

# 面向新能源的数字型全桥 LLC 谐振变换器

汝洪芳, 吕宗宝, 汤旭日, 郑爽  
(黑龙江科技大学 电气与控制工程学院, 哈尔滨 150022)

**摘要:**为了适应新能源发展的需要,将数字型 PWM 控制方式应用于全桥 LLC 谐振变换器。该方式不仅可以解决传统变频控制磁性元件设计与优化难的问题,而且还满足了新能源对 DC/DC 变换器功能的要求。数字型全桥 LLC 谐振变换器具有功率密度大、效率高、功能种类多等特点,适用于新能源的发展需求。通过实验验证,该方案可行有效。

**关键词:**新能源; 数字型 PWM 控制方式; 全桥 LLC 谐振变换器

**doi:**10.3969/j.issn.2095-7262.2017.03.006

**中图分类号:**TM46

**文章编号:**2095-7262(2017)03-0233-04      **文献标志码:**A

## Research of digital full bridge LLC resonant converter for new energy

*Ru Hongfang, Lü Zongbao, Tang Xuri, Zheng Shuang*

(School of Electrical & Control Engineering, Heilongjiang University of Science & Technology, Harbin 150022, China)

**Abstract:** This paper introduces a response to the development of new energy by applying digital PWM control mode to full bridge LLC resonant converter. This novel method not only enables the design and optimization of variable frequency control magnetic components, which has proved difficult for the conventional method, but it also can fulfill tough and stringent demands on the DC/DC converter imposed by the new energy. Digital full bridge LLC resonant converter characterized by higher power density, higher efficiency, and multi function demonstrates a better adaptation to the development of new energy and a more feasible and effective performance.

**Key words:** new energy; digital PWM control mode; full bridge LLC resonant converter

### 0 引言

由于太阳能和风能等新能源发电的电压范围宽,无论是并网逆变器,还是电池储能系统都需要一个 DC/DC 变换器将可再生能源单元发电系统的输出电压转换成一个恒定的电压,以便于后级系统的

设计与优化。因此,研究一种电压增益范围宽、功率密度大、转换效率高的单向 DC/DC 变换器具有很高的实用价值<sup>[1-2]</sup>。

LLC 谐振变换器结构比较简单,在全负载范围内能够实现原边开关器件的零电压开通,副边整流器件能够实现零电流关断。故系统开关损耗小,功率密度高,而受到了广泛的关注<sup>[3-4]</sup>。对于传统

收稿日期: 2017-03-23

基金项目: 哈尔滨市科技局青年科技创新人才项目(2016RAQXJ030)

第一作者: 汝洪芳(1975-),女,黑龙江省伊春人,高级工程师,硕士,研究方向:电力电子与电力传动,E-mail:396890149@qq.com。

LLC 谐振变换器的变频控制,为了得到较宽的电压增益范围,需要调节较宽的频率范围,尤其在系统的品质因数较大的情况下,这些将导致一些不利的影响,比如变压器体积增大、损耗增加、以及成本上升等<sup>[5]</sup>。为了解决变频控制带来的问题,笔者提出了一种基于数字控制器的 PWM 方式的全桥 LLC 谐振变换器。希望该变换器能够在保持 LLC 谐振变换器软开关、高功率密度等优势不变的情况下,解决变频控制带来的缺点。

1 工作原理与分析

图 1 为全桥 LLC 谐振变换器。开关管  $S_1$ 、 $S_2$  构成变换器的前桥臂,开关管  $S_3$ 、 $S_4$  构成变换器的后桥臂,副边采用倍压整流来有效提高增益范围。其中,谐振电容  $C_r$ 、谐振电感  $L_r$ 、励磁电感  $L_m$ 、副边的倍压整流电路构成全桥 LLC 谐振变换器。

