

# 开关电容 PWM DC-DC 电压调节模块

曹文静<sup>1</sup> 金科<sup>1</sup> Ming Xu<sup>2</sup> F C Lee<sup>2</sup>

(1. 南京航空航天大学江苏省新能源发电与电能变换重点实验室 南京 210016 2. 美国弗吉尼亚理工大学电力电子研究中心 布莱克斯堡 24061)

**摘要** 介绍了一种开关电容 PWM DC-DC 电压调节模块, 该变换器是开关电容变换器和 PWM 变换器的结合, 具有如下优点: ①开关管的零电压开关 (Zero-Voltage-Switching, ZVS); ②运用自耦变压器实现同步整流管 (Synchronous Rectifier, SR) 的自驱动, 减小了驱动损耗和体二极管导通损耗; ③变压器漏感对效率的影响小, 可以使用常规的分立式变压器, 从而降低成本; ④变换器是单相的, 结构简单, 应用灵活。在理论分析的基础上, 搭建了一台四相 700kHz 1.2V/130A VRM 原理样机验证了理论分析的正确性。

**关键词:** 开关电容变换器 PWM 变换器 自驱动 零电压开关

**中图分类号:** TM463

## Switching Capacitor PWM DC-DC Voltage Regulator Module

Cao Wenjing<sup>1</sup> Jin Ke<sup>1</sup> Ming Xu<sup>2</sup> F C Lee<sup>2</sup>

(1. Nanjing University of Aeronautics & Astronautics Nanjing 210016 China 2. Center for Power Electronics Systems Virginia Polytechnic Institute and State University Blacksburg 24061 USA)

**Abstract** This paper proposes a novel switching capacitor PWM DC-DC voltage regulator module. The converter is a combination of a switching capacitor converter and a PWM converter, and it has the following advantages: ①Zero voltage switching of all the MOSFETs. ②Using an auto transformer self-driven method to save the driver loss and the synchronous rectifier (SR) body diode conduction loss. ③Its efficiency is not sensitive to leakage inductor, so that the discrete transformer can be used to save the cost. ④Single phase option makes it more flexible. A four-phase 700kHz 1.2V/130A output VRM prototype was built to verify the analysis.

**Keywords:** Switching capacitor converter, PWM converter, self-driven, zero voltage switching

国家自然科学基金 (51007038) 和台达环境与教育基金会《电力电子科教发展计划》资助项目。

收稿日期 2010-10-25 改稿日期 2011-08-19

## 1 引言

随着信息产业的快速发展, 高效率动态特性负载点 (Point of Load, POL) 变换器得到了越来越多的应用。给 CPU 供电的电压调节器 (Voltage

Regulators, VR) 是一种特殊的 POL 变换器, 新一代计算机微处理器发展的趋势是低压大电流。工作电压低至 1V, 工作电流高达 130A, 并且对动态性能有更高的要求 ( $di/dt=2A/ns$ )。一些服务器中使用的微处理器甚至需要 170A 的电流。这就要求 VR 具有更高的效率, 更稳定的输出电压, 以及更快的动态响应速度<sup>[1-3]</sup>。

目前绝大部分 VR 采用的拓扑是多相交错 Buck 变换器。为了满足 CPU 对动态性能越来越高的要求, 如果保持开关频率不变, 那输出滤波电容将大大增加, 而输出滤波电容的增加, 不但增加了

成本还降低了功率密度；如果提高开关频率，输出滤波电容可以减少，这样成本降低，功率密度得到提高。但是，当开关频率升高时，虽然导通损耗变化不大，但开关损耗和同步整流管体二极管的损耗会增加，从而导致效率降低 [4-8]。

文献[9,10]提出了自驱动 ZVS 非隔离全桥 DC-DC 变换器，它与传统两相 Buck 变换器相比，具有以下优点：①功率管的零电压开关；②消除了 SR 驱动器，减小驱动损耗；③不需要调节死区时间，减小了 SR 的体二极管导通损耗；④增大占空比，减小了主开关管关断损耗和体二极管的反向恢复损耗。然而，该变换器具有以下缺点：①必须两相工作，轻载时环流损耗大；②变压器漏感对效率影响大，不能采用分立式变压器，限制了变换器在 VR 场合的应用；③结构相对复杂，灵活性较差。

为了解决以上缺点，本文将原变换器拆分成两个可以独立工作的单相变换器，该变换器一个模态工作在开关电容模态；另一个模态工作在 PWM 调压模态，在保留了开关电容变换器动态响应快的优点的同时，通过调节占空比调节输出电压。本文在分析工作原理和自驱动方式的基础上，搭建了一台四相 700kHz 1.2V/130A VRM 原理样机，验证了理论分析的正确性。

