

全桥 LLC 谐振变换器的混合式控制策略

李 菊 阮新波

(南京航空航天大学航空电源重点实验室 南京 210016)

摘要 基于全桥 LLC 谐振变换器提出了一种新颖的混合式控制策略。该控制策略结合了变频控制和定频控制的优点, 电路简单, 只需要一个控制芯片。在混合式控制策略下, 全桥 LLC 谐振变换器能够工作在变频模式和移相模式, 在全负载范围内实现开关管的 ZVS 而不需要辅助电路, 整流二极管工作在 ZCS 状态因而其电压应力仅为输出电压, 开关频率变化范围窄, 因此适用于宽范围输入电压应用场合。本文对全桥 LLC 谐振变换器的工作原理以及工作特性进行详细分析, 给出混合式控制策略的具体实现方案, 并通过一台 250~500V 输入、3kW 的原理样机验证了该混合式控制策略的可行性。

关键词: LLC 谐振 全桥 变频 移相 混合式控制

中图分类号: TM64

Hybrid Control Strategy of Full Bridge LLC Converters

Li Ju Ruan Xinbo

(Nanjing University of Aeronautics and Astronautics Nanjing 210016 China)

Abstract This paper proposes a novel hybrid control strategy of full bridge LLC resonant converter. The control strategy integrates the advantages of both variable frequency control and fixed frequency control. It can be easily implemented by using only one IC. Under this control strategy, full bridge LLC resonant converter can operate under both variable frequency mode and phase shift mode. All the switches can realize zero-voltage switching from nearly zero to full load without any auxiliary circuit, and the rectified diodes can achieve zero-current switching, so the voltage stress across them is only the output voltage. Moreover, the switching frequency range is relatively narrow, so the converter is very suitable for wide-input-voltage-range applications. The detail operation principles and characteristics of the converter are analyzed, and the implementation of the proposed hybrid control strategy is given and discussed. A prototype of 250-500V input, 3kW output is built to verify the effectiveness of the strategy.

Keywords: LLC resonant, full bridge, variable frequency, phase shift, hybrid control

1 引言

可再生能源的开发利用是解决能源危机及环境污染的有效措施之一, 但是由于气候条件的影响, 可再生能源发电单元具有输出电压范围宽的特点^[1,2]。在并网型逆变器中, 一般通过一个 DC-DC 变换器将可再生能源发电单元的输出电压变换为一

个稳定的电压, 以有利于后级逆变器的优化设计。为此需要研究一种能够在宽输入电压范围内高效工作的单向 DC-DC 变换器, 以实现新能源的高效利用。

在中大功率应用场合, 全桥变换器因其开关管电压应力低, 且容易实现零电压开关等优点而得到广泛应用。为了适用于宽范围输入电压应用场合, 目前已有大量文献在拓扑结构方面做了深入研究, 提出了一系列从全桥变换器拓扑演变而来的变换器^[3,4]。文献[3]提出一种复合式全桥三电平变换器, 变换器能够工作在三电平和两电平模式, 输出整流

国家自然科学基金重点项目资助项目 (50837003)。

收稿日期 2011-12-07 改稿日期 2012-05-10

后的电压所含高频交流分量很小，其输出滤波电感可大大减小，因此适用于宽范围输入电压应用场合，但二次整流管存在反向恢复问题。

LLC 谐振变换器可以在全负载范围内实现开关管的 ZVS，且能实现二次整流二极管的 ZCS，从而减小开关损耗，提高变换效率^[5-8]。其常用的控制策略分为变频控制和定频控制。当应用到宽范围输入电压应用场合，这两种控制策略均有不足，为此文献[9]将 LLC 谐振变换器分别引入到复合式全桥三电平变换器中。采用定频控制，变换器低压时工作在 3L 模式，高压时工作在 2L 模式。然而开关管数目多，结构复杂。

本文从控制策略出发，基于全桥 LLC 谐振变换器，提出一种新颖的混合式控制策略，使变换器具有变频和移相模式，以适用于宽范围输入电压应用场合。

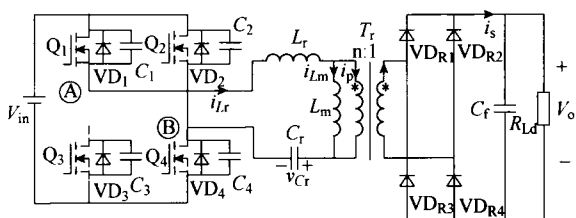
2 变换器工作原理

图 1 给出了全桥 (Full-bridge, FB) LLC 谐振变换器主电路以及主要工作波形图。图 1a 所示为 FB LLC 谐振变换器的主电路。谐振元件包括电感 L_r (包括变压器一次漏感)、 L_m 和电容 C_r ，其中 L_r 、 C_r 分别为谐振电感和谐振电容，而 L_m 与变压器并联，可以由变压器的励磁电感来实现，因此称之为励磁电感。

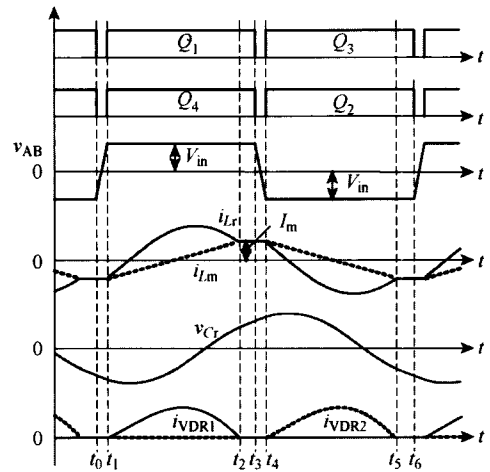
当变换器采用变频控制时，本文称变换器工作在变频 (Variable-Frequency, VF) 模式，其主要工作波形如图 1b 所示。当变换器采用定频控制时，在全桥变换器中，由于移相控制可不增加任何辅助器件即可实现一次开关管的 ZVS，因此，本文的定频控制选用移相控制，该变换器工作在移相 (Phase-Shift, PS) 模式，其主要工作波形如图 1c 所示。