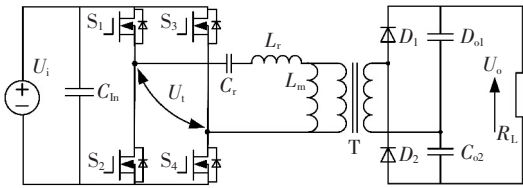


图 1 全桥型 LLC 谐振变换器

Fig. 1 Full bridge LLC resonant converter

变换器采用 PWM 定频控制,其工作频率  $f_s$  略小于谐振频率  $f_r$ 。图 2 为变频器的调制策略,  $S_1$  与  $S_2$ 、 $S_3$  与  $S_4$  为占空比互补控制,  $S_1$  与  $S_3$  占空比相差  $180^\circ$ 。当  $D < 0.5$  时,谐振电压  $u_i$  的占空比为  $D$ ;当  $D \geq 0.5$  时,  $u_i$  占空比为  $1 - D$ 。输入电压  $U_{in}$  在较宽范围内变化时,通过对  $S_1$ 、 $S_3$  的占空比  $D$  的调节,可有效地控制谐振腔电压  $u_i$  的占空比和幅值,进而控制  $u_i$  的基波幅值,实现对变换器整体增益的控制,来满足宽范围增益要求。

由于 LLC 谐振在变换器  $D < 0.5$  与  $D \geq 0.5$  时有效占空比相同,并且正负半周期具有对称性,因此只选取  $D < 0.5$  的正半周期进行原理分析。

(1)模式 1 ( $t_0 - t_1$ ),如图 3a 所示。 $t_0$  时刻前,  $S_4$  已导通;  $t_0$  时刻时,  $S_1$  导通。这一时间内,谐振电流  $i_{Lr}$  大于励磁电感电流  $i_{Lm}$ ,谐振腔电压  $u_i$  等于输入电压  $U_{in}$ ,谐振电流  $i_{Lr}$  与励磁电感电流  $i_{Lm}$  的差值通过变压器给副边供电,副边整流二极管  $D_{o1}$  导通,  $L_m$  两端电压被输出电压钳位在  $nU_o$ ,励磁电感电流  $i_{Lm}$  线性上升。

$i_{Lr}$ 、 $i_{Lm}$  与  $u_{Cr}$  的时域表达式为:

$$i_{Lr}(t) = i_{Lr}(t_0) \cos(\omega_r(t - t_0)) + \frac{U_i - 0.5nU_o - u_{Cr}(t_0)}{Z_r} \sin(\omega_r(t - t_0)), \quad (1)$$

$$i_{Lm}(t) = i_{Lr}(t_0) + \frac{0.5nU_o(t - t_0)}{L_m}, \quad (2)$$

$$u_{Cr}(t) = (U_i - 0.5nU_o) - (U_i - 0.5nU_o u_{Cr}(t_0)) \times \cos(\omega_r(t - t_0)) + i_{Lr}(t_0) Z_r \sin(\omega_r(t - t_0)), \quad (3)$$

式中:  $n$ ——变压器原副边比;  
 $U_i$ ——输入电压;  
 $U_o$ ——输出电压;  
 $\omega_r$ ——角频率,  $\omega_r = 2\pi f_r$ ;  
 $z_r \omega$ ——阻抗,  $z_r(L_r/C_r)^{0.5}$ 。

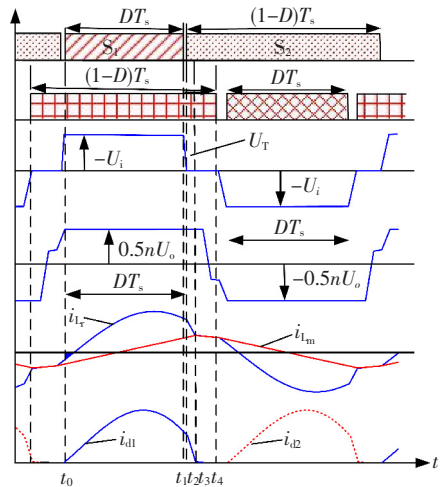


图 2 全桥型 LLC 谐振变换器工作状态分析

Fig. 2 Analysis of full bridge LLC resonant converter working state

(2)模式 2 ( $t_1 - t_2$ )。  $t_1$  时刻,  $S_1$  关断,  $S_2$  未导通。这一时间内,电流  $i_{Lr} > i_{Lm}$ ,谐振电感电流  $i_{Lr}$  通过  $S_2$  的体二极管导通,为  $S_2$  的 ZVS 开通创造条件。