## 2 变换器推导

自驱动 ZVS 非隔离全桥 DC-DC 变换器可以解耦成两个对称的部分，从而得到两个独立的单相变换器，其推导步骤如图 1 所示。

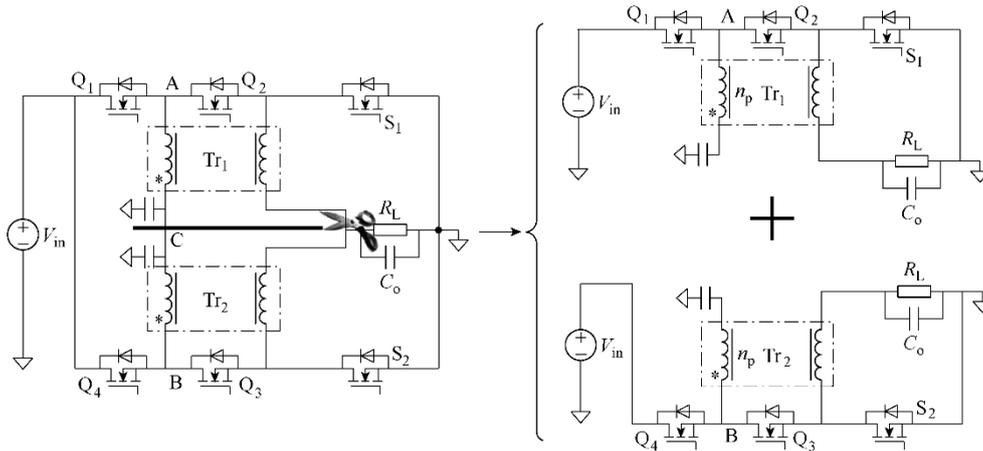


图 1 推导步骤

Fig.1 Derivation process

原变换器上下两相的输入和输出均是解耦的，只有变压器一次侧耦合在一起，C 点电位是随开关管开关而变化的。要实现两相的解耦，就必须确保 C 点电位不随开关管开关而变化。

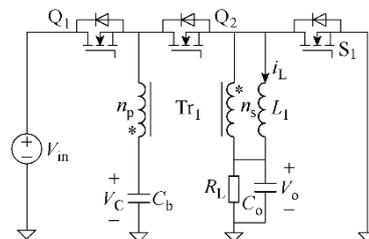
固定 C 点电位有两种方法：一是保持控制信号时序不变，改变变压器的同名端；二是保持变压器同名端不变，改变开关管的控制时序，使 S<sub>1</sub> 和 Q<sub>2</sub> 同时导通和分断，S<sub>2</sub> 和 Q<sub>3</sub> 同时导通和分断。

当 C 点电位固定后，则可以在 C 点并联电容从而解耦，将变换器一分为二，形成两个可以独立工作的单相变换器。

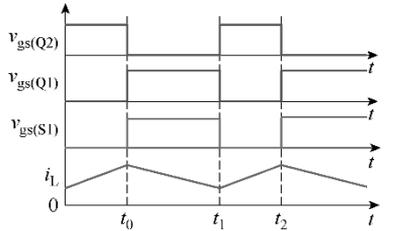
改变变压器同名端解耦后的变换器主电路、主要波形和模态等效电路如图 2 所示。改变开关管控制时序解耦后的变换器主电路、主要波形和模态等效电路如图 3 所示。

对于图 2a 所示的电路，在 [t<sub>0</sub>~t<sub>1</sub>]时间段，开

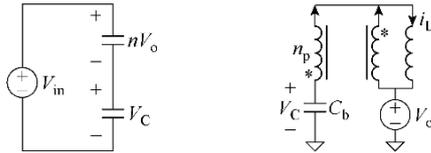
关管 Q<sub>1</sub>、S<sub>1</sub> 导通，输出电压 V<sub>o</sub> 与变压器二次侧并联，通过变压器折算到一次侧，与隔直电容 C<sub>b</sub> 串联，接在输入电压源 V<sub>in</sub> 两端。等效电路如图 2c 所示。此时电路可以看作一个开关电容变换器，工作在开关电容模态，具有良好的动态特性 [11]。在 [t<sub>1</sub>~t<sub>2</sub>]时间段，开关管 Q<sub>1</sub>、S<sub>1</sub> 分断，Q<sub>2</sub> 导通。等效电路如图 2d 所示。变压器得到复位，输出电压可以由 Q<sub>2</sub> 的占空比进行调节。此时电路可以看作一个 PWM 变换器，工作在调压模态。



