕组电流,线性上升;开关管 S_2 漏源电压 $v_{ds2} = v_g$ 。变压器原边绕组 N_p 与副边绕组 N_{s1} 、 N_{s2} 互为同名端, N_{s1} 、 N_{s2} 两端电压极性均为上正下负,副边二极管 VD_2 反向截止, VD_1 正向导通;副边绕组 N_{s1} 、二极管 VD_1 、电感 L 与负载构成回路,供电给负载;电感 L 储能,电感电流 i_L 线性上升,电感电压 $v_L = \frac{N_s}{2N_p} v_g - v_o$,其中, $N_s = N_{s1} = N_{s2}$;二极管 VD_1 电流 i_{D1} 与 i_L 一致。

(2) 工作模式 II: S_1 和 S_2 关断, VD_1 和 VD_2 导通, N_p 绕组电流为 0, N_p 两端电压 $v_p = 0$;开关管 S_1 和 S_2 漏源电压 $v_{ds1} = v_{ds2} = v_g/2$ 。电感 L 通过二极管 VD_1 、 VD_2 和副边绕组 N_{s1} 、 N_{s2} 续流;电感 L 释放能量,电感电流 i_L 线性下降,电感电压 $v_L = -v_o$;二极管 VD_1 和 VD_2 电流均为电感电流 i_L 的一半。

(3) 工作模式 III: S_2 和 VD_2 导通, S_1 和 VD_1 关断,分压电容 C_2 电压 $v_g/2$ 施加在变压器 T 原边绕组 N_p 两端, N_p 两端电压 $v_p = -v_g/2$,极性上负下正;开关管 S_2 电流 i_{s2} 同 N_p 绕组电流,逐渐上升;开关管 S_1 漏源电压 $v_{ds1} = v_g$ 。副边绕组 N_{s1} 、 N_{s2} 两端电压极性均为上负下正,副边二极管 VD_1 反向截止, VD_2 正向导通。副边绕组 N_{s2} 、二极管 VD_2 、电感 L 与负载构成回路,供电给负载;电感 L 储能,电感电流 i_L 线性上升,电感电压 $v_L = \frac{N_s}{2N_p} v_g - v_o$;二极管 VD_2 电流 i_{D2} 与 i_L 一致。

(4) 工作模式 IV: S_1 和 S_2 关断, VD_1 和 VD_2 导通,CCM 半桥变换器工作模式 IV 和工作模式 II 的工作原理一致。

忽略电路损耗,在稳态条件下,由电感伏秒平衡原理可得

$$\left(\frac{N_s}{2N_p} v_g - v_o \right) D_1 - v_o (1 - D_1) = 0 \quad (3.62)$$

