

基于多模式控制策略的半桥转换器开关 控制方法

张建平,王瑞

(中原科技学院 机电工程学院,河南 郑州 450000)

摘要:提出了一种新型的开关控制方法,通过使用多模式控制策略,而不是修改转换器结构的方式,使用数字控制器在每个负载的子范围内选择控制模式,从而实现在整个负载电流范围内提高半桥转换器的效率。除此之外,当负载电流在满载到空载的整个范围内变化时,可以利用非对称控制、占空比相移控制、脉冲宽度调制(PWM)和突发控制,依次进行模式选择。控制模式之间的三个过渡点是负载电流的特定值,通过比较不同控制模式下的半桥转换器功率损耗,从而确定过渡点的输出功率。数字控制器将负载电流与过渡点进行比较,从而使转换器以最高效率进入控制模式。实验结果验证了所确定的过渡点的准确性以及所提出的控制方法相对于先前方法的效率提升。

关键词:半桥转换器;非对称控制;占空比相移(DCS)控制;脉冲宽度调制(PWM)控制

中图分类号:TM28 **文献标识码:**A **DOI:**10.19457/j.1001-2095.dqed21278

Switching Control Method for Half-bridge Converter Based on Multi-mode Control Strategy

ZHANG Jianping, WANG Rui

(School of Electro-mechanical Engineering, Zhongyuan University of Science and Technology,
Zhengzhou 450000, Henan, China)

Abstract: A new switch control method was proposed. By using the multi-mode control strategy instead of modifying the converter structure, the digital controller was used to select the control mode in the sub range of each load, so as to improve the efficiency of the half-bridge converter in the whole load current range. In addition, when the load current was changed in the whole range from full load to no load, the mode could be selected by using asymmetric control, duty cycle phase-shift control, pulse width modulation (PWM) and burst control in turn. The three transition points between the control modes were the specific values of the load current, the output power of the transition point was determined by comparing the power loss of the half bridge converter under different control modes. Then, by the digital controller, the load current was compared with the transition point, so that the converter could enter the control mode with the highest efficiency. The experimental results verify the accuracy of the transition point and the efficiency of the proposed control method compared with the previous method.

Key words: half-bridge converter; asymmetric control; duty cycle phase-shift (DCS) control; pulse width modulation (PWM) control

随着计算机工业和电信网络的快速发展,提高电源效率变得越来越重要。在各种通信设备中,系统能耗占很大比例,其功率损耗主要在其电源转换器中。

具有非对称占空比控制的半桥转换器由于其众多优点,成为合适的转换器之一,这些优点包括组件数量少、控制方法简单以及零电压开关(zero voltage switching, ZVS)无需任何额外的组件

和开关上的钳位电压应力^[1-4]。非对称半桥转换器还具有一些缺点,例如:变压器的偏置电流会引起磁化并增加铁心损耗,尤其是在为保持时间要求而设计的转换器中。此外,仅在有限的负载范围内才能实现完整的ZVS,在轻负载条件下,开关损耗会更高,效率会降低。为了解决非对称半桥转换器的缺点,学术界开展了许多研究。文献[5]提出在输出整流器上增加一个隔离电容器,以使

变压器的直流偏置电流变为零。但是,这会产生较大的二次循环电流,从而导致较大的传导损耗并降低整体转换效率。文献[6]则通过添加一个有源缓冲电路来修改半桥转换器的次级侧结构,该有源缓冲电路使DC偏置电流减小。但是,未考虑轻载条件的效率。此外,为了在整个负载条件下实现高转换效率,非对称半桥转换器应具有较宽的ZVS范围。在以前研究中,文献[7-8]提出了带有外部谐振电感器的非对称半桥转换器。尽管外部谐振电感器增加了ZVS范围,但整流器的电压应力相应增加。文献[9]提出通过用开关代替低压侧钳位二极管并增加辅助绕组来改变变压器匝数比,以增加ZVS范围和保持时间。但是,增加的元件增加了转换器的成本和复杂性。在文献[10]中,升压转换器级联到非对称半桥转换器,以解决保持时间及其对直流偏置电流的影响的问题。尽管这种结构减少了直流偏移损耗,但它也增加了控制的要素和复杂性。

在本文中,针对上述问题,为了在负载电流的整个范围内提高半桥转换器的效率,提出了一种新颖的开关控制方法。该方法首次提出半桥转换器的多模式控制策略,可以通过低成本的数字控制器来实现,同时避免通过附加组件对基本转换器的结构进行任何修改。所提出的方法使用四种主要的控制模式,包括非对称、相位变化(phase shift, PS)、脉冲宽度调制(pulse width modulation, PWM)和突发控制。尽管这些方法在整个负载条件下都不是最佳方法,但实验结果证明了它们在特定负载子范围内的优越性。因此,本文所提的开关控制方法包括了四类控制模式。为了确定不同控制模式之间过渡点,根据负载电流和转换器参数分别计算每种控制模式的功率损耗,然后根据它们的交点获得过渡点。这些过渡点是负载电流的特定值,将负载电流的整个范围分为四个子范围。数字控制器通过将负载电流与这些转换点进行比较来选择控制模式。本文所提出方法的重要特征之一是通用性,它适用于提高任意给定的基本半桥转换器的效率。