这里以 PS 模式的具体模态分析为例来分析变换器工作原理。图 2 给出各开关模态的等效电路图。

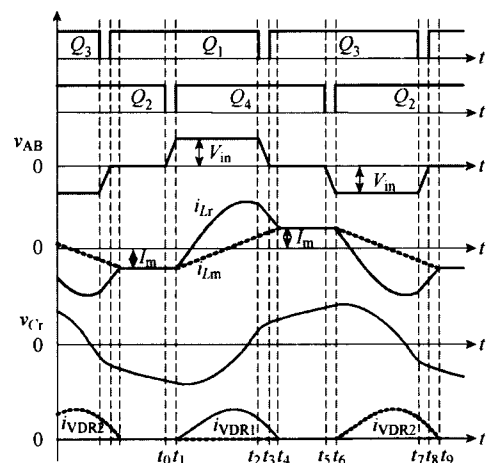
(1) 开关模态 0 [t_0 之前]，对应图 2a：在 t_0 时刻之前， Q_1 、 Q_2 导通， Q_3 、 Q_4 截止， L_r 、 C_r 和 L_m



(a) 主电路



(b) VF 模式主要波形



(c) PS 模式主要波形

图 1 FB LLC 谐振变换器

Fig.1 FB LLC resonant converter

共同谐振，变压器一二次侧均无电流，负载由输出电容供电。

(2) 开关模态 1 [$t_0 \sim t_1$]，对应图 2b： t_0 时刻，关断 Q_2 ，由于 C_2 和 C_4 的缓冲作用， Q_2 是零电压关断。由于这段时间很短，可近似认为 i_{Lr} 和 i_{Lm} 均保持不变，因此负载依然由输出电容供电。

(3) 开关模态 2 [$t_1 \sim t_2$]，对应图 2c： t_1 时刻， C_2 电压上升到 V_{in} ， C_4 的电压下降到零，反并二极管 VD_4 导通，这时可以零电压开通 Q_4 。此时，加在 A、B 两点的电压 v_{AB} 为 V_{in} ，整流管 VD_{R1} 、 VD_{R4} 导通，将变压器一次电压钳在 nV_o ， i_{Lm} 线性增加。
($V_{in} - nV_o$) 加在 L_r 和 C_r 组成的谐振网络上， L_r 和 C_r 谐振工作。 i_{Lr} 、 v_{Cr} 和 i_{Lm} 表达式如下：

$$i_{Lr}(t) = -I_m \cos \omega_r(t - t_1) + [(V_{in} - nV_o) - V_{Cr}(t_1)] \cdot \frac{1}{Z_r} \sin \omega_r(t - t_1) \quad (1.1)$$

$$v_{Cr}(t) = -I_m Z_r \sin \omega_r(t-t_1) + (V_{in} - nV_o) - [(V_{in} - nV_o) - V_{Cr}(t_1)] \cos[\omega_r(t-t_1)] \quad (1.2)$$

$$i_{Lm}(t) = \frac{nV_o}{L_m}(t-t_1) - I_m \quad (1.3)$$

式中, I_m 为励磁电感电流峰值; ω_r 为谐振电感和谐振电容的谐振角频率, 称为谐振角频率, $\omega_r = 1/\sqrt{L_r C_r}$; Z_r 为特征阻抗, $Z_r = \sqrt{L_r/C_r}$ 。

(4) 开关模态 3 [$t_2 \sim t_3$], 对应图 2d: t_2 时刻, 关断 Q_1 。由于 C_1 的缓冲作用, Q_1 是零电压关断。整流管 VD_{R1} 、 VD_{R4} 导通, nV_o 加在 L_m 上, i_{Lm} 继续线性上升。

(5) 开关模态 4 [$t_3 \sim t_4$], 对应图 2e: t_3 时刻, C_1 电压上升到 V_{in} , C_3 的电压下降到零, 反并二极管 VD_3 导通, 这时可零电压开通 Q_3 。此时, v_{AB} 为零, 变压器一次电压仍钳在 nV_o , i_{Lm} 线性增加。 $-nV_o$ 加在 L_r 和 C_r 谐振网络上, L_r 和 C_r 谐振工作。 i_{Lr} 、 v_{Cr} 和 i_{Lm} 表达式如下:

$$i_{Lr}(t) = I_{Lr}(t_3) \cos[\omega_r(t-t_3)] + [-nV_o - V_{Cr}(t_3)] \frac{1}{Z_r} \sin[\omega_r(t-t_3)] \quad (2.1)$$

$$v_{Cr}(t) = Z_r I_{Lr}(t_3) \sin[\omega_r(t-t_3)] + (-nV_o) - [-nV_o - V_{Cr}(t_3)] \cos[\omega_r(t-t_3)] \quad (2.2)$$

$$i_{Lm}(t) = \frac{nV_o}{L_m}(t-t_1) - I_m \quad (2.3)$$

(6) 开关模态 5 [$t_4 \sim t_5$], 对应图 2f: t_4 时刻, i_{Lr} 与 i_{Lm} 相等, 此时变压器一次电流 i_p 减小到零, 整流管 VD_{R1} 、 VD_{R4} 电流自然续流到零, 因此为零电流关断, 不存在反向恢复问题, 负载由输出电容供电。该时段内, L_r 与 L_m 串联与 C_r 谐振工作, 由于 L_m 较大, i_{Lr} 近似保持不变, C_r 被恒流充电。 i_{Lr} 、 v_{Cr} 和 i_{Lm} 表达式如下:

$$i_{Lr}(t) = I_m \quad (3.1)$$

$$v_{Cr}(t) = V_{Cr}(t_4) + I_m(t-t_4)C_r^{-1} \quad (3.2)$$

$$i_{Lm}(t) = I_m \quad (3.3)$$

在 t_5 时刻, 零电压关断 Q_4 , 开始另一个半周期的工作, 其原理与上半个周期相同, 这里不再赘述。

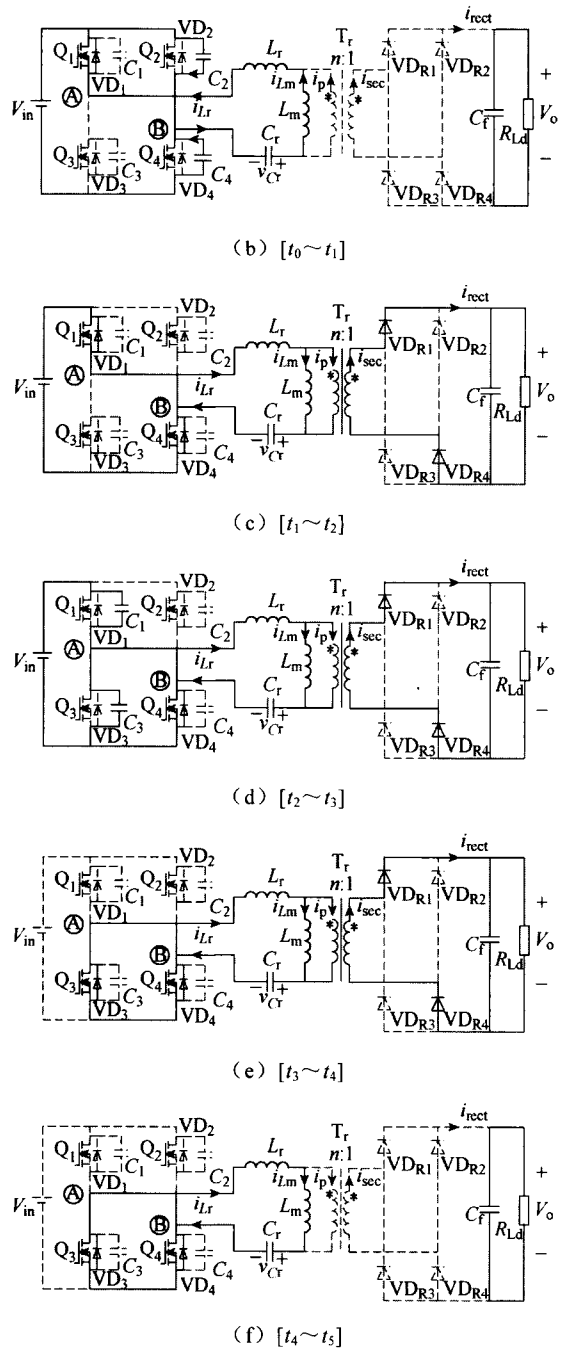


图 2 PS 模式的模态等效电路

Fig.2 Equivalent circuits of each stage in phase-shift mode

3 变换器基本特性

为了更好地分析变换器的工作特性, 本文分别在 VF 模式和 PS 模式分析变换器输入/输出电压传输比函数 M , 其定义如下:

$$M = nV_o V_{in}^{-1} \quad (4)$$

3.1 VF 模式

变频控制时, 为了实现高变换效率常使 LLC 谐

振变换器工作在谐振频率点附近，因此，一般可采用基波分量简化法，它假设只有开关频率的基波分量才传输能量，这样全桥 LLC 谐振变换器就可以简化为一个图 3 所示的线性电路来分析。其中 E_{in} 和 E_o 均为开关频率基波有效值， R_{ac} 为等效电阻，各参数计算如下：

$$E_{in} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_{in} \quad (5.1)$$

$$E_o = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} nV_o \quad (5.2)$$

$$R_{ac} = \frac{8n^2}{\pi^2} R_{Ld} \quad (5.3)$$

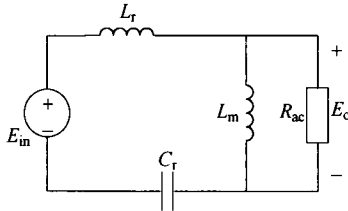


图 3 全桥 LLC 谐振变换器的简化电路

Fig.3 Simplified circuit of FB LLC resonant converter
结合图 3，并根据式 (4) 和式 (5)，可求得

$$M(f_N) = \frac{1}{\sqrt{\left[\left(1 - \frac{1}{(f_N)^2} \right) Qf_N \right]^2 + \left[\left(1 - \frac{1}{(f_N)^2} \right) \frac{1}{\lambda} + 1 \right]^2}} \quad (6)$$

式中， λ 为励磁电感与谐振电感之比， $\lambda=L_m/L_r$ ； Q 为谐振品质因数， $Q=Z_r/R_{ac}$ ； f_N 为标幺频率， $f_N=f_s/f_r$ ， f_s 为开关频率。