其中, $D_1 = \frac{t_{on}}{T/2} = 2D$, D 为开关管 S_1 在一个开关周期的导通占空比。

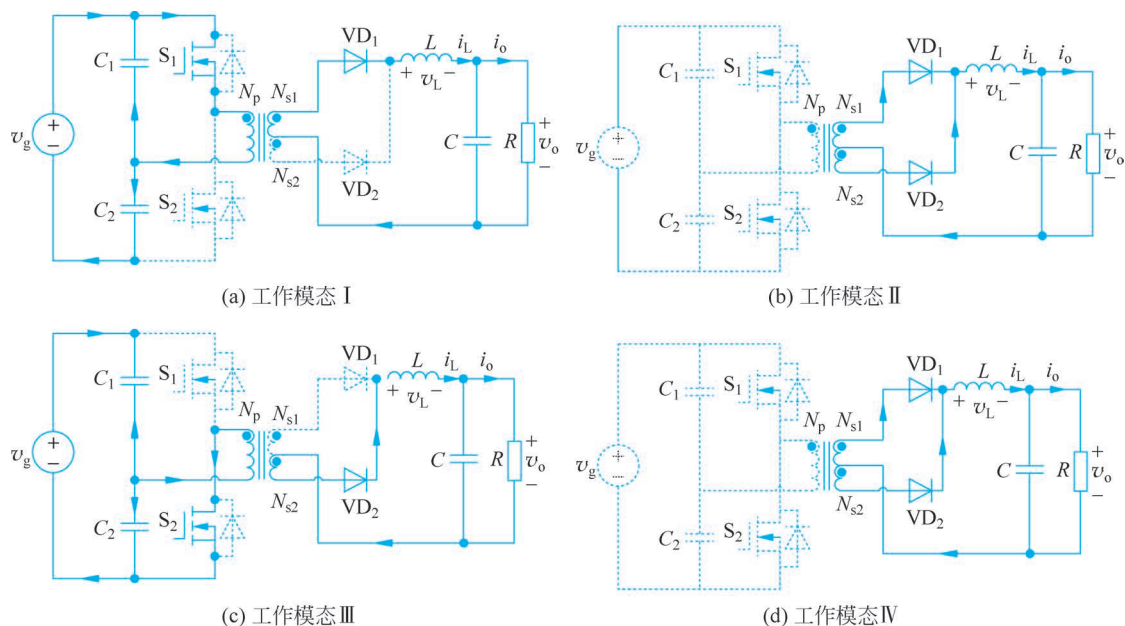


图 3.28 CCM 半桥变换器工作模式

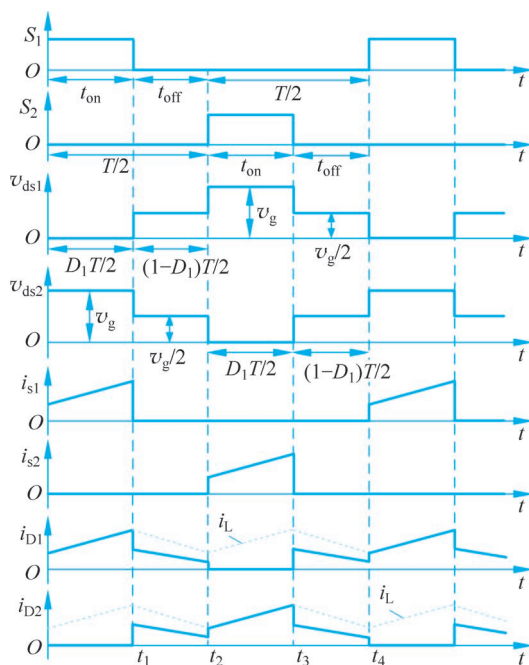


图 3.29 CCM 半桥变换器工作波形

化简式(3.62), 可得 CCM 半桥变换器的电压增益为

$$M = \frac{v_o}{v_g} = \frac{N_s}{2N_p} D_1 = \frac{N_s}{N_p} \cdot D \quad (3.63)$$

式(3.63)表明, 连续导电模式下, 半桥变换器的电压增益是推挽变换器和全桥变换器的 1/2; 相同输入条件下, 其输出电压是推挽变换器和全桥变换器输出电压的 1/2。