(a) 主电路



(b) 主要波形图



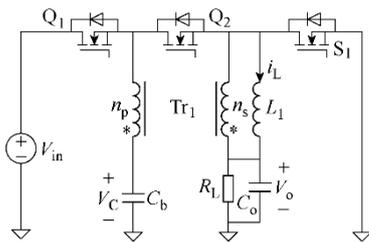
(c) [t<sub>0</sub>~t<sub>1</sub>] 等效电路

(d) [t<sub>1</sub>~t<sub>2</sub>] 等效电路

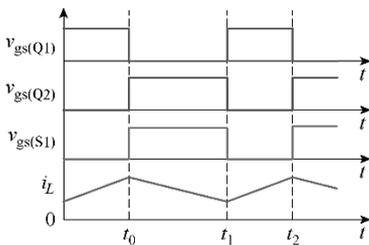
图2 正激式开关电容 PWM DC-DC 电压调节模块

Fig.2 Forward switching capacitor PWM DC-DC

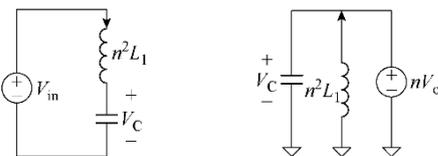
voltage regulator module



(a) 主电路



(b) 主要波形图



(c) [t<sub>0</sub>~t<sub>1</sub>] 等效电路

(d) [t<sub>1</sub>~t<sub>2</sub>] 等效电路

图3 反激式开关电容 PWM DC-DC 电压调节模块

Fig.3 Flyback switching capacitor PWM DC-DC

voltage regulator module

对于图 3a 所示的电路，在 [t<sub>0</sub>~t<sub>1</sub>] 时间段，开关管 Q<sub>1</sub> 导通，输入电压与变压器一次侧、隔直电容 C<sub>b</sub> 串联，C<sub>b</sub> 和励磁电感 L<sub>1</sub> 储存电能。等效电路如图 3c 所示。输出电压可以由 Q<sub>1</sub> 的占空比进行调节。此时电路可以看作一个 PWM 变换器，工作在调压模式。在 [t<sub>1</sub>~t<sub>2</sub>] 时间段，开关管 Q<sub>1</sub> 断开，开关管

Q<sub>2</sub>、S<sub>1</sub> 导通。L<sub>1</sub> 通过开关管 S<sub>1</sub> 对输出 V<sub>o</sub> 释放电能，C<sub>b</sub> 通过 Q<sub>2</sub> 和 S<sub>1</sub> 直接与变压器一次侧 (nV<sub>o</sub>，n 为变压器一二次侧匝比) 并联。等效电路如图 3d 所示。此时电路可以看作一个开关电容变换器，工作在开关电容模式，具有良好的动态特性。

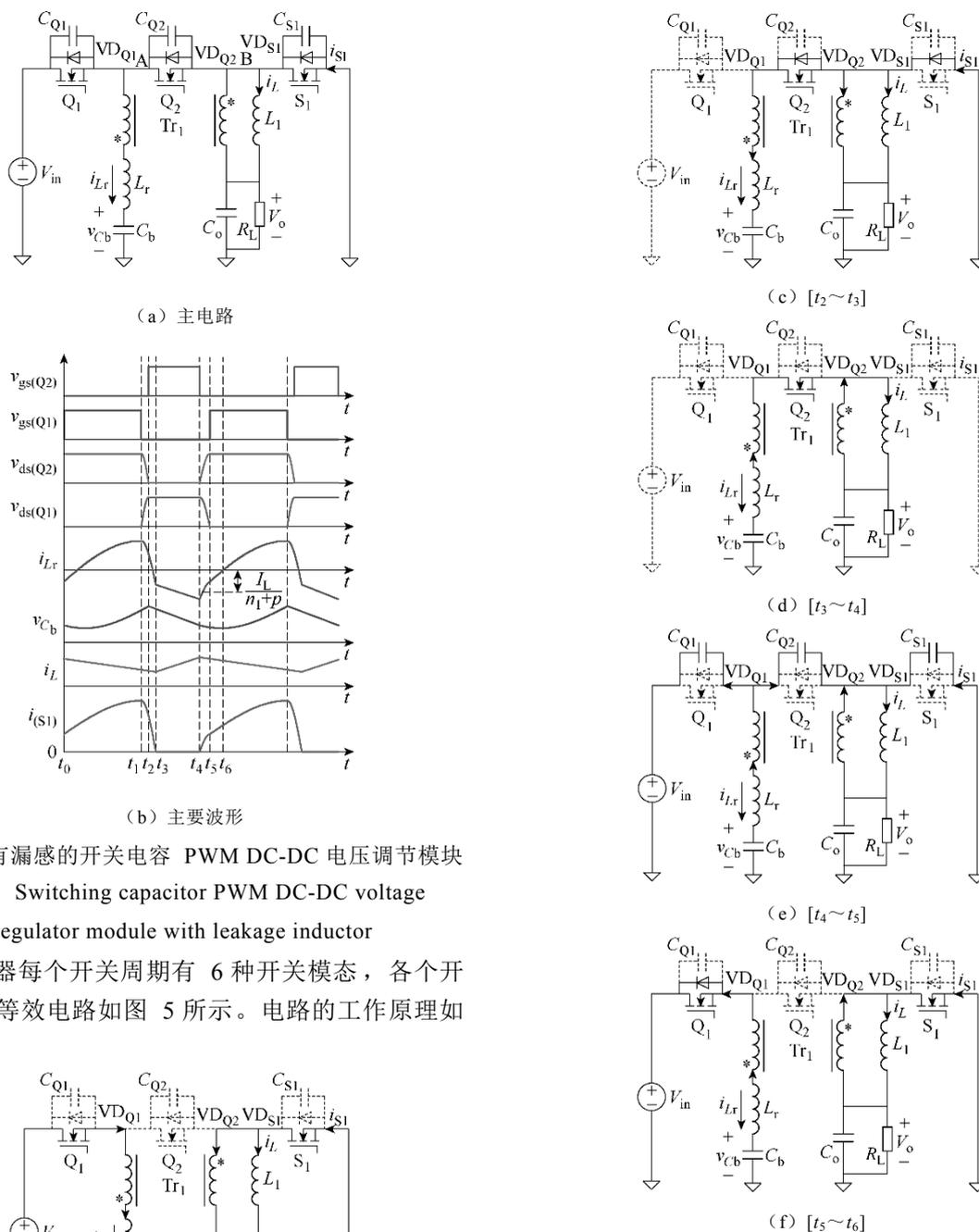
由以上的分析可知，通过解耦得到的单相变换器一个周期内有两个模式，分别是开关电容模式和调压模式。它们是开关电容变换器与 PWM 变换器的结合，因此称之为开关电容 PWM DC-DC 电压调节模块。由以上分析可见，图 2 所示电路的能量传递方式与正激变换器类似，称之为正激式开关电容 PWM DC-DC 电压调节模块；图 3 所示电路的能量传递方式与反激变换器类似，称之为反激式开关电容 PWM DC-DC 电压调节模块。开关电容 PWM DC-DC 电压调节模块在保留原有变换器 [9, 10] 优点的同时，克服了开关电容变换器对输出电压调节困难的缺点 [12, 13]，并且开关电容模式使其保留了开关电容变换器动态响应快的优点。