(3)模式 3 ( $t_2 - t_3$ ),如图 3b 所示。  $t_2$  时刻,  $S_2$  的 ZVS 开通。此阶段电流  $i_{Lr} > i_{Lm}$ ,副边整流二极管  $D_{o1}$  持续导通,  $L_m$  两端电压被钳位在  $0.5nU_o$ ,不参与谐振,励磁电感电流  $i_{Lm}$  持续线性上升。但是因为谐振腔电压  $u_i$  等于零,输入电压源不提供能量,原边向副边传输的能量完全由谐振网络提供,所以谐振电流  $i_{Lr}$  迅速下降。

$i_{Lr}$ 、 $i_{Lm}$  与  $u_{Cr}$  的时域表达式为:

$$i_{Lr}(t) = i_{Lr}(t_2) \cos(\omega_r(t - t_2)) + \frac{-0.5nU_o - u_{Cr}(t_0)}{Z_r} \sin(\omega_r(t - t_2)), \quad (4)$$

$$i_{L_m}(t) = i_{L_m}(t_2) + \frac{0.5nU_o(t-t_2)}{L_m}, \tag{5}$$
$$u_{C_r}(t) = U_i - 0.5nU_o - (U_i - 0.5nU_o - u_{C_r}(t_2)) \times \cos(\omega_r(t-t_2)) + i_{L_r}(t_2)Z_r\sin(\omega_r(t-t_2)), \tag{6}$$

4)模式 4( $t_3-t_4$ ),如图 3c 所示。 $t_3$  时刻,谐振电流  $i_{L_r}$  下降到与励磁电感电流  $i_{L_m}$  相等时,输出整流二极管  $D_{o1}$  实现 ZCS 关断。此阶段内,  $L_m$  与  $L_r$ 、 $C_r$  一并参与谐振。

$i_{L_r}$ 、 $i_{L_m}$  与  $u_{C_r}$  的时域表达式为:

$$i_{L_r}(t) = i_{L_r}(t_3)\cos(\omega_m(t-t_3)) + \frac{-u_{C_r}(t_3)}{Z_r\sqrt{1+m}}\sin(\omega_m(t-t_3)), \tag{7}$$
$$i_{L_m}(t) = i_{L_r}(t), \tag{8}$$
$$u_{C_r}(t) = u_{C_r}(t_3)\cos(\omega_m(t-t_3)) + i_{L_r}(t_3)Z_r\sqrt{1+m}\sin(\omega_m(t-t_3)), \tag{9}$$

式中,  $m = L_m/L_r$ 。

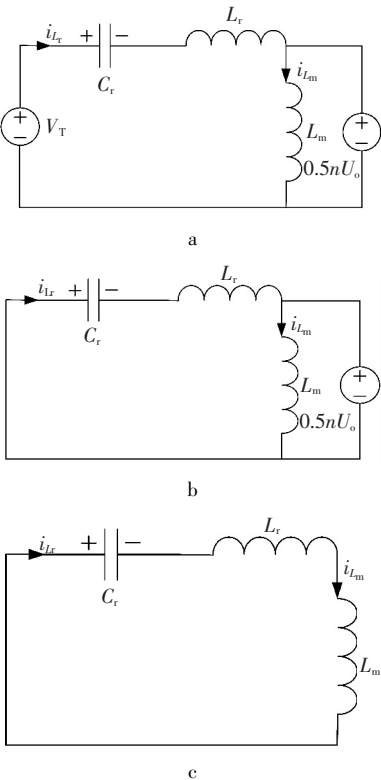


图 3 不同阶段简化等效电路

Fig. 3 Simplified equivalent circuit at different stages

同理,根据半周期的工作对称性,可以得到另外半周期的工作表达式。然后可以得到一个周期内谐振  $i_{L_r}$ 、励磁电流  $i_{L_m}$ 、输入电压  $U_i$  以及输出电压  $U_o$  之间的数值关系。