3.5.3 DCM 半桥变换器工作原理

如图 3.30 所示,在一个开关周期内,DCM 半桥变换器有工作模式 I ~ 工作模式 VI,其工作波形如图 3.31 所示。

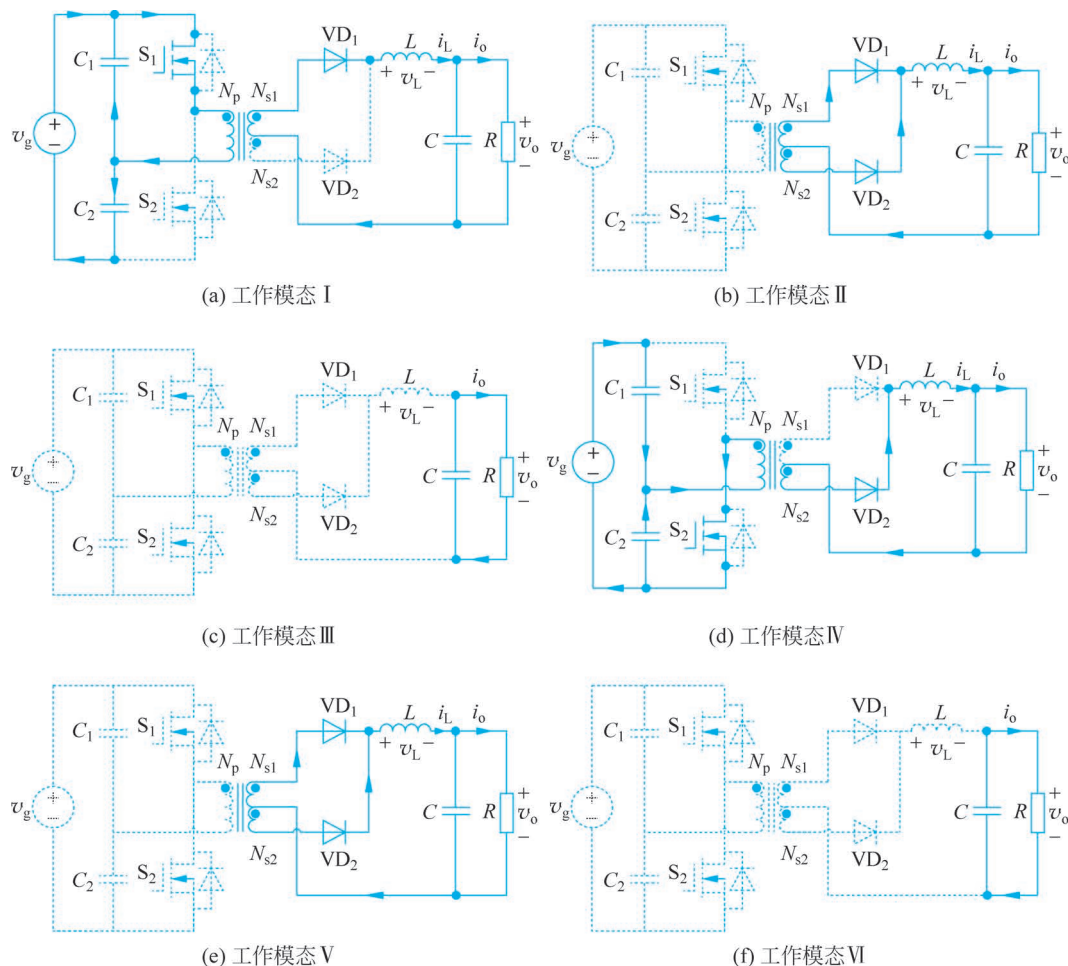


图 3.30 DCM 半桥变换器工作模式

工作模式 I、工作模式 II、工作模式 IV 和工作模式 V 的工作原理与 CCM 半桥变换器一致。工作模式 II 结束时刻,电感 L 能量完全释放,即电感电流 i_L 下降至 0,DCM 半桥变换器进入工作模式 III。工作模式 III 中, S_1 、 S_2 、 VD_1 和 VD_2 均关断,电感电流 i_L 保持为 0,只有电容 C 向负载 R 提供能量。工作模式 V 结束时刻,电感 L 能量再次完全释放,DCM 半桥变换器进入工作模式 VI。工作模式 VI 与工作模式 III 的工作原理一致。

如图 3.31 所示,在前半个开关周期内,工作模式 I 持续时间,即电感电流 i_L 上升阶段时间为 $D_1 T/2$, D_1 为开关管 S_1 在半个开关周期的导通占空比;工作模式 II 持续时间,即电感电流 i_L 下降阶段时间为 $D_2 T/2$;工作模式 III 持续时间,即电感电流零阶段时间为 $(1-D_1-D_2)T/2$ 。

由电感伏秒平衡原理可得

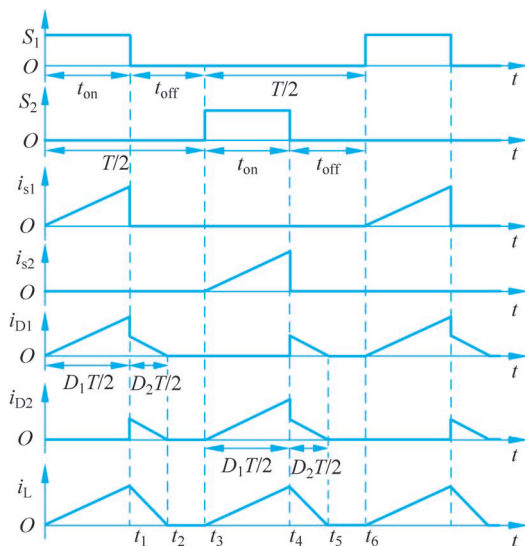


图 3.31 DCM 半桥变换器工作波形

$$\left(\frac{N_s}{2N_p}v_g - v_o\right)D_1 - v_oD_2 = 0 \quad (3.64)$$

化简式(3.64),得 DCM 半桥变换器的电压增益为

$$M = \frac{v_o}{v_g} = \frac{N_s}{2N_p} \cdot \frac{D_1}{D_1 + D_2} \quad (3.65)$$