与全桥变换器相比，开关电容 PWM DC-DC 电压调节模块是单相的，结构更加灵活。根据不同的应用场合，可以通过变换器并联的方式实现最优化的相数，且每一相都是独立的。为了在不同负载范围内达到高效率，可以采用脱相控制的方法，使变换器根据不同的负载情况高效工作。此外，可以引入非线性控制方法提高变换器的动态性能 [14]。

从能量传递的角度分析，图 2 中的变换器在两个模式均向负载提供能量，而图 3 的变换器仅在一个模式向负载输出能量，而另一模式由输出滤波电容提供负载能量，因此图 2 中的变换器效率更高。本文将对图 2 所示的变换器的工作原理进行详细分析，并讨论其自驱动和优化设计的方法。

### 3 工作原理

在实际电路中，变压器的引入意味着引入了漏感。当漏感很小可以忽略时，变换器的工作原理如上节所述。当变压器漏感不可忽略时，可以利用漏感，使开关管实现 ZVS。本节详细讨论带有漏感的开关电容 PWM DC-DC 电压调节模块的工作原理。主电路和主要波形如图 4 所示。在分析前，做如下假设：①所有开关管和二极管均为理想器件；②所有电感、电容和变压器均为理想元件；③输出滤波电容足够大，可近似认为是电压源。



(a) 主电路

(b) 主要波形

(c) [t<sub>2</sub>~t<sub>3</sub>]

(d) [t<sub>3</sub>~t<sub>4</sub>]

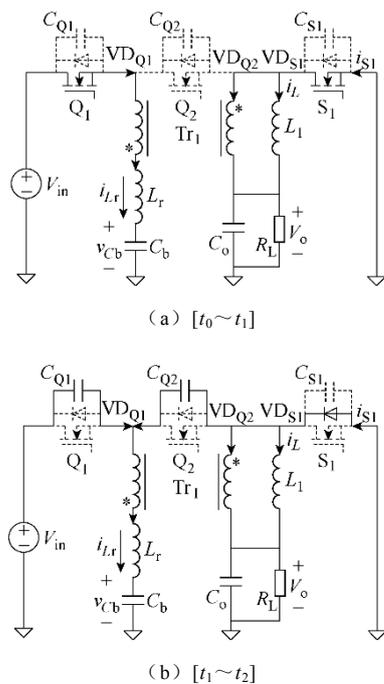
(e) [t<sub>4</sub>~t<sub>5</sub>]

(f) [t<sub>5</sub>~t<sub>6</sub>]

图 4 带有漏感的开关电容 PWM DC-DC 电压调节模块

Fig.4 Switching capacitor PWM DC-DC voltage regulator module with leakage inductor

变换器每个开关周期有 6 种开关模式，各个开关模式的等效电路如图 5 所示。电路的工作原理如下。



(a) [t<sub>0</sub>~t<sub>1</sub>]

(b) [t<sub>1</sub>~t<sub>2</sub>]

(f) [t<sub>5</sub>~t<sub>6</sub>]

图 5 等效电路

Fig.5 Equivalent circuits

(1) 开关模式 1 [t<sub>0</sub>~t<sub>1</sub>] (见图 5a)