1 功率损耗分析

基本的半桥转换器如图1所示。为了简化分析,考虑了以下假设:

- 1) 开关损耗、传导损耗和磁损耗视为总功耗;
- 2) 由于与功率损耗相比值较低,因此可以忽

略栅极驱动器的损耗;

3) 转换器的元素参数由制造商提供。

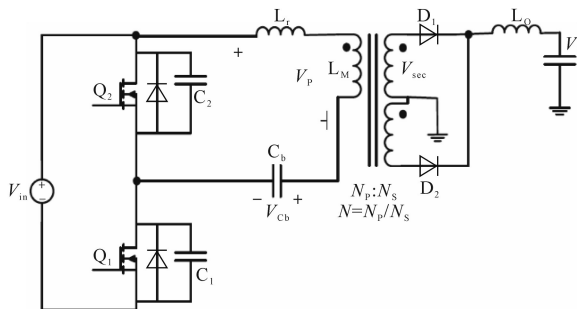


图1 基本半桥转换器

Fig.1 Basic half-bridge converter

1.1 非对称控制模式下的功率损耗

非对称控制中的半桥转换器的工作波形如图2所示。

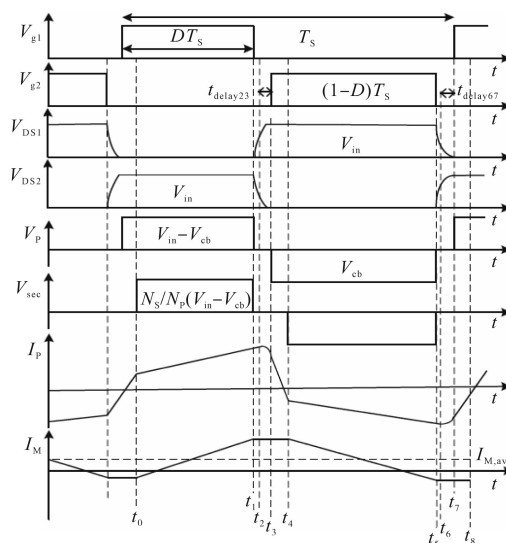


图2 半桥转换器在不对称控制模式下的工作波形

Fig.2 Operation waveforms of half-bridge converter in asymmetry control mode

文献[11]中的等效电路描述了非对称控制模式下转换器的工作原理。 $I_p(t_n)$ 为 t_n 处的变压器一次电流, $V_{DS1}(t_n)$ 和 $V_{DS2}(t_n)$ 为在 $t_n(n=0,1,\dots)$ 时 Q_1 和 Q_2 的漏源电压。直流增益是输出电压与输入电压之比, V_{cb} 为 C_b 两端电压, $I_{M,avg}$ 为平均磁电流。此外, $I_{Q1,rms}$, $I_{Q2,rms}$, $I_{D1,rms}$, $I_{D2,rms}$, $I_{Lo,rms}$ 和 $I_{p1,rms}$ 分别为开关、二极管、输出电感和变压器一次侧的有效值电流。在 t_0 处, Q_1 接通,并且将 $V_{in} \sim V_{cb}$ 施加到变压器的一次侧。在此时间间隔内,变压器一次电流 I_p 为反映输出电流(I_o/N)与变压器磁电流 I_M 的总和。在时间 t_1 , Q_1 关闭并且 I_p 对电容器 C_1 进行充电,并对电容器 C_2 进行放电,该间隔持续到变压器二次侧电压达到零为止。换句话说,直到在时刻 t_2 将 C_2 电压放电到 V_{cb} 为止。由于变压器

耦合, C_2 由谐振电感 L_r 和输出电感 L_o 中存储的能量放电。在时间 t_2 , 变压器两端的电压变为零, I_o 通过输出整流器循环, 而 C_2 仅通过 L_r 中存储的能量继续放电。 C_2 完全放电后, Q_2 两端的电压达到零, Q_2 本体二极管在 t_3 开始导通, 并且 Q_2 在 ZVS 条件下导通。因此, 将 Q_2 的 ZVS 条件确定为

$$L_r I_p^2(t_2) > (C_1 + C_2) V^2 \quad (1)$$

在此时间间隔内, L_r 两端的电压为 $-V_{cb}$, I_p 减小, 并且没有能量传输至 2 次级。此间隔称为占空比 (D) 损耗。在 t_4 时, I_p 和 I_M 的总和达到 $-I_o/N$ 。此时间间隔所需的时间通过以下方式获得:

$$t_{\text{delay}23} = (1/\omega_0) \sin^{-1} [V_{cb}/Z_0 I_p(t_2)] \quad (2)$$

其中

$$\omega_0 = 1/\sqrt{2L_r C_{oss}} \quad (3)$$

$$Z_0 = \sqrt{L_r/2C_{oss}} \quad (4)$$

式中: ω_0 为角谐振频率; Z_0 为谐振的特性阻抗; C_{oss} 为场效应晶体管的寄生电容。

Q_2 在 t_5 时关断, I_p 对 C_2 充电, 同时对 C_1 放电。此模式一直持续到变压器一次侧电压, V_p 在时间 t_6 变为零 (直到 C_1 放电到 $V_{in} - V_{cb}$) 为止。由于二次侧、一次侧连接, C_1 使用存储在 L_r 和 L_o 中的能量放电。在 t_6 时, V_p 变为零, 同时二次侧解耦。因此, I_o 通过二次侧循环, 并且 C_1 继续使用 L_r 中存储的能量进行放电。 C_1 在 t_7 完全放电后, Q_1 的本体二极管开始导通, 并且 Q_1 达到 ZVS。 Q_1 的 ZVS 条件确定为

$$L_r I_p^2(t_6) > (C_1 + C_2) (V_{in} - V_{cb})^2 \quad (5)$$

在此模式下, $V_{in} - V_{cb}$ 跨越 L_{lk} , 并且 I_p 增加。此模式一直持续, 直到 $I_p - I_M$ 达到 I_o/N 。此间隔所需的延迟时间表示为

$$t_{\text{delay}67} = (1/\omega_0) \sin^{-1} [V_{in} - V_{cb}/Z_0 I_p(t_6)] \quad (6)$$

由于 $I_p(t_2)$ 总是大于 $I_p(t_6)$, V_{cb} 总是小于 $V_{in} - V_{cb}$, 所以式 (1) 的 ZVS 条件比式 (5) 容易得到。

场效应晶体管开关的开关损耗按下式计算:

$$P_{sw} = 0.5f_s (I_{D,ON} V_{DS,ON} t_{ON} + I_{D,OFF} V_{DS,OFF} t_{OFF}) \quad (7)$$

式中: $V_{DS,ON}$, $I_{D,ON}$, $V_{DS,OFF}$ 和 $I_{D,OFF}$ 分别为场效应晶体管在通电 (t_{ON}) 和关断 (t_{OFF}) 时间的漏源电压和电流; f_s 为开关频率。

Q_1 和 Q_2 的开关损耗可以用式 (7) 中开关接通和断开时的电压和电流代入, 并用下式表示:

$$P_{sw,Q_1,Asym} = 0.5f_s [V_{DS1}(t_7) I_p(t_7) t_{ON} + V_{DS1}(t_2) I_p(t_2) t_{OFF}] \quad (8)$$

$$P_{sw,Q_2,Asym} = 0.5f_s [V_{DS2}(t_3) I_p(t_3) t_{ON} + V_{DS2}(t_6) I_p(t_6) t_{OFF}] \quad (9)$$

此外, 二极管的开关损耗计算如下:

$$P_{sw,D,Asym} = (V_{D1} I_{D1,rms} + V_{D2} I_{D2,rms}) t_{rr} f_s \quad (10)$$

式中: t_{rr} 为二极管的反向恢复时间。

磁性元件单位体积的磁芯损耗由广义 Steinmetz 方程^[12]计算, 其表示为

$$P_{Core,v} = \frac{1}{T_s} \beta \int_0^{T_s} k_i \left| \frac{dB}{dt} \right|^\alpha (\Delta B)^{\beta-\alpha} dt \quad (11)$$

其中

$$k_i = k/(2\pi)^{\alpha-1} \int_0^{2\pi} |\cos\theta|^\alpha 2^{\beta-\alpha} d\theta \quad (12)$$

式中: T_s 为开断周期; ΔB 为峰值磁通密度; α , β 和 k 为 Steinmetz 参数。

如前所述, 在这种控制模式中存在一个直流偏移电流, 它提供直流磁场 H_{DC} (预磁化), 同时增加磁损耗。 H_{DC} 计算如下:

$$H_{DC} = I_{M,avg} N_p / l_e \quad (13)$$

式中: l_e 为有效的磁垫长度。

由文献[12]可知, H_{DC} 影响 k_i 和 β 参数值。换句话说, 这些参数取决于 H_{DC} ($\beta = f(H_{DC})$ 和 $k_i = f(H_{DC})$), 由图 3 的 Steinmetz 参数图确定, 并且 β_0 和 k_{i0} 为零预磁化 ($H_{DC} = 0$) 时的 Steinmetz 参数。