与推挽变换器类似,DCM 半桥变换器的电感电流平均值等于输出电流平均值,即:

$$\bar{i}_L = \bar{i}_o。$$

采用面积平均法,对图 3.31 中的电感电流求平均值得

$$\bar{i}_L = \frac{2}{T} \left[\frac{1}{2} \cdot \frac{(D_1 + D_2)T}{2} \cdot \frac{\left(\frac{N_s}{2N_p}v_g - v_o\right)D_1T}{2L} \right] \quad (3.66)$$

又因为

$$\bar{i}_o = \frac{v_o}{R} \quad (3.67)$$

联立式(3.65)~式(3.67)可得

$$D_2^2 + D_1D_2 - \frac{4L}{RT} = 0 \quad (3.68)$$

解式(3.68)可得

$$D_2 = \frac{\sqrt{D_1^2 + 4K} - D_1}{2} \quad (3.69)$$

其中, $K = \frac{4L}{RT}$ 。

式(3.69)代入式(3.65),得到 DCM 半桥变换器的电压增益为

$$\frac{v_o}{v_g} = \frac{N_s}{2N_p} \cdot \frac{2}{1 + \sqrt{1 + 4K/D_1^2}}$$

(3.70)

式(3.70)表明,DCM 半桥变换器的电压增益是 DCM 推挽变换器和 DCM 全桥变换器的 1/2。

几种隔离型变换器的对比如表 3.1 所示。

表 3.1 几种隔离型变换器的对比

变换器	优点	缺点	功率范围	应用领域
反激式	电路结构和驱动电路简单,成本低,可靠性高	难以达到较大功率,变压器单向励磁,利用率低	小于 300W	小功率和消费电子设备、计算机设备电源等
正激式	电路结构较简单,成本低,可靠性高,驱动电路简单	变压器单向励磁,利用率低	几百瓦至几千瓦	各种中、小功率电源
推挽式	变压器双向励磁,原边电流回路中只有一个开关,通态损耗较小,驱动简单	有偏磁问题	几百瓦至几千瓦	低输入电压电源
全桥型	变压器双向励磁,容易达到大功率	结构复杂,成本高,需要复杂的多组隔离驱动电路,有直通和偏磁问题	几百瓦至几百千瓦	大功率工业用电源、焊接电源、电解电源等
半桥型	变压器双向励磁,无偏磁问题,开关较少,成本低	有直通问题,需要复杂的隔离驱动电路	几百瓦至几千瓦	各种工业用电源,计算机电源等

3.6 磁性元器件工作特性

1. 磁性材料的磁滞回线

图 3.32 所示为磁芯的 BH 磁滞回线,其中 B 为磁感应强度(或磁通密度), B_s 为饱和磁感应强度, B_r 为剩余磁感应强度, H 为磁场强度, H_s 为饱和磁场强度, H_c 为矫顽力。磁滞曲线上要使磁感应强度 B 变为 0,必须施加外磁场强度,即矫顽力。磁场强度 H 由正向饱和值 $+H_s$ 向负向饱和值 $-H_s$ 变化时,磁感应强度 B 沿 S_+ 、 B_r 、 $-H_c$ 、 S_- 曲线减少;