开关管 Q<sub>1</sub>、S<sub>1</sub> 导通，变压器漏感 L<sub>r</sub> 与隔直电容 C<sub>b</sub> 串联谐振，输入电能一部分存储在 C<sub>b</sub> 中，其余部分对负载供电。励磁电感 L<sub>1</sub> 上电流 i<sub>L</sub> 线性下降。

$$i_{Lr}(t) = I_{Lr}(t_0) \cos \omega_{r1}(t - t_0) + \frac{V_{in} - nV_o - V_{Cb}(t_0)}{Z_{r1}} \sin \omega_{r1}(t - t_0) \quad (1a)$$

$$v_{Cb}(t) = V_{Cb}(t_0) + Z_{r1} I_{Lr}(t_0) \sin \omega_{r1}(t - t_0) + [V_{in} - nV_o - V_{Cb}(t_0)][1 - \cos \omega_{r1}(t - t_0)] \quad (1b)$$

式中,  $\omega_{r1} = 1/\sqrt{L_r C_b}$ ;  $Z_{r1} = \sqrt{L_r/C_b}$ ;  $I_{Lr}(t_0)$ 和  $V_{Cb}(t_0)$ 分别是  $t_0$ 时刻流经  $L_r$ 的电流和  $C_b$ 两端电压。

在  $t_1$ 时刻, 开关管  $Q_1$ 和  $S_1$ 分断,  $Q_1$ 的分断电流取决于  $L_r$ - $C_b$ 谐振网络。对于一个给定的变压器,  $L_r$ 是确定的, 那么可以通过选取适当的  $C_b$ 合理设计谐振网络以达到  $Q_1$ 的 ZCS。因此, 变压器漏感  $L_r$ 对效率影响不大, 这是该变换器的一个显著优点。从而可以使用价格便宜且易于安装的分立式变压器, 变换器适用于 VRM, VRD 等多种应用场合。

(2) 开关模态 2 [ $t_1 \sim t_2$ ] (见图 5b)

在  $t_1$ 时刻, 开关管  $Q_1$ 和  $S_1$ 分断,  $i_{S1}$ 流经  $S_1$ 的体二极管  $VD_{S1}$ ,  $i_L$ 继续线性下降。  $i_{Lr}$ 给  $C_{Q1}$ 充电, 同时给  $C_{Q2}$ 放电。直至  $v_{CQ1}$ 充电至  $V_{in}$ ,  $v_{CQ2}$ 放电至零, 模态 2 结束。

$$i_{Lr}(t) = I_{Lr}(t_1)\cos\omega_{r2}(t-t_1) + \frac{V_{in} - nV_o - V_{Cb}(t_1)}{Z_{r2}}\sin\omega_{r2}(t-t_1) \quad (2a)$$

$$v_{Q1}(t) = (V_{in} - nV_o)[1 - \cos\omega_{r2}(t-t_1)] \quad (2b)$$

$$v_{Q2}(t) = V_{in} - nV_o[1 - \cos\omega_{r2}(t-t_1)] \quad (2c)$$

式中,  $\omega_{r2} = 1/\sqrt{L_r(C_{Q1} + C_{Q2})}$ ,  $Z_{r2} = \sqrt{L_r/(C_{Q1} + C_{Q2})}$ 。

(3) 开关模态 3 [ $t_2 \sim t_3$ ] (见图 5c)

在  $t_2$ 时刻,  $v_{ds(Q2)}$ 降低到零, 此时给  $Q_2$ 触发信号, 使  $Q_2$ 实现 ZVS 开通。  $VD_{S1}$ 继续导通,  $L_r$ 和  $C_b$ 谐振,  $i_{Lr}$ 迅速谐振到零。

$$i_{Lr}(t) = I_{Lr}(t_2)\cos\omega_{r1}(t-t_2) - \frac{nV_o - V_{Cb}(t_2)}{Z_{r1}}\sin\omega_{r1}(t-t_2) \quad (3a)$$

$$v_{Cb}(t) = V_{Cb}(t_2) + Z_{r1}I_{Lr}(t_2)\sin\omega_{r1}(t-t_2) + [-nV_o - V_{Cb}(t_0)][1 - \cos\omega_{r1}(t-t_2)] \quad (3b)$$

直到  $VD_{S1}$ 自然截止, 模态 3 结束。

(4) 开关模态 4 [ $t_3 \sim t_4$ ] (见图 5d)

在  $t_3$ 时刻,  $VD_{S1}$ 截止, 储存在  $C_b$ 中的能量给负载放电。  $i_L$ 线性上升。变压器在该模态得到复位。

$$i_{Lr}(t) = I_{Lr}(t_3)\cos\omega_{r3}(t-t_3) + \frac{V_{Cb}(t_3) - V_o}{Z_{r3}}\sin\omega_{r3}(t-t_3) \quad (4a)$$

$$v_{Cb}(t) = V_{Cb}(t_3) + Z_{r3}I_{Lr}(t_3)\sin\omega_{r3}(t-t_3) + [V_{Cb}(t_3) - V_o][1 - \cos\omega_{r3}(t-t_3)] \quad (4b)$$

式中,  $L_{eq} = L_r + (n^2 + 1)L_1$ ;  $\omega_{r3} = 1/\sqrt{L_{eq}C_b}$ ;  $Z_{r3} = \sqrt{L_{eq}/C_b}$ 。