根据式 (6)，可以得到变频模式的输入输出电压传输比曲线，如图 4a 所示，其中 $\lambda=4^{[5]}$ 。

3.2 PS 模式

定频控制时，谐波分量增多，传统的基波分析方法造成较大误差，因此这里采用时域分析方法。为了分析的方便，进行标幺化处理。

选取基准值： $V_{BASE}=V_{in}$ ， $\omega_{BASE}=\omega_r$ ， $R_{BASE}=Z_r$ ， $I_{BASE}=V_{in}/Z_r$ 。利用 $v_X^*(\theta)$ 和 $i_X^*(\theta)$ 表示标幺化后的电压和电流变量，其中， $\theta=\omega_r t$ 。这里假设 t_0 时刻为零时刻并忽略开关暂态过程。根据第 2 小节变换器工作原理的分析，可得半个开关周期内的对应关系式如下：

$$\theta_0 = \omega_r t_0 = 0 \quad (7.1)$$

$$\theta_1 = \omega_r t_2 = \omega_r D_y T_s 2^{-1} = D_y \pi f_N^{-1} \quad (7.2)$$

$$\theta_2 = \omega_r t_4 \quad (7.3)$$

$$\theta_3 = \omega_r t_5 = \omega_r T_s 2^{-1} = \pi f_N^{-1} \quad (7.4)$$

式中， D_y 为占空比， $D_y=2T_{on}/T_s$ ； T_{on} 为半个开关周期中对角管同时导通的时间； T_s 为开关周期。

于是，可得到式 (1) ~ 式 (3) 的标幺化表达式。

(1) 当 $0 \leq \theta \leq \theta_1$

$$i_{Lr}^*(\theta) = -I_m^* \cos \theta + [1 - M - V_{Cr}^*(0)] \sin \theta \quad (8.1)$$

$$v_{Cr}^*(\theta) = -I_m^* \sin \theta - [1 - M - V_{Cr}^*(0)] \cos \theta + (1 - M) \quad (8.2)$$

$$i_{Lm}^*(\theta) = -I_m^* + M\theta\lambda^{-1} \quad (8.3)$$

(2) 当 $\theta_1 \leq \theta \leq \theta_2$

$$i_{Lr}^*(\theta) = I_{Lr}^*(\theta_1) \cos(\theta - \theta_1) + [-M - V_{Cr}^*(\theta_1)] \sin(\theta - \theta_1) \quad (9.1)$$

$$v_{Cr}^*(\theta) = I_{Lr}^*(\theta_1) \sin(\theta - \theta_1) - [-M - V_{Cr}^*(\theta_1)] \cos(\theta - \theta_1) + (-M) \quad (9.2)$$

$$i_{Lm}^*(\theta) = -I_m^* + M\theta/\lambda \quad (9.3)$$

(3) 当 $\theta_2 \leq \theta \leq \theta_3$

$$i_{Lr}^*(\theta) = I_m^* \quad (10.1)$$

$$v_{Cr}^*(\theta) = V_{Cr}^*(\theta_2) + I_m^*(\theta - \theta_2) \quad (10.2)$$

$$i_{Lm}^*(\theta) = I_m^* \quad (10.3)$$

由变换器工作对称性可知半个开关周期内电容电压以及电感电流边界条件

$$i_{Lr}^*(\theta_3) = -I_m^*, \quad v_{Cr}^*(\theta_3) = -V_{Cr}^*(0), \quad i_{Lm}^*(\theta_3) = -I_m^* \quad (11)$$

由图 1c 可得，有负载电流 I_o 与谐振电感电流以及谐振电感电流的关系

$$I_o = \frac{n}{T_s 2^{-1}} \int_{t_0}^{t_4} (i_{Lr}(t) - i_{Lm}(t)) dt \quad (12)$$

励磁电感电流 $i_{Lm}(t)$ 为一直线，易求得其在时间轴上从 t_0 到 t_4 的积分为零，因此，式 (12) 可简化为

$$I_o = n \frac{1}{T_s 2^{-1}} \int_{t_0}^{t_4} i_{Lr}(t) dt \quad (13)$$

而谐振电感电流对时间的积分即为对谐振电容所充电荷量, 则有

$$I_o = n \frac{1}{T_s 2^{-1}} C_r [V_{cr}(t_4) - V_{cr}(t_0)] \quad (14)$$

对式(14)进行标么化, 并做适当变形可得

$$V_{Cr}^*(\theta_2) - V_{Cr}^*(0) = \frac{8Q}{\pi^2} \theta_3 M \quad (15)$$

将式(8)~式(10)代入式(11)和式(15), 可得到如下方程组:

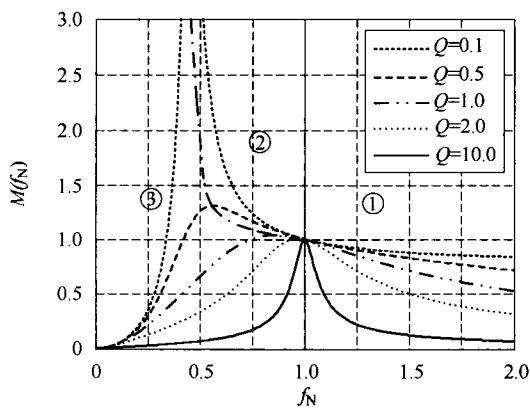
$$-(1 + \cos \theta_2) I_m^* - \sin(\theta_2) \cdot V_{Cr}^*(0) - \sin(\theta_2) M + [\sin \theta_2 - \sin(\theta_2 - \theta_1)] = 0 \quad (16.1)$$

$$-(\theta_2 - \theta_3 + \sin \theta_2) I_m^* + (1 + \cos \theta_2) V_{Cr}^*(0) + (\cos \theta_2 - 1) M + \cos(\theta_2 - \theta_1) - \cos \theta_2 = 0 \quad (16.2)$$