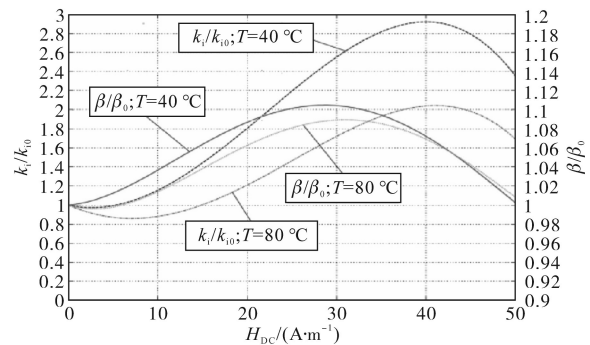


图3 铁氧体材料 N87(EPCOS)Steinmetz 参数图

Fig.3 Steinmetz parameters graph of the material ferrite N87(EPCOS)

为了计算传导损耗, 需要诸如场效应晶体管的导通电阻 R_{DS} , 二极管压降 V_D , 变压器一次和二次绕组电阻 R_{ip} 和 R_{is} 以及输出电感器电阻 R_L 之类的的数据。因此, 在非对称控制模式下的总传导损耗描述为

$$P_{Cond,Asym} = (R_{ip} + NR_{is}) I_{P1,rms}^2 + (I_{Q1,rms}^2 + I_{Q2,rms}^2) \cdot R_{DS} + I_{D1,rms} V_{D1} + I_{D2,rms} V_{D2} + I_{Lo,rms}^2 R_L \quad (14)$$

式中: $I_{Q1,rms}$, $I_{Q2,rms}$ 分别为开关 Q_1 , Q_2 的电流有效值; $I_{Lo,rms}$ 为输出电感的平均电流; $I_{P1,rms}$ 为变压器

一次侧的平均电流。

在非对称控制模式($P_{T,Asym}$)下,半桥转换器的总功率损耗为式(8)~式(11)及式(14)之和。

1.2 DCS控制模式下的功率损耗

此控制模式产生对称脉冲并消除 $I_{M,avg}$,并为其中一个开关提供软交换。DCS控制模式下半桥转换器的工作波形如图4所示。

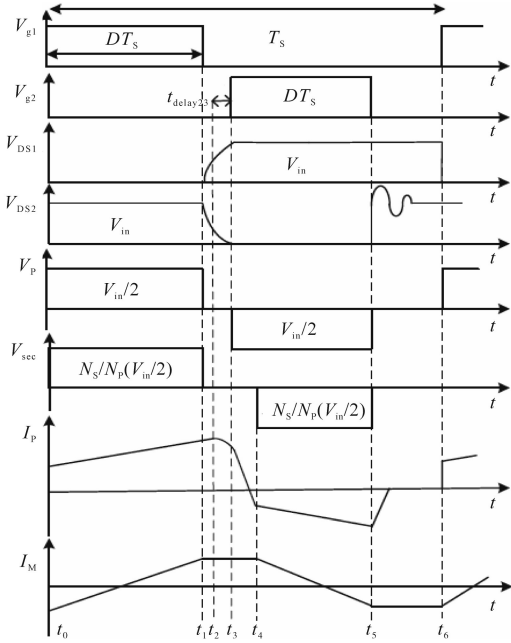


图4 半桥变换器在DCS控制模式下的工作波形
Fig.4 Operation waveforms of half-bridge converter in DCS control mode

文献[13]中的等效电路描述了DCS控制模式下转换器的工作原理。如图4所示,对 Q_2 栅极信号进行移位以调整 Q_1 关闭和 Q_2 开启之间的延迟时间,从而为 Q_2 提供ZVS。在此模式下,由于占空比信号对称, $I_{M,avg}$ 为零。 Q_1 在 t_1 时截止, I_P 对电容器 C_1 充电并使电容器 C_2 放电。由于变压器耦合, C_2 通过 L_r 和 L_o 中存储的能量放电。 C_2 完全放电后, Q_2 两端的电压达到零,并且 Q_2 本体二极管在 t_3 开始导通,并且 Q_2 在ZVS条件下导通。在此控制模式下, Q_1 在硬开关条件下导通。 Q_1 和 Q_2 的开关损耗可通过代入式(7)中的开关的开、关电压和电流来得出,并表示为

$$P_{SW,Q_1,Asym} = 0.5f_s [V_{DS1}(t_6)I_P(t_6)t_{ON} + V_{DS1}(t_2)I_P(t_2)t_{OFF}] \quad (15)$$

$$P_{SW,Q_2,Asym} = 0.5f_s [V_{DS2}(t_3)I_P(t_3)t_{ON} + V_{DS2}(t_5)I_P(t_5)t_{OFF}] \quad (16)$$

此外,在此控制模式下,二极管的开关损耗计算如下:

$$P_{SW,D,DCS} = 2V_{D1}I_{D1,rms}t_{rr}f_s \quad (17)$$

该控制模式下的磁芯损耗也由式(11)计算。由于 H_{DC} 为零,因此Steinmetz参数是恒定的。在DCS控制模式下,半桥转换器的传导损耗计算如下:

$$P_{Cond,DCS} = I_{P2,rms}^2(R_{tp} + NR_{ts}) + (I_{Q1,rms}^2 + I_{Q2,rms}^2) \cdot R_{DS} + 2I_{D1,rms}V_{D1} + I_{Lo,rms}^2R_L \quad (18)$$