(5) 开关模态 5 [ $t_4 \sim t_5$ ] (见图 5e)

在  $t_4$ 时刻,  $Q_2$ 关断,  $i_{Lr}$ 给  $C_{Q2}$ 充电, 给  $C_{Q1}$ 放电。直至充放电过程结束。

(6) 开关模态 6 [ $t_5 \sim t_6$ ] (见图 5f)

在  $t_5$ 时刻,  $v_{ds(Q1)}$ 降低到零, 此时给  $Q_1$ 触发信号, 使  $Q_1$ 实现 ZVS 导通。  $L_r$ - $C_b$ 电路谐振。  $t_6$ 时刻, 一个开关周期结束。

由以上对工作原理的分析, 可以推导出变换器的电压传输比

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{D}{n+1} \quad (5)$$

式中,  $D$ 为开关管  $Q_2$ 的占空比。

## 4 自耦变压器自驱动方法

自驱动变换器的主要优点是驱动电路简单, SR 体二极管导通损耗减小, 部分驱动能量可以循环利用。从而降低成本, 提高效率<sup>[9]</sup>。因此, 本文提出的开关电容 PWM DC-DC 电压调节模块采用自驱动的方法为 SR 提供驱动电压。

SR 的驱动损耗计算公式如下:

$$P_{drive\_loss} = Q_g V_{drive} f_s \quad (6)$$

式中,  $Q_g$ 与  $V_{drive}$ 成正比;  $f_s$ 是开关频率。对于不同的器件, 最优的驱动电压也不同。本文中的 SR 采用 IRF6716, 图 6 列出了不同驱动电压下 SR 的损耗对比。驱动电压的减小虽然可以减小驱动损耗, 但是导通损耗却随之增加。从图 6 看出 8V 是最优化的驱动电压。因此得到与 SR 所需驱动电压时序相同, 幅值最优的驱动信号是减小驱动损耗的关键。

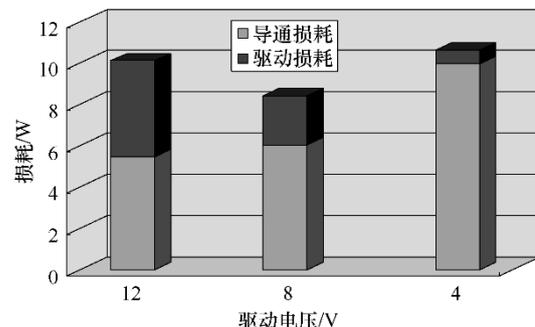


图 6 不同驱动电压对应 SR 损耗对比

Fig.6 The SR loss comparison between different drive voltages

本文采用了自耦变压器自驱动法得到最优的驱动电压,如图 7a 所示。自耦变压器产生电压  $v_T$  的波形如图 7b 所示,可以看出  $v_T$  波形相位与  $v_{gs(Q1)}$

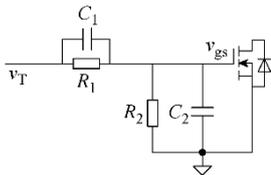
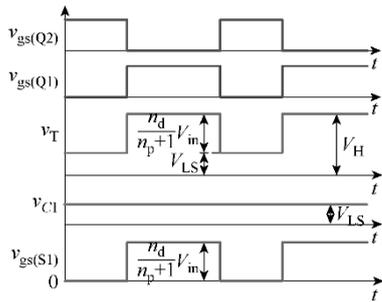
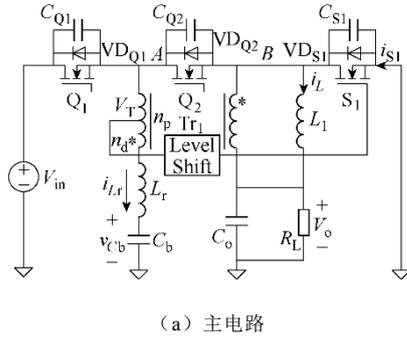


图 7 SR 自驱动电路

Fig.7 Synchronous rectifier self-driven circuit

一致,电压跨度为  $\frac{n_d}{n_p+1}V_{in}$ ,  $n_d$  是自耦变压器匝数,

最优驱动电压可以通过改变  $n_d$  来调节。但是,  $v_T$  中存在多余的直流分量,不能直接驱动 SR,而要通过一个电平转移电路去除部分直流分量。图 7c 给出了电平转移电路的结构,下面将讨论其参数的设计方法。

$v_T$  中包含有直流分量  $v_{T(DC)}$  和交流分量  $v_{T(AC)}$ ,且  $v_{T(DC)}=V_{Cb}$ 。电平转移电路的功能就是使  $v_T$  的所有交流分量通过,而只通过一部分直流分量,使得 SR 关断时所需的  $v_{gs(S1)}$  可以降低到零,确保 SR 有效关断。

由电平转移电路,可以得到

$$\frac{v_{gs}}{v_T} = \frac{R_2(1+sC_1R_1)}{R_2(1+sC_1R_1)+R_1(1+sC_2R_2)} \quad (7)$$

$$\frac{v_{C1}}{v_T} = \frac{R_1(1+sC_2R_2)}{R_2(1+sC_1R_1)+R_1(1+sC_2R_2)} \quad (8)$$