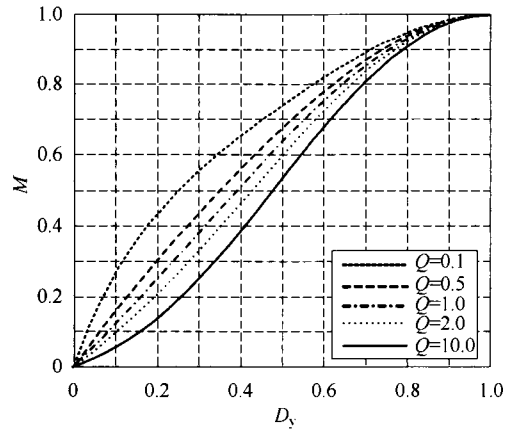
$$-\sin(\theta_2) I_m^* + (\cos \theta_2 - 1) V_{Cr}^*(0) + \left(\cos \theta_2 - 1 - \frac{8\theta_3}{\pi^2} Q \right) M + \cos(\theta_2 - \theta_1) - \cos \theta_2 = 0 \quad (16.3)$$

该方程组共有参变量 $\theta_1 \sim \theta_3$ 、 I_m^* 、 $V_{Cr}^*(0)$ 、 M 、 Q 、 λ 。其中, $\theta_1 = D_y \pi / f_N$ 、 $\theta_3 = \pi / f_N$ 、 $I_m^* = M \theta_2 / (2\lambda)$ 。可认为 λ 和 f_N 为已知量, Q 可根据负载条件来设定, 则 I_m^* 、 $V_{Cr}^*(0)$ 、 M 是与 D_y 相关的隐函数, 借助数学分析软件 Maple 12.0 进行数值计算, 可以得到不同品质因数 Q 条件下输入输出电压传输比 M 与占空比 D_y 的关系曲线, 如图 4b 所示, 所用主要参数: $\lambda=4$, $f_N=1$ 。

由图 4a 可以看出, 变频模式时, 当开关频率等于谐振频率时, 无论负载多大, 变换器的电压传输比均为 1, 这是因为此时 L_r 和 C_r 谐振支路的阻抗为零, 电源激励直接加在变压器一次侧, 将电压传输到负载。



(a) VF 模式



(b) PS 模式

图 4 全桥 LLC 谐振变换器的输入输出电压传输比曲线

Fig.4 Voltage-conversion ratio of FB LLC resonant converter

在设计时, 尽量让变换器工作在 ZVS 状态, 即图中区域 1 和区域 2。而当变换器工作在区域 1 时, $f_s > f_r$, 此时没有 L_r 与 L_m 串联与 C_r 一起谐振工作的模态, 因此二次整流二极管为硬关断, 存在反向恢复损耗。综上所述, 应选择区域 2 为工作区域, 因此变频模式时变换器处于升压模式。

由图 4b 可以看出, 移相模式时, 变换器固定开关频率, 通过改变占空比 D_y 调节输出电压。这里 f_N 取 1, 即工作在谐振频率, 此时变换器在 D_y 为 1 时, M 为 1。随着 D_y 的减小, M 逐渐降低, 因此移相模式时变换器处于降压模式。

4 混合式控制策略的实现方案

变频和定频控制两种方法各有优缺点, 为了结合两者的优点, 本文提出了一种混合式控制策略: 当输入电压较低时, 使变换器工作在变频模式; 当输入电压较高时, 使变换器工作在移相模式。

UCC3895 是 TI 公司生产的一种高性能 PWM 移相型控制芯片, 本文采用该芯片设计实现所提出的混合式控制策略。

UCC3895 应用于移相控制电路中常见的接法如图 5 所示虚线框外部分, 且 RT 脚直接通过定时电阻 R_T 接地, 此时内置误差放大器接成射极跟随器的形式, $RAMP$ 脚接振荡器输出 CT 脚, 工作在电压控制模式。 v_{FB} 作为调制波与 $RAMP$ 脚产生的锯齿波交截产生占空比。移相控制输出电压自动调节过程可表示为: $V_o \uparrow \rightarrow v_f \uparrow \rightarrow v_{FB} \downarrow \rightarrow D \downarrow \rightarrow V_o \downarrow$ 。

4.1 变频控制电路的加入

本文所提出全桥 LLC 谐振变换器的混合式控

制策略,需要在移相控制的基础上加入变频控制,如图 5 中的虚线框内所示^[10]:①在 R_T 回路中串联一个三极管 Q_T ;②在 v_{FB} 信号后再加入一个运算放大器构成减法器。

由 UCC3895 工作原理可知,CT 脚、RT 脚外接定时电容 C_T 和电阻 R_T ,振荡器通过对 C_T 充放电来工作,充电电流固定且与流过 R_T 的电流 I_{RT} 成正比。因此在 R_T 回路中串联一个三极管 Q_T ,则可使用频率控制电压 v_C 来控制 R_T 两端电压从而控制 I_{RT} 的大小最终达到控制开关频率 f_s 的目的。由分析可知, v_C 升高, I_{RT} 增大, C_T 充电变快,则开关频率 f_s 升高(见图 4a),变换器工作在区域 2,此时 V_o 随 f_s 的升高而降低。

为了使系统处于负反馈状态,当 V_o 升高时, v_C 应升高。因此,在 v_{FB} 信号后加入一个运算放大器 A_2 构成减法器来获得与输出电压成正相关的频率控制电压 v_C 。图 5 中取 $R_2=R_3$,则有

$$v_C = 2V_{ref2} - v_{FB} \quad (17)$$

式中, V_{ref2} 为运算放大器 A_2 的基准电压。

变频控制稳压自动调节过程可表示为

$$V_o \uparrow \rightarrow v_C \uparrow \rightarrow v_{FB} \downarrow \rightarrow v_C \uparrow \rightarrow f_s \uparrow \rightarrow V_o \downarrow$$