DCS控制模式($P_{T,DCS}$)下的半桥转换器的总功率损耗为式(15)~式(18)及式(11)之和。

1.3 PWM控制模式下的功率损耗

在此控制模式下,将在硬切换条件下对称地打开和关闭开关。

PWM控制模式下半桥转换器的工作波形如图5所示。

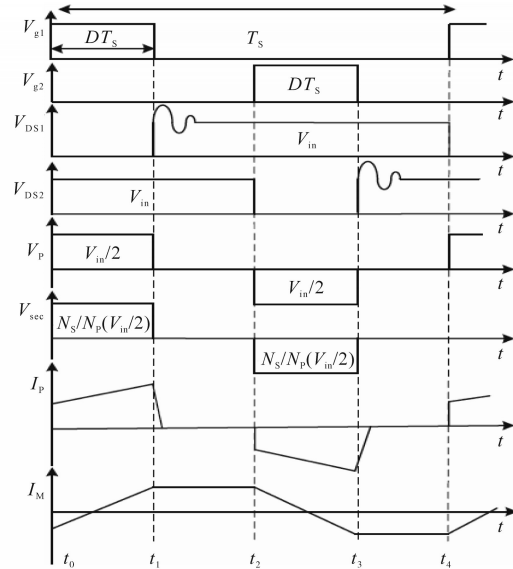


图5 半桥变换器在PWM控制模式下的工作波形
Fig.5 Operation waveforms of half-bridge converter in PWM control mode

Q_1 和 Q_2 的开关损耗相等,并通过代入式(7)中开关接通和关断时的电压电流来计算。

$$P_{SW,Q_1,PWM} = 0.5f_s [V_{DS1}(t_1)I_P(t_1)t_{ON} + V_{DS1}(t_2)I_P(t_2)t_{OFF}] \quad (19)$$

二极管开关和磁芯损耗与DCS控制模式下相同。

此外,在此控制模式下,半桥转换器的传导损耗由元件的电压和电流计算得出:

$$P_{Cond,PWM} = I_{P3,rms}^2(R_{tp} + NR_{ts}) + (I_{Q1,rms}^2 + I_{Q2,rms}^2) \cdot R_{DS} + 2I_{D1,rms}V_{D1} + I_{Lo,rms}^2R_L \quad (20)$$

PWM控制模式下的半桥转换器的总功率损耗是式(19)、式(20)、式(17)和式(11)之和的两倍。

2 控制模式之间的过渡点

在本节中,将分别计算 I_{Trans1} , I_{Trans2} 和 I_{Trans3} 三个过渡点。三个过渡点将整个负载变化范围分为四个子范围,分别称为“重负载”区、“半重负载”区、“轻负载”区和“超轻负载和空载”区。

2.1 过渡点的计算

确定过渡点时,不必比较四种模式的效率。换句话说,根据控制模式的特征,从满载到空载的优先级分别为非对称,DCS, PWM 和突发控制模式。

在重负载条件下,由于非对称控制模式为两个开关都提供ZVS并显著降低了开关损耗,因此其效率优于为开关之一提供ZVS的DCS。此外,在重负载下,DCS 优于 PWM,后者在硬开关条件下均会导通。

根据式(5)的规定,通过降低负载,没有完全为其中一个开关提供ZVS,并且开关损耗增加。另外, $I_{M,avg}$ 增加了磁芯损耗。这些因素降低了轻载条件下转换器的效率。将控制模式更改为DCS并消除 $I_{M,avg}$,可提高轻载条件下的效率。在非对称和DCS控制模式下转换器的效率变得相等的负载电流为 I_{Trans1} ,其通过下式求得:

$$P_{T,Asm} = P_{T,DCS} \quad (21)$$

随着负载的减少,ZVS 丢失了。同样,由于DCS 中的电流有效值要比 PWM 高,因此导通损耗也更高。与 PWM 控制模式相比,这些因素降低了DCS 控制中转换器的效率。因此,通过将控制模式改变为 PWM,可以提高该负载条件下的效率。在这两种模式下,转换器的效率变得相等的负载电流为 I_{Trans2} ,其通过下式求得:

$$P_{T,DCS} = P_{T,PWM} \quad (22)$$

从式(7)和式(11)可以看出,通过减小开关频率来减小开关和磁损耗。仅在超轻负载和空载条件下,才可以降低开关频率。突发控制模式用于减少超轻负载和空载条件下的开关损耗。在此控制模式下,两个边界用于调节输出电压。当 V_o 达到上限时, PWM 被关闭;通过将 V_o 降低到下限, PWM 被使用。在建议的控制方法中使用突发控制模式被设计为具有与 PWM 控制模式相同的输出电压波形。在突发控制模式下恒定波形电压的情况下,频率随着负载电流的降低而降低。然后,计算突发和 PWM 控制模式的输出电压波形同时的最大负载电流,作为第三转换点 I_{Trans3} 。 PWM