对于直流分量,  $s$  为零,由式 (8) 可得

$$\frac{v_{C1}}{v_T} \Big|_{s=0} = \frac{R_1}{R_2+R_1} = \frac{V_{LS}}{V_{Cb}} \quad (9)$$

根据输入电压和输出电压取值范围,为了确保 SR 有效关断,  $\frac{v_{C1}}{v_T} \Big|_{s=0}$  取值应为 0.63。即

$$\frac{R_1}{R_1+R_2} = 0.63. \text{ 选取 } R_1=910\Omega, R_2=510\Omega.$$

对于开关频率的交流分量,  $s=2j\pi f_s$ , 且有  $|sC_1R_1| \gg 1, |sC_2R_2| \gg 1$ 。由式 (7) 可得

$$\frac{v_{gs}}{v_T} \Big|_{s=2j\pi f_s} = \frac{C_1}{C_2+C_1} \quad (10)$$

所有开关频率的交流分量均通过电平转移电路,即  $\frac{v_{gs}}{v_T} \Big|_{s=2j\pi f_s} = \frac{C_1}{C_2+C_1} = 1$ , 因此有  $C_1 \gg C_2$ 。  $C_2$

是 SR 的输入电容。SR 为两个 IRF6716 并联,  $C_2=12\text{nF}$ , 选取  $C_1=0.5\mu\text{F}$ 。

## 5 实验结果

为了验证理论分析的正确性,在实验室搭建了一台四相 700kHz 1.2V/130A 输出 VRM 原理样机,图 8 给出了原理样机的照片。具体参数如下:输入直流电压:  $V_{in}=10.04\sim 12.6\text{V}$ ; 输出直流电压:  $V_o=0.8\sim 1.6\text{V}$ ; 最大输出电流  $I_{o\max}=150\text{A}$ ;  $Q_1$ : RJK0302;  $Q_2$ : RJK0304;  $S_1$ :  $2\times\text{IRF6716}$ ; 变压器匝比:  $n=2$ ; 一次隔直电容  $C_b$ :  $4\times 1\mu\text{F}$ , MLCC/TKD; 驱动芯片: ISL6596; 控制芯片: PX3538。

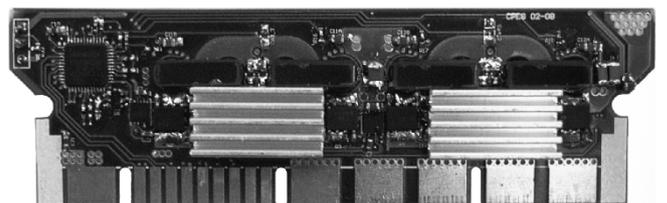


图 8 四相 VRM 硬件照片  
Fig.8 Four-phase VRM hardware picture

实验波形如图9所示。图9a给出了 $v_{gs(Q1)}$ 、 $v_{gs(Q2)}$ 和 $v_{gs(S1)}$ 的波形。可以看出 $v_{gs(S1)}$ 约为8V,并且相位同 $v_{gs(Q1)}$ 保持一致,证明了自耦变压器自驱动方法的可行性。图9b给出了 $v_{gs(Q1)}$ 、 $v_{gs(Q2)}$ 、隔直电容电压 $v_{Cb}$ 以及变压器一次电流 $i_{Lr}$ 的波形。可以看出 $Q_1$ 的分断电流近似为零,实现了ZCS。实验验证了理论分析的正确性。

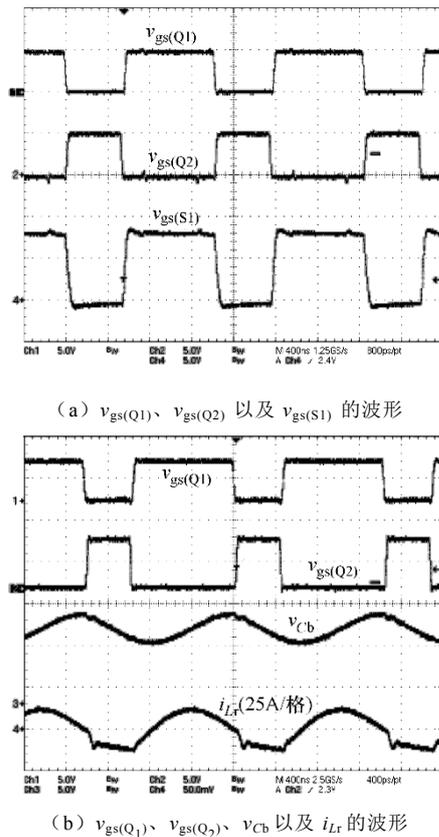


图9 实验波形

Fig.9 The experimental waveforms

图10给出了六相Buck、12V自驱动全桥以及本文提出的四相变换器运用脱相控制的效率对比曲线。可以看出在满载时,本文提出的变换器与12V自驱动变换器效率基本一致。采用脱相控制,通过检测输出电流来控制工作的相数,随着输出电流的减小逐步减少工作的相数。从效率曲线可以看出,当输出电流降低至60A左右时,分断两相,仅有两相工作;当输出电流进一步降低至30A左右时,再分断一相,此时仅有一相对负载提供能量。从而确保变换器可以在整个负载范围内高效率工作。