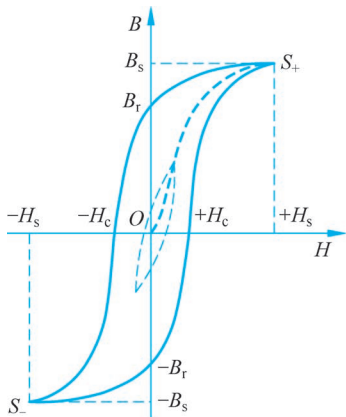


图 3.32 磁芯的磁滞回线

H 由 $-H_s$ 向 $+H_s$ 变化时, B 沿 S_- 、 $-B_r$ 、 $+H_c$ 、 S_+ 曲线增加,整个过程构成了磁性材料的磁滞回线。

2. 磁场强度

设在磁感应强度为 B 的匀强磁场中,有一个面积为 S 且与磁场方向垂直的平面, B 与 S 的乘积为穿过这个平面的磁通量(或磁通),即

$$\phi = BS$$

(3.71)

电感或变压器励磁电感产生的磁通与电流 I 、电感值 L 和匝数 N 有关,具体关系为

$$\phi = NLI \quad (3.72)$$

联立式(3.71)和式(3.72),可得电感的磁感应强度为

$$B = \frac{NLI}{S} \quad (3.73)$$

在电感的磁介质中,磁场强度和磁感应强度有以下关系:

$$H = \frac{B}{\mu_0} - M \quad (3.74)$$

其中, $M = \chi_m H$, χ_m 为磁化率, μ_0 为真空磁导率。

联立式(3.73)和式(3.74),可得电感与磁场强度关系为

$$H = \frac{NLI}{(1 + \chi_m) \mu_0 S} \quad (3.75)$$

由式(3.75)可知,电感元器件的磁场强度正比于电感值 L 与电流 I 的乘积,即:当磁性材料对应的磁场强度确定时,若要增大电感值,必须降低工作电流,否则会造成磁感应强度(或磁通)饱和。

3. 损耗和磁芯利用率

在交流铁芯线圈中,线圈电阻 R 上的损耗称为铜损,用 ΔP_{Cu} 表示,且存在如下关系:

$$\Delta P_{Cu} = I^2 R \quad (3.76)$$

其中, I 是线圈电流的有效值。当 I 一定时, R 越大,铜损越大。

交变磁通下的铁芯内的损耗称为铁损,用 ΔP_{Fe} 表示,由磁滞和涡流产生。磁滞回线面积越大,工作频率越高,铁损越大。

随着磁芯利用率增加,磁化电路增加,线圈的铜损增加;磁芯利用率越大,每个周期磁芯所经过的磁化曲线越长,线圈的铁损越大。因此,磁性元器件设计时,不能随意提高磁芯利用率,需要综合考虑损耗和磁芯利用率之间的关系。

4. 磁芯的 3 种工作状态

根据磁芯磁化的不同,将磁芯工作状态分为 3 种:局部磁化(Ⅰ类)、单向磁化(Ⅱ类)和双向磁化(Ⅲ类)。

局部磁化的磁化曲线如图 3.33(a)所示,这类磁芯工作状态由于含有较大的直流分量,因此在磁芯中产生很大的磁场强度 H ;为了不使磁芯饱和,磁芯的磁导率不应太高。如果采用高磁导率的磁芯,可以通过在磁路中添加气隙减少磁导率。

当变换器工作于电流连续导电模式时,直流偏磁较大,交流分量较小,磁芯工作于局部磁化曲线上,其磁导率是局部磁导率。由于只包围局部磁滞回线,面积小,磁滞损耗和涡流损耗都小。因此,选择尽可能高的饱和磁通密度材料,有利于减少这类磁芯的体积。

属于Ⅰ类工作状态的磁芯有 Buck 变换器、Boost 变换器、Boost-Buck 变换器的电感磁芯,正激变换器、推挽变换器、半桥变换器和全桥变换器的输出滤波电感磁芯,以及反激变换器的变压器磁芯。

单向磁化的磁化曲线如图 3.33(b)所示,这类磁芯工作状态从零磁场强度单方向磁化到磁感应最大值。当磁场减小时,磁芯恢复到零磁场强度对应的磁感应值,并不产生负方向