2 实验结果与验证

为了验证提出方案的合理性与有效性,搭建了一台 240 W 的实验样机,样机前端由光伏模拟器供电,并模拟光伏特性,系统的结构如图 4 所示。DC/DC前端的电压电流经 LEM 传感器采集,通过二阶巴特沃兹低通滤波器处理,将采集的信号送入 DSP/TMSF28027 中处理。通过 MPPT 算法计算确定追踪电压,给出相应的占空比指令。为了避免控制系统受到功率电路 EMI 的影响。DSP 发出的 EPWM信号经过高速线性光耦将功率侧与控制器隔离。同时为了驱动 MOSFET,驱动电路采用带有自举能力的集成芯片 IR2110。根据文献[8],功率电路计算出的实验参数,如表 1 所示。

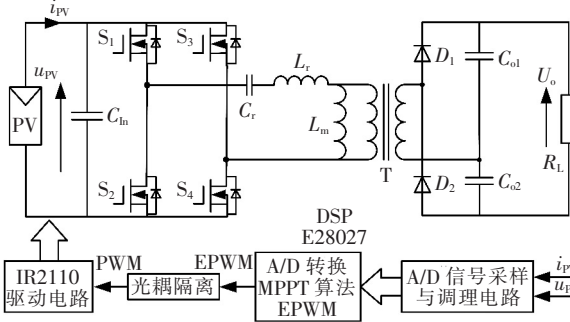


图 4 数字型全桥 LLC 谐振变换器系统

Fig. 4 System of digital full bridge LLC resonant converter

表 1 系统实验参数			
Table 1 Parameters of system experimental			
参数	数值	参数	数值
$C_{O1}/C_{O2}$	100	$f_s/\text{kHz}$	50.5
$C_{In}/\text{F}$	10	$f_r/\text{kHz}$	50
$C_r/\text{F}$	1	$u_{PV}/\text{V}$	0~38
$L_r/\text{H}$	10	$P/\text{W}$	240
$L_m/\text{H}$	60	$n$	1:1

图 5 所示为 DC/DC 变换器追踪最大功率点  $u_{PV} = u_{MPP} = 30\text{ V}$  的波形,从图 5a 中  $u_i$  波形可以看出,在最大功率点占空比  $D = 0.5$ ,此时全桥 LLC 谐振变换器工作在全负载范围内的临界状态,从图 5 中电流  $i_{L_r}$  的波形可以得出,  $i_{L_r}$  与  $i_{L_m}$  无共同谐振状态,所以在此占空比下流过励磁电感  $L_m$  的环流为零,此时 DC/DC 变换器可以达到最大效率。

为了验证 PWM 控制方式的全桥 LLC 谐振变换器随着占空比改变能够有效的调节增益,图 5b、c 给出了  $D=0.40$  与  $D=0.35$  时的  $u_{pv}$ 、 $u_t$ 、 $i_{L_r}$  波形。全桥 LLC 谐振变换器较小占空比时,变换器的增益会随着降低。根据光伏特性可知,当增益减小时  $u_{pv}$  增大,图 5b 中  $u_{pv}=32.3\text{ V}$ ,图 5c 中  $u_{pv}=37.5\text{ V}$ ,随着占空比的变换,增益发生了明显了改变。从图 5 中也可以看出,谐振槽电压  $u_t$  明显出现了零电平时刻,在零电平时刻,电感  $L_r$ 、 $L_m$  与电容  $C_r$  共同参与谐振,励磁电感  $L_m$  中存在环流。