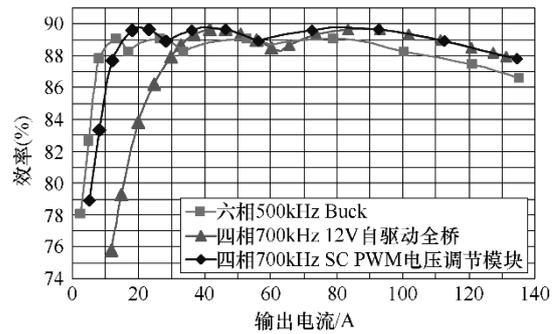


图10 效率曲线

Fig.10 The efficiency curves

## 6 结论

本文提出了开关电容PWM DC-DC电压调节模块,它是开关电容变换器与PWM变换器的结合,具有如下优点:①有两个工作模式,即开关电容模式和调压模式,使变换器具有开关电容变换器动态特性快的优点,又具有调压变换器通过调节占空比调节输出电压的功能;②变压器漏感与隔直电容谐振,实现开关管的软开关;③运用自耦变压器实现SR的自驱动,减小了驱动损耗和体二极管导通损耗;④变换器是单相的,结构灵活,运用脱相控制的方法可以在整个负载范围内实现高效率。

## 参考文献

- [1] Voltage regulator module and enterprise voltage regulator-down 11.0 design guidelines[Z]. Intel Corporation, 2006, 11.
- [2] 陈为, 卢增艺, 王凯. 电压调节模块耦合电感性能分析与设计[J]. 电工技术学报, 2009, 24(1): 127-132. Chen Wei, Lu Zengyi, Wang Kai. Performance analysis and design of voltage regulator module with coupled inductors[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2009, 24(1): 127-132.
- [3] 刘学超, 张波, 丘东元, 等. 多相并联磁集成电压调整模块的电路建模研究[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(19): 145-150. Liu Xuechao, Zhang Bo, Qiu Dongyuan, et al. Research of circuit modeling of multiphase parallel voltage regulator module with integrating magnetics[J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26(19): 145-150.
- [4] 陈威, 吕征宇. 一种兆赫兹级频率范围多相谐振电压整流模块的新颖控制策略[J]. 中国电机工程学报,

- 2008, 28(27): 1-6.
- Chen Wei, Lü Zhengyu. A novel control scheme for MHz range multiphase resonant VRM[J]. Proceedings of the CSEE, 2008, 28(27): 1-6.
- [5] Zhou X, Zhang X, Liu J, et al. Investigation of candidate VRM topologies for future microprocessors[C]. IEEE Applied Power Electronics Conference, 1998: 145-150.
- [6] Yao K, Xu M, Meng M, et al. Design considerations for VRM transient response based on the output impedance[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2003, 18(6): 1270-1277.
- [7] Xu M, Zhou J, Yao K, et al. Small signal modeling of a high bandwidth voltage regulator using coupled inductors[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2007, 22(2): 399-406.
- [8] Ren Y, Xu M, Zhou J, et al. Analytical loss model of power MOSFET[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2006, 21(2): 310-319.
- [9] Zhou J, Xu M, Sun J, et al. A self-driven soft-switching voltage regulator for future microprocessors[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2005, 20(4): 806-814.
- [10] Jin K, Sun Y, Xu M, et al. Integrated magnetic self-driven ZVS nonisolated full-bridge converter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57(5): 1615-1623.
- [11] Xu M, Sun J, Lee F C. Voltage divider and its application in the two-stage power architecture[C]. IEEE Applied Power Electronics Conference, 2006: 499-505.
- [12] 丘东元, 张波, 郑春芳, 等. 谐振开关电容变换器新型 PWM 控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(2): 116-120.
- Qiu Dongyuan, Zhang Bo, Zheng Chunfang, et al. New PWM control method of resonant switched capacitor dc-dc converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26(2): 116-120.
- [13] Ioinovici A. Switched-capacitor power electronics circuits[J]. IEEE Circuits System Magazine, 2001, 1(1): 37-42.
- [14] 许峰, 徐殿国, 柳玉秀. 具有最优动态响应的 PWM 型 DC-DC 变换器非线性控制新策略 [J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(12): 133-139.
- Xu Feng, Xu Dianguo, Liu Yuxiu. A novel nonlinear control method for PWM DC-DC converter with optimizing transient response[J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(12): 133-139.

---

作者简介:曹文静 女, 1987 年生, 硕士研究生, 研究方向为低压大电流直流变换器。金科 男, 1978 年生, 教授、博士生导师, 研究方向为新能源供电系统、高频直流变换器和电力电子系统集成。