控制模式下转换器的输出电压波形计算如下:

$$\Delta V_{O,PWM} = \frac{V_o}{f_s L_o} (1 - D) \left(\frac{1}{8f_s C_o} + r_c \right) \quad (23)$$

式中: r_c 为 C_o (ESR) 的串联电阻。

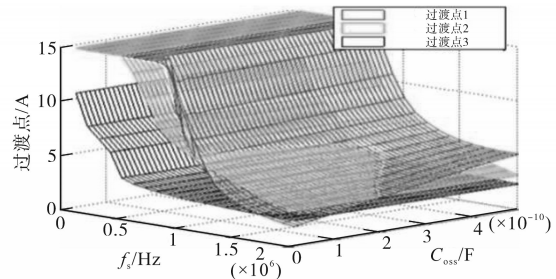
另外,如文献[12]中那样计算突发控制模式下的输出电压波形。 I_{Trans3} 通过下式求得:

$$\Delta V_{O,PWM} = \Delta V_{O,burst} \quad (24)$$

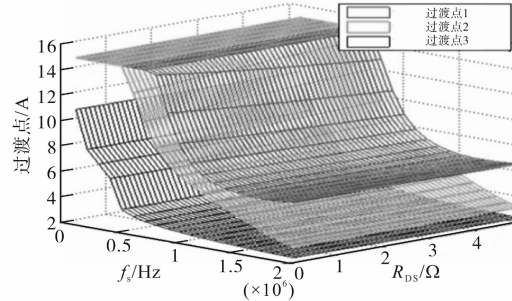
通过式(24)得到 I_o , 则 $I_{Trans3} = I_o$ 。式(21)、式(22)和式(24)通过数值方法求解。

2.2 参数变化对过渡点的影响

与式(21)、式(22)和式(24)一样,转换器的参数(如 R_{DS} , C_{OSS} , V_{in} 和 f_s) 取决于过渡点的值。为了可视化这些效果,针对过渡点与参数生成了三维图。参数变化对过渡点的影响如图6所示。



(a) f_s 变化对过渡点的影响



(b) R_{DS} 变化对过渡点的影响

图6 参数变化对过渡点的影响

Fig.6 Effect of parameters variations on transition point

图6a 体现了过渡点相对于 C_{OSS} 和 f_s 的变化。如图所示,当过渡点变化很大时,例如,在 80 kHz 和 200 pF 时, I_{Trans1} , I_{Trans2} 和 I_{Trans3} 分别为 10.8 A, 4.1 A 和 1.8 A, 而在 120 kHz 和 400 pF 时,它们分别为 8.7 A, 3.8 A 和 1.6 A。在该图中, R_{DS} 为 270 mΩ。

图6b 体现了过渡点相对于 f_s 和 R_{DS} 的变化。在 80 kHz 和 50 mΩ 时, I_{Trans1} , I_{Trans2} 和 I_{Trans3} 分别为 11.3 A, 4 A 和 1.8 A, 而在 120 kHz 和 200 mΩ 时,它们分别为 9.7 A, 3.8 A 和 1.6 A。在该图中, C_{OSS} 为 870 pF。

3 多模式控制方法

图7 为所提出的多模式控制方法的流程图。

数字控制器会定期采集负载电流,将负载电流与过渡点进行比较,并将转换器置于相关的控制模式下。

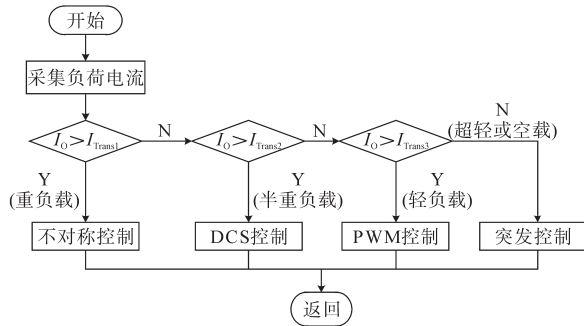


图7 拟定控制方法流程图

Fig.7 Proposed control method flowchart

1)“重负载”条件和“不对称”控制模式:当负载电流高于 I_{Trans1} 时,半桥转换器由不对称控制模式控制。在这种控制模式下,较高的磁芯损耗会导致在轻负载条件下效率降低。

2)“半重负载”条件和“DCS”控制模式:此负载条件在 I_{Trans1} 和 I_{Trans2} 之间,并且半桥转换器由DCS控制模式控制, $I_{M,avg}$ 为零,并提供ZVS开关。

3)“轻负载”状态和“PWM”控制模式:在负载电流介于 I_{Trans2} 和 I_{Trans3} 之间的情况下,半桥转换器由常规PWM控制模式控制。

4)“超轻和空载”条件和“突发”控制模式:半桥转换器由突发控制模式控制,负载电流低于 I_{Trans3} 。如第2节所述,突发控制模式用于减少超轻负载和空载条件下的开关损耗。