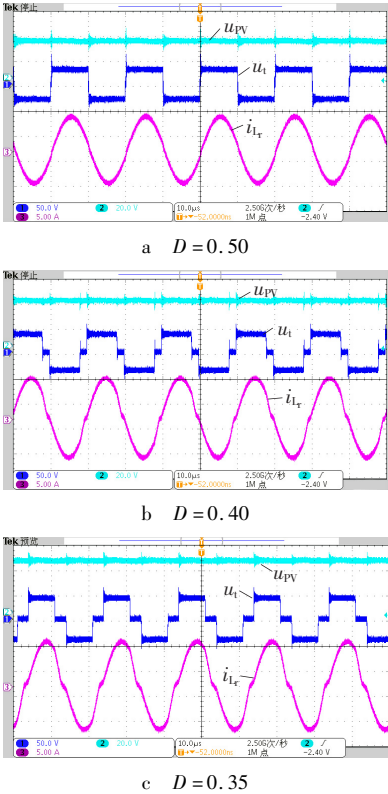


图 5 变换器  $u_{pv}$ 、 $u_t$ 、 $i_{L_r}$  波形  
Fig. 5 Converter waves of  $u_{pv}$ ,  $u_t$  and  $i_{L_r}$

全桥型 LLC 谐振变换器在 VF 控制方式下能够全程实现软开关。为了验证数字式 PWM 控制方式不影响变换器的软开关特性,图 6 给出了变换器  $S_2$  管的驱动信号  $u_{ds2}$  与  $S_2$  管两端电压  $u_{s2}$ ,其中图 6b 是图 6a 的局部放大波形。从图 6 中可以看出,开关管  $S_2$  两端电压  $u_{s2}$  在驱动信号  $u_{ds2}=0$  即无驱动信号时刻, $S_2$  开关管已经由体二极管续流使得电压  $u_{s2}=0$ ,为软开关创造了条件。当给定  $S_2$  开通信号即  $u_{ds2}\neq 0$ ,实现了  $S_2$  的软开关。其他三个开关管以同样形式实现软开关。

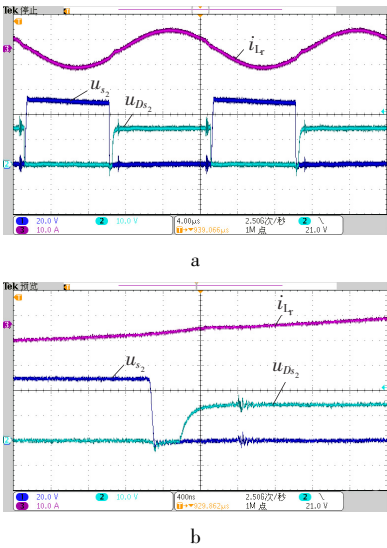


图 6 变换器  $S_2$  管软开关波形  
Fig. 6 Converter amplification wave of  $S_2$  soft switching

3 结束语

笔者提出将数字型的 PWM 控制方式应用与全桥 LLC 谐振变换器,解决了变换器 VF 控制方式带来的磁性元件设计优化难的问题。同时数字控制器具有灵活、稳定、可编程等特点,使得数字型全桥 LLC 谐振变换器特别适用于对变换器效率要求高、功率密度大与功能种类多的新能源场合。文中通过对变换器各个状态原理分析,详述了 PWM 控制方式下全桥 LLC 的工作状态与增益特性。最后,通过设计 240 W 的样机,验证了提出方案的合理性与有效性。

参考文献:

[1] 丁 明,王伟胜,王秀丽,等. 大规模光伏发电对电力系统影响综述[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(1): 1-14.  
[2] 李 菊,阮新波. 全桥 LLC 谐振变换器的混合式控制策略[J]. 电工技术学报, 2013, 28(4): 72-79.  
[3] 孙孝峰,申彦峰,朱云娥,等. 一种 Boost 型宽电压范围输入 LLC 谐振变换器[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(15): 3895-3903.  
[4] Sun X. Interleaved boost-integrated LLC resonant converter with fixed-frequency PWM control for renewable energy generation applications[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(8): 4312-4326.  
[5] Beiranvand R, Rashidian B, Zolghadri M R, et al. A design procedure for optimizing the LLC resonant converter as a wide output range voltage source[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(8): 3749-3763.

(编辑 晁晓筠 校对 李德根)