4.2 混合式控制电路正常工作的条件

在图 4a 中,当开关频率低于峰值增益开关频率点 f_{peak} (在一定 Q 值下输入输出电压曲线峰值增益所对应的开关频率称之为峰值增益频率)时,输出电压 V_o 随 f_s 的升高而降低,从而引入正反馈,造成系统崩溃。为了避免这样的现象发生,需限定最低开关频率。另外,PS 模式时,开关频率固定在最高开关频率,因此也应限定最高开关频率。如图 5 所示,通过稳压管 VZ_1 限定 v_{FB} 的最大值来限定 v_C 的最小值,即限定了最低开关频率 f_{smin} 。稳压管 VZ_2 限定 v_C 的最大值,即限定了最高开关频率 f_{smax} 。因此频率控制电压最小值 V_{Cmin} 和最大值 V_{Cmax} 分别为

$$V_{Cmin} = 2V_{ref2} - V_{Z1} \quad (18)$$

$$V_{Cmax} = V_{Z2} \quad (19)$$

式中, V_{Z1} 、 V_{Z2} 分别为钳位二极管 VZ_1 和 VZ_2 的钳位电压。显而易见, V_{Cmin} 应小于 V_{Cmax} ,从而有

$$2V_{ref2} - V_{Z1} < V_{Z2} \quad (20)$$

为了保证变换器的稳定,两种模式不能同时工作,下面讨论两种模式之间的过渡过程。

(1) PS 模式向 VF 模式过渡:初始状态,变

换器工作在 PS 模式, $f_s=f_{smax}$, v_C 被钳位在电压 V_{Z2} ;随着调制波电压 v_{FB} 的上升, v_C 逐渐下降直到不再被钳位。此时,变换器退出 PS 模式进入 VF 模式。而若工作在 VF 模式,占空比为 1,因此要求此时的 v_{FB} 应高于 CT 脚振荡电压峰值 (2.35V)。则该临界状态时的关系式为

$$v_{FB} \geq 2.35, v_C = V_{Z2} \quad (21)$$

(2) 变频模式向移相模式过渡:当变换器工作在变频模式时,占空比为 1,此时的 $v_{FB} > 2.35V$,随着频率控制电压 v_C 的上升, v_{FB} 逐渐下降直到刚好等于 2.35V,此时,变换器退出 VF 模式进入 PS 模式,而变换器工作在 PS 模式时,有 $f_s=f_{smax}$,因此 v_C 被稳压管 VZ_2 钳位在电压 V_{Z2} 。则有该临界状态时的关系式

$$v_{FB} = 2.35, v_C \geq V_{Z2} \quad (22)$$

结合式 (17),根据式 (21) 和式 (22) 可求得 V_{Z2} 。

$$V_{Z2} \leq 2V_{ref2} - 2.35 \quad (23)$$

综合式 (20) 和式 (23),可最终求得混合式控制电路正常工作的条件为

$$2.35 \leq 2V_{ref2} - V_{Z2} < V_{Z1} \quad (24)$$

4.3 混合式控制电压曲线

调制波电压 v_{FB} 与频率控制电压 v_C 分别为移相控制和变频控制的关键信号,结合式 (24) 和式 (17) 可作出满足混合式控制电路正常工作条件时的混合式控制电压曲线,如图 6 所示。图 6 中, $0 \leq v_{FB} \leq V_{Z1}$, $2V_{ref2} - V_{Z1} \leq v_C \leq V_{Z2}$,该曲线共分为 PS 模式、VF 模式和裕量区域三段,分别阐述如下:

(1) $0 < v_{FB} \leq 2.35$, $v_C = V_{Z2}$ 段,该段对应 PS 模式,此时 v_C 被稳压管 VZ_2 钳位于 V_{Z2} ,变换器工作在最高开关频率。 v_{FB} 在载波谷值到峰值 (0.2~2.35V) 之间变化,则可调节占空比从 0 到 1 变化。

(2) $2.35 < v_{FB} \leq 2V_{ref2} - V_{Z2}$, $v_C = V_{Z2}$ 段,该段无实际意义,仅仅是参数设计时所留裕量以避免两种模式同时工作,因此称为裕量区域。

(3) $2V_{ref2} - V_{Z2} < v_{FB} \leq V_{Z1}$, $2V_{ref2} - V_{Z1} < v_C \leq V_{Z2}$ 段,该段对应 VF 模式,此时 v_C 不再被钳位,可实现开关频率从 f_{smin} 到 f_{smax} 变频控制。同时, v_{FB} 高于载波峰值 2.35V,则变换器满占空比工作。