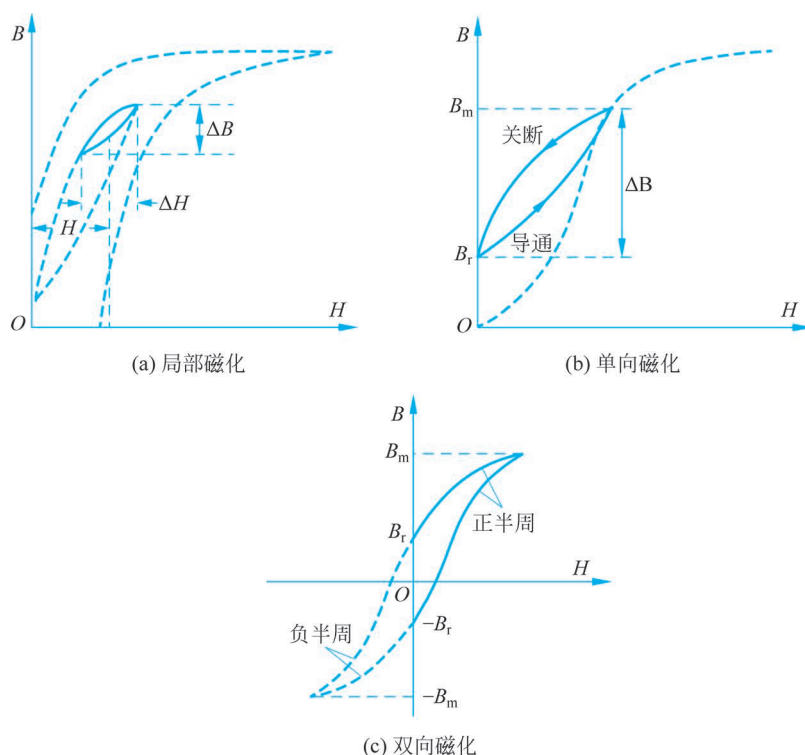


图 3.33 磁芯的 3 种磁化曲线

的磁场强度。如果不能回到导通时的磁芯初始磁化值,那么磁芯将逐渐磁化到饱和磁感应强度 $\pm B_s$ 。磁芯工作在磁感应强度 B_m 和剩磁感应 B_r 之间, $\Delta B = B_m - B_r$ 。

磁化电流从 0 开始,不参与能量传输,在磁场减小时,还要将其返回电源。如果此电流大,由此引起的线圈铜损和开关管损耗大。因此,应尽可能采用剩余磁感应强度 B_r 小、磁导率高的材料,以减小磁化电流。为了减少开关变换器中变压器或电感的体积,在损耗允许的情况下尽量选择较高的磁感应强度。变压器磁芯常留有一个很小气隙,使得 B_r 大大降低,以增大磁感应强度摆幅。尽管励磁电流有所增加,但提高了 ΔB ,减少了磁芯体积。总之,这类磁芯应选择高磁导率、高 B_s 、低 B_r 的材料。

属于Ⅱ类工作状态的磁芯有正激变换器的变压器磁芯、脉冲驱动变压器磁芯和直流脉冲电流互感器磁芯等。

双向磁化的磁化曲线如图 3.33(c)所示,其磁芯的磁感应强度在 $\pm B_m$ 变化,在半周期内变化 $2B_m$ 。在损耗允许的情况(低频)下,一般取 $B_m < B_s$ 。磁芯材料的 B_s 越高, B_m 取值越高,磁芯的体积越小。由于磁芯双向磁化,每个周期磁芯沿整个磁化曲线磁化一次,因此频率越高,磁芯损耗越大。尤其工作于高频时,除了磁滞损耗,磁芯涡流损耗随频率和磁感应强度增加而按指数规律增加,限制了 B_m 的取值。即在高频时,为了使磁芯温度不超过允许值,由允许的磁芯损耗决定磁芯的磁感应强度值,一般 B_m 值远小于 B_s 。因此高频时,Ⅲ类与Ⅱ类工作状态的磁芯尺寸差别不大。对于大多数材料,在高频($>100\text{kHz}$)应用中,饱和磁感应强度的大小是无关紧要的。工作在Ⅲ类的磁芯材料应具有高电阻率和高 B_s ,以及低 B_r 或 H_c (或两者都小)。此外,为了减少磁芯存储能量,磁芯应当具有尽可能高的磁导率。

属于Ⅲ类工作状态的磁芯有推挽变换器、半桥变换器、全桥变换器的变压器磁芯。