4 测试设置和实验结果

图8为数控半桥转换器的实物平台。半桥转换器具有400 V直流输入电压,12 V直流输出电压,30 A输出电流和100 kHz开关频率。

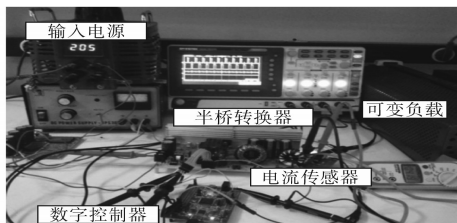


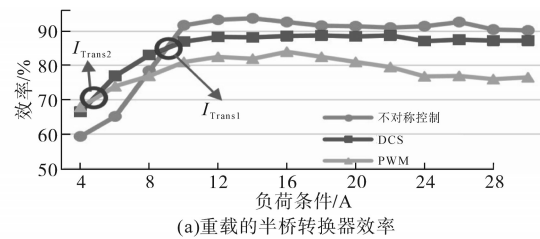
图8 数字控制器和半桥变流器

Fig.8 Implemented digital controller and half-bridge converter

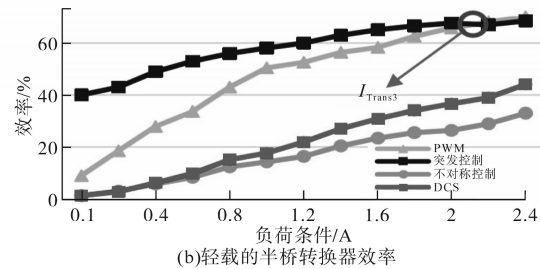
本算例是根据文献[11-13]中的程序设计制造的半桥转换器。半桥转换器的电路参数如下:输出电感 $L_o=32 \mu\text{H}$,输出电容 $C_o=330 \mu\text{F}$,谐振电感 $L_r=20 \mu\text{H}$,MOSFET开启时间 $t_{ON}=77 \text{ ns}$,MOSFET关闭时间 $t_{OFF}=168 \text{ ns}$,MOSFET寄生电容

$C_{OSS}=870 \text{ pF}$,漏源电阻 $R_{DS}=270 \text{ m}\Omega$,二极管恢复时间 $t_r=55 \text{ ns}$ 。转换器的组件为IRFP460A场效应晶体管,HFA50PA60C超快二极管,T40-14作为谐振电感器,T154-52作为输出电感器,EP-COS E42/21/20和N87用作变压器,变压器参数如下:Steinmetz参数中, $\alpha=1.57, \beta=2.5, k=20.02$,变压器变比 $N_p/N_s=24/2$,磁感应系数 $L_M=1\ 650 \mu\text{H}$,磁路长度 $l_e=97 \text{ mm}$,初级匝数 $V_e=22\ 700 \text{ mm}^3$ 。STM32F407处理器用作数字控制器,其参数如下:时钟频率168 MHz,ADC采样率2.4 MHz,数位分辨率12 bit,PWM分辨率16 bit。

选择开关和二极管时要考虑电压和电流应力。开关的最大电压和电流应力分别出现在PWM和非对称控制模式下,而对于二极管,这些最大值出现在非对称控制模式下。使用测得的输入和输出电压及电流绘制效率曲线。输出电压是固定的,输出电流从满载到空载都会变化。为了施加不同的负载电流,使用了滑动变阻器。输入和输出电流由GoodWill GCM-403数字钳形表测量。输入和输出电压由GoodWill GDM-357数字万用表测量。波形由GoodWill GDS-2074E数字示波器记录和测量。所有测试均在实验室的环境温度下进行,从满负荷到低负荷要经过15个步骤,大约需30 min。图9显示了效率曲线的实验结果。在图9中,显示了非对称对DCS,DCS对PWM,PWM对突发控制模式的效率曲线,其交点分别为8.4 A, 4.5 A和2.1 A,分别对应了 I_{Trans1}, I_{Trans2} 和 I_{Trans3} 。



(a)重载的半桥转换器效率



(b)轻载的半桥转换器效率

图9 半桥转换器效率的实验结果

Fig.9 Experimental results of half-bridge converter efficiency

表1为过渡点使用式(21)、式(22)和式(24)得出的计算结果和实验结果,计算结果和实验结

果相吻合,其差异可能是由于温度变化引起的制造公差和电路参数变化所致。因此,证明了本文所提的计算过渡点的方法非常精确,与通过实验得到的过渡点相比,差距很小。未来的研究中就可以用计算的方式得到过渡点,而不需要通过繁琐耗时的实验去获得过渡点,极大提高了研究效率。

表1 转换器的计算结果和实验结果

Tab.1 Calculated and experimental results of the converter

I_{Trans1}/A		I_{Trans2}/A		I_{Trans3}/A	
实验结果	计算结果	实验结果	计算结果	实验结果	计算结果
8.4	9.3	4.5	4	2.1	1.9