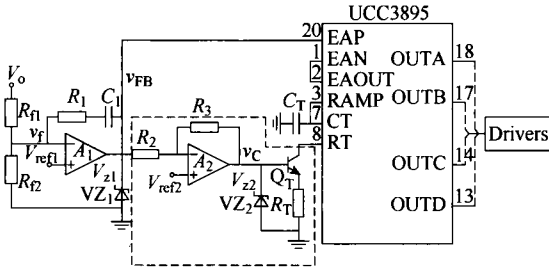


图5 混合式控制电路

Fig.5 Schematic diagram of hybrid control circuit

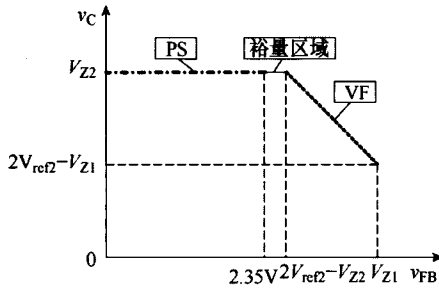


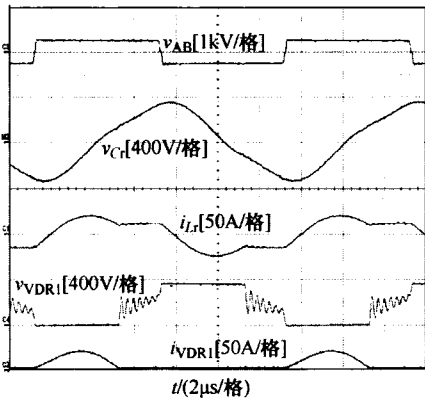
图6 混合式控制电压曲线

Fig.6 Curve of hybrid control voltages

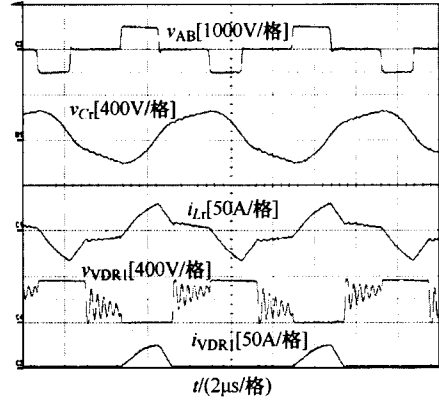
5 实验结果

为了验证所提出的混合式控制策略的可行性，本文设计了一台250~500V输入、3kW的原理样机。具体参数如下：输入直流电压 $V_{in}=250\sim 500V$ ，输出电压 $V_o=360V$ ，输出满载电流 $I_{omax}=8A$ ，最高开关频率 $f_{smax}=124kHz$ ，谐振频率 $f_r=126kHz$ ，谐振电容 $C_r=110nF$ ，谐振电感 $L_r=14.6\mu H$ （包括变压器的一次漏感 $L_{lk}=1.9\mu H$ ），励磁电感 $L_m=64.4\mu H$ ；变压器一二次匝比 $n=1$ 。

图7a和7b分别给出全桥LLC谐振变换器在VF模式（250V输入）和PS模式（500V输入）满载时的工作实验波形，A、B两点间电压 v_{AB} ，谐振电容电压 v_{Cr} ，谐振电感电流 i_{Lr} ，二次整流二极管电



(a) 250V 输入时波形 (VF 模式)



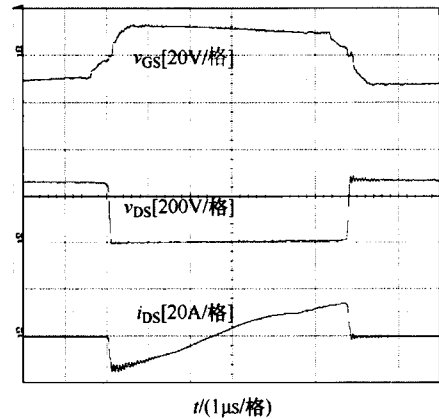
(b) 500V 输入时波形 (PS 模式)

图7 满载实验波形

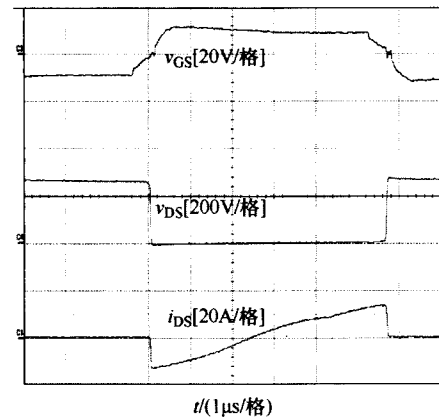
Fig.7 Experimental waveforms under full load

压 v_{VDR1} ，二次整流二极管电流 i_{VDR1} 。从图中可以看出，变换器能够较好的工作在VF模式和PS模式，二次整流二极管实现了ZCS，而且其电压应力为输出电压。

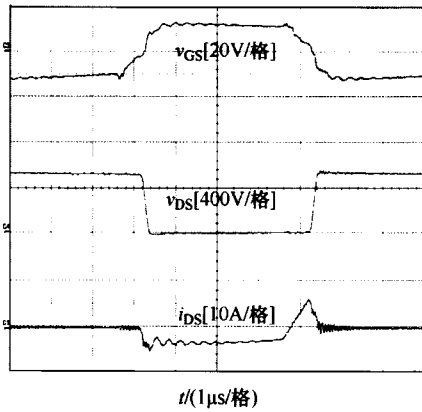
图8给出了轻载时低压输入（250V）和高压输入（500V）时各开关管ZVS实现波形，从图中可以看出轻载时所有开关管均实现了ZVS。