为了支持上述结论,本文开展多项实验,结果如表2~表5所示。

表2和表3显示了在不同频率和不同场效应晶体管下转换器的计算结果和实验结果的一致性。表4和表5中还描述了输入和输出电压变化对过渡点的影响。

表2 不同频率下变器过渡点的计算与实验结果

Tab.2 Calculated and experimental results of the converter transition points at different frequencies

频率/ kHz	I_{Trans1}/A		I_{Trans2}/A		I_{Trans3}/A	
	实验结果	计算结果	实验结果	计算结果	实验结果	计算结果
75	11.1	11.9	4.7	4.1	2.3	1.9
150	8.3	8.9	3.7	3.8	1.8	1.6
200	7.5	7.8	3.9	3.7	1.6	1.4

表3 其他场效应晶体管在 100 kHz 下的计算结果和实验结果

Tab.3 Calculated and experimental results with other MOSFETs at 100 kHz

MOSFET 零件编号	$R_{DS}/m\Omega$	C_{OSS}/pF	t_{ON}/ns	t_{OFF}/ns	I_{Trans1}/A		I_{Trans2}/A		I_{Trans3}/A	
					实验结果	计算结果	实验结果	计算结果	实验结果	计算结果
IRFP22N50A	230	264	120	94	6.4	7.1	3.5	3.5	1.9	1.9
SiHP20N50E	184	87	44	73	7.4	7.8	2.9	2.4	1.6	1.5

表4 不同输入电压下过渡点的计算结果和实验结果

Tab.4 Calculated and experimental results of transition points at different input voltages

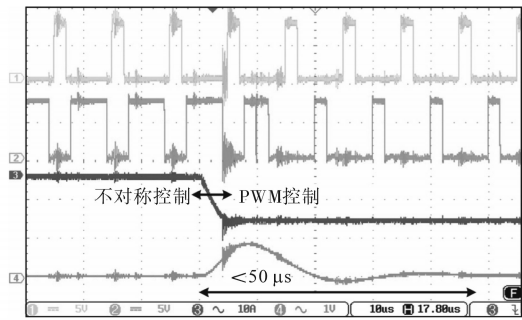
输入 电压/ V	I_{Trans1}/A		I_{Trans2}/A		I_{Trans3}/A	
	实验结果	计算结果	实验结果	计算结果	实验结果	计算结果
320	8.3	8.8	3.6	3.3	1.8	1.7
360	8.4	9.1	3.8	3.7	1.9	1.8
440	8.8	9.6	3.8	3.6	2	1.9

表5 不同输出电压下过渡点的计算结果和实验结果

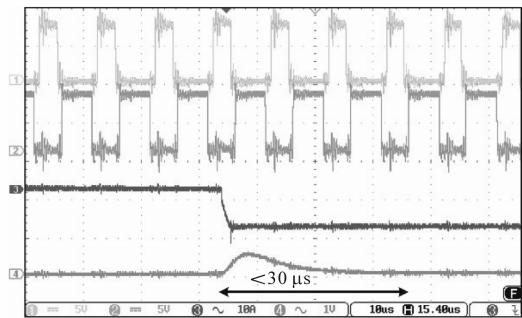
Tab.5 Calculated and experimental results of transition points at different output voltages

输出 电压/ V	I_{Trans1}/A		I_{Trans2}/A		I_{Trans3}/A	
	实验结果	计算结果	实验结果	计算结果	实验结果	计算结果
10	8.2	8.8	4.2	3.9	2	1.8
14	8.5	9.5	4.3	4.1	1.8	1.7

数字控制器使用磁滞回路将负载电流与转换点进行比较,以消除任意两个相邻控制模式之间的跳动。控制模式之间转换性能的实验结果如图9所示。可以看出,在控制模式转换期间,半桥转换器的输出电压保持恒定。图10显示了所提控制策略和非对称控制的转换器的动态响应,包括过渡和稳定时间。



(a)多模控制



(b)单模控制(非对称控制)

图10 动态响应实验结果

Fig.10 Experimental results of dynamic response

此外,对于所提出的控制方法和非对称控制,从空载到满载的转换器的实验结果如图11所示,可以看到,对于所提控制策略,稳定时间和下冲为 $400 \mu s$ 和 $1.2 V$ 。非对称控制分别为 $360 \mu s$ 和 $1 V$ 。为了衡量所提出方法的节电措施,进行对比实验,结果如图12所示,利用图9中的效率曲线可以计算不同控制方法的24 h总功耗。对于非对称、DCS和PWM控制模式,该方法的节电量分别为 $19 W (6.3\%)$, $26 W (8.4\%)$ 和 $32 W (10.2\%)$ 。采用所提控制策略,并分别采用计算过渡点和实验过渡点进行功耗计算。如图12所示,相对于其