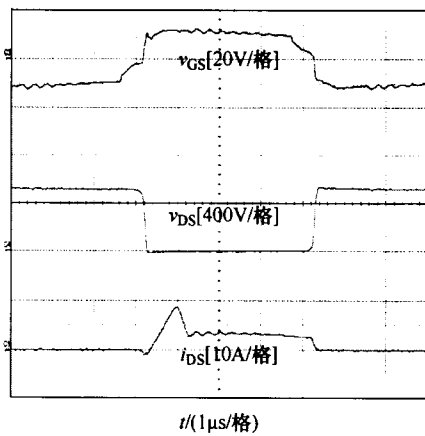
(a) $V_{in}=250V$ ，超前管 Q_3



(b) $V_{in}=250V$ ，滞后管 Q_4



(c) $V_{in}=500V$, 超前管 Q_3



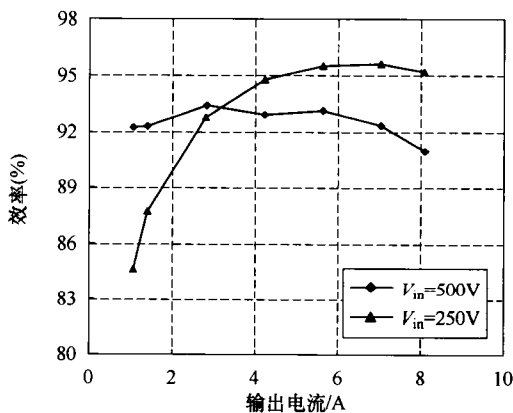
(d) $V_{in}=500V$, 滞后管 Q_4

图 8 轻载 (10%满载) 时 ZVS 实现波形

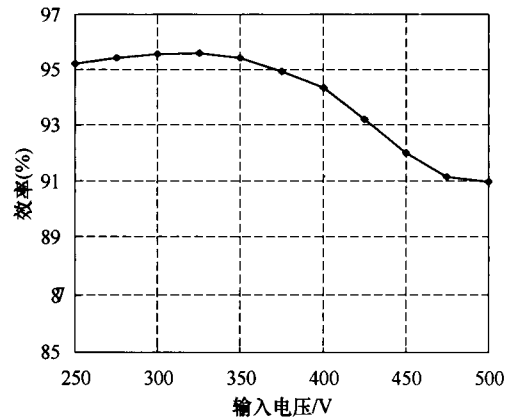
Fig.8 Achievement waveforms of ZVS at 10% full load

图 9 给出了变换器的效率曲线。图 9a 分别给出了 $V_{in}=250V$ 和 $V_{in}=500V$ 时效率与输出电流的关系。在 $V_{in}=250V$ 满载时, 变换器效率达到 95.2%。图 9b 给出了输出满载时效率与输入电压的关系, 从图中可以看出效率随输入电压的增加先升高再下降。

实际测得变换器开关频率变化范围为 83~124kHz, 因此本文所提出的混合控制方法的开关频率变化范围较小, 易于优化设计磁性元件。



(a) 效率与负载电流的关系



(b) 输出满载时效率与输入电压的关系

图 9 变换器效率曲线

Fig.9 Overall efficiency of the converter

6 结论

本文详细分析了全桥 LLC 谐振变换器的工作原理以及工作特性, 在此基础上提出了一种混合式控制策略, 并给出了具体实现方案, 最后通过一台 250V/500V 输入、3kW 的原理样机进行了实验。在该控制策略下, 变换器具有以下优点: ①较好地工作在变频和移相模式, 在很宽的输入电压范围内高效工作; ②所有开关管在全电压、全负载范围内均实现了 ZVS; ③二次整流管实现了 ZCS, 且其电压应力为输出电压; ④开关频率变化范围较小, 易于优化设计磁性元件。

参考文献

- [1] Jiang Z H. Power management of hybrid photovoltaic-fuel cell power systems[C]. Proceedings of IEEE Power Engineering Society General Meeting, 2006: 1-6.
- [2] Sathyan A, Anthony K, Al Hallaj S. Hybrid wind/PV/fuel cell generation system[C]. Proceedings of IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference, 2005: 495-500.
- [3] Ruan X, Chen Z, Chen W. Zero-voltage-switching PWM hybrid full-bridge three-level converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2005, 20(2): 395-404.
- [4] Ruan X, Li B. Zero-voltage and zero-current-switching PWM hybrid full-bridge three-level converter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2005, 52(1): 213-220.

(下转第 94 页)

- Beach, Florida, USA, 2003: 724-730.
- [6] 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.
- [7] Yao K, Xu M, Meng Y, et al. Design considerations for VRM transient response based on the output impedance[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2003, 18(6): 1270-1277.
- [8] 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.
- [9] Ke Jin, Yi Sun, Ming Xu, et al. Integrated magnetic self-driven ZVS nonisolated full-bridge converter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57(5): 1615-1623.
- [10] Ke Jin, Ming Xu, Fred C Lee. A switching-capacitor PWM DC-DC converter and its variations[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25(1): 24-32.
- [11] Ioinovici A. Switched-capacitor power electronics circuits[J]. IEEE Circuits Systems Magazine, 2001, 1(1): 37-42.
- [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] Ke Jin, Ming Xu, Yi Sun, et al. Evaluation of self-driven schemes for 12V self-driven voltage regulator[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, 24(10): 2314-2322.
-
- 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。
- 顾玲 女, 1988 年生, 博士研究生, 研究方向为低压大电流直流变换器和电力电子集成技术。
-
-
- (上接第 79 页)
- [5] Yang B. Topology investigation for front end DC/DC power conversion for distributed power system[D]. Blacksburg, Virginia Polytechnic Institute and State University, 2003.
- [6] Lu B. Investigation of high-density integrated solution for AC-DC conversion of a distributed power system[D]. Blacksburg, Virginia Polytechnic Institute and State University, 2006.
- [7] Liu Y. High efficiency optimization of LLC resonant converter for wide load range[D]. Blacksburg, Virginia Polytechnic Institute and State University, 2008.
- [8] Canales F, Barbosa P, Lee F C. A wide input voltage and load output variations fixed-frequency ZVS DC-DC LLC resonant converter[C]. Proceedings of IEEE Industry Applications Conference, 2003: 2306-2313.
- [9] Jin K, Ruan X. Hybrid full-bridge three-level LLC resonant converter-a novel DC-DC converter suitable for fuel cell power system[J]. IEEE Power Electronics on Industrial Electronics, 2006, 53(5): 1492-1503.
- [10] Chen Y, Kang Y. A fully regulated dual-output DC-DC converter with special-connected two transformers cell and complementary pulsewidth modulation-PFM[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25(5): 1296-1309.
-
- 作者简介**
- 李菊 女, 1986 年生, 硕士研究生, 研究方向功率电子变换技术。
- 阮新波 男, 1970 年, 博士, 教授、博士生导师, 教育部长江学者特聘教授, 研究方向为功率电子变换技术、航空航天供电系统、新能源供电系统和电力电子系统集成。