

数字控制全桥 LLC 谐振变换器

钱娟, 陈乾宏

(南京航空航天大学航空电源重点实验室, 江苏 南京 210016)

摘要: 目前,多电飞机技术(MEA)已日益成为飞机动力的主流方式。270V 高压直流电源系统具有安全可靠、重量轻及节省电能等优点,成为现阶段飞机供电系统的发展方向。在航空中大功率直直变换的应用场合,全桥 LLC 谐振变换器是一种较理想的拓扑。传统模拟控制变换器控制方法单一、硬件电路复杂、极大地限制了电源效率的提高和电源成本的缩减,因此本文提出了一种数字控制方案,该方案有效地减小电源的体积,降低电源的成本,提高电源的效率。本文最后研制了一台输入为 DC 270(1±10%)V,输出为 DC 28V/500W 的原理样机,实验结果验证了理论分析的正确性以及数字控制的可行性。

关键词: LLC 谐振变换器;变频控制;定频控制;数字控制

中图分类号: TM13 文献标识码: A 文章编号: 1003-3076(2013)04-0049-06

1 引言

多电飞机具有结构简单、重量轻、可靠性高、性价比高等普通飞机所不能比拟的特点,因此为了提高飞机的可靠性、维修性,减轻飞机重量,世界各国都在研究多电,甚至全电飞机。经研究表明,由于恒频交流电源的效率较低,不能满足多电飞机大容量的要求,并且交流电不易实现不间断供电,因而交流电源作为主电源的结构已不适合于在多电飞机上使用。而 270V 的高压直流电源系统具有可靠性高、效率高、结构简单、易于实现不间断的电源供电等优点,因此 270V 高压直流电源具有较大的发展前途^[1,2]。移相全桥变换器因其原边开关管可以实现 ZVS,因此在中大功率场合得到广泛应用,但是其副边整流二极管存在反向恢复问题,影响了系统的可靠性^[3,4]。近年来 LLC 谐振变换器在航空直直变换方面得到了较广泛的应用,该电路拓扑主要有以下优点:原边主开关管可实现 ZVS;副边整流二极管可以实现 ZCS,因此可以消除副边整流二极管的反向恢复问题;同时该电路拓扑可以实现较高的变换效率^[5-7]。由于传统的模拟控制方法电路结构复杂,实现的控制策略也比较有限,使其可靠性和一致性

受到了影响,因此本文的控制方法是基于 TI 公司的 TMS320F2812 芯片。数字控制方法极大地简化了控制的硬件电路,并且由于数字控制系统自身受元器件参数变化影响小、抗干扰能力强等特点,从而提高了系统的长期稳定性、可靠性和控制精度^[8,9]。本文首先详细分析了该变换器的工作原理,然后讨论了具体参数的设计和选取原则,最后通过一台 28V/500W 的原理样机验证了理论分析的正确性。

2 变换器工作原理

图 1 给出了全桥 LLC 谐振变换器主电路以及主要工作波形图。如图 1(a)所示,为全桥 LLC 谐振变换器的主电路。 V_{in} 为输入直流电源, $Q_1 \sim Q_4$ 、 $D_1 \sim D_4$ 、 $C_1 \sim C_4$ 分别为四只主开关管、寄生二极管及其漏源之间的结电容。 T_r 为变压器, n 为变压器的原副边匝比, D_{R1} 和 D_{R2} 为副边整流二极管, C_r 为输出滤波电容, R_{Ld} 为负载电阻。谐振元件包括谐振电感 L_r (包括变压器的原边漏感)、励磁电感 L_m 和谐振电容 C_r 。

LLC 谐振变换器常用的控制策略有变频控制和定频控制。一般为了实现高的变换效率,在额定工作点使其工作在谐振频率点。本文所设计的电路在

收稿日期: 2012-04-12
作者简介: 钱娟 (1986-), 女, 江苏籍, 硕士, 主要从事功率电子变换技术的研究;
陈乾宏 (1974-), 女, 湖北籍, 教授, 博士, 主功率因数校正变换器、磁集成技术及非接触能量供电系统。

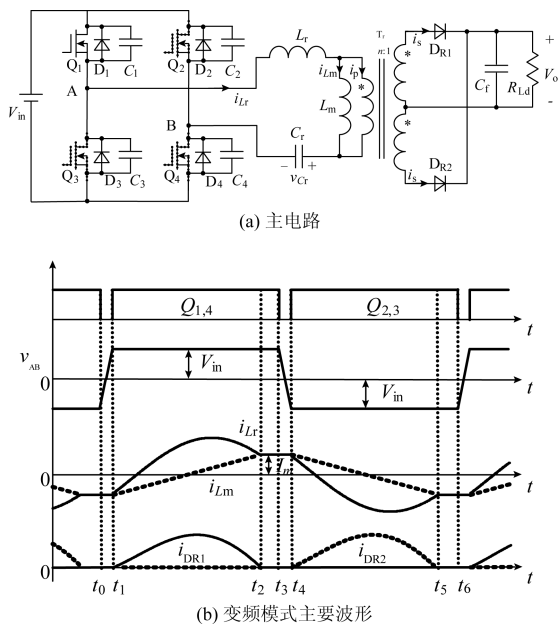


图1 全桥 LLC 谐振变换器
Fig.1 Full-bridge LLC converter

额定输入电压时 ($V_{in} = 270\text{V}$) 使其工作在串联谐振频率点附近 $f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}}$ (为了保证原边开关管能够实现 ZVS, 实际一般使开关频率略小于串联谐振频率), 当输入电压低于 270V 时其工作在变频模式, 输入电压高于 270V 时使其工作在移相模式, 这里以变频模式的具体模式分析为例来分析变换器工作原理。图 2 给出各开关模式的等效电路图。分析之前, 作如下假设: 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 $C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = C_{oss}$; ④ 输出电容足够大, 可近似认为是一个恒定电压源 V_o , V_o 为输出电压。

(1) 开关模式 0 [t_0 之前], 对应图 2(a): t_0 时刻之前, Q_1 和 Q_4 截止, Q_2 和 Q_3 导通, L_r 、 C_r 和 L_m 共同谐振, 谐振电感电流 i_{Lr} 与励磁电感电流 i_{Lm} 相等, 并流过 Q_2 和 Q_3 , 变压器原副边均无电流, 负载由输出电容 C_f 供电。

(2) 开关模式 1 [t_0, t_1], 对应图 2(b): 在 t_0 时刻, 开关管 Q_2 和 Q_3 同时关断, 则 i_{Lr} 分别给开关管 Q_2 和 Q_3 的结电容 C_2 和 C_3 充电, 同时给开关管 Q_1 和 Q_4 的结电容 C_1 和 C_4 放电, 由于 $C_1 \sim C_4$ 的缓冲作用, Q_2 和 Q_3 是零电压关断。这短时间内可近似认为 i_{Lr} 和 i_{Lm} 均保持不变, 负载由输出滤波电容供电。

$$v_{c_2}(t) = \frac{I_m}{2C_{oss}}(t - t_0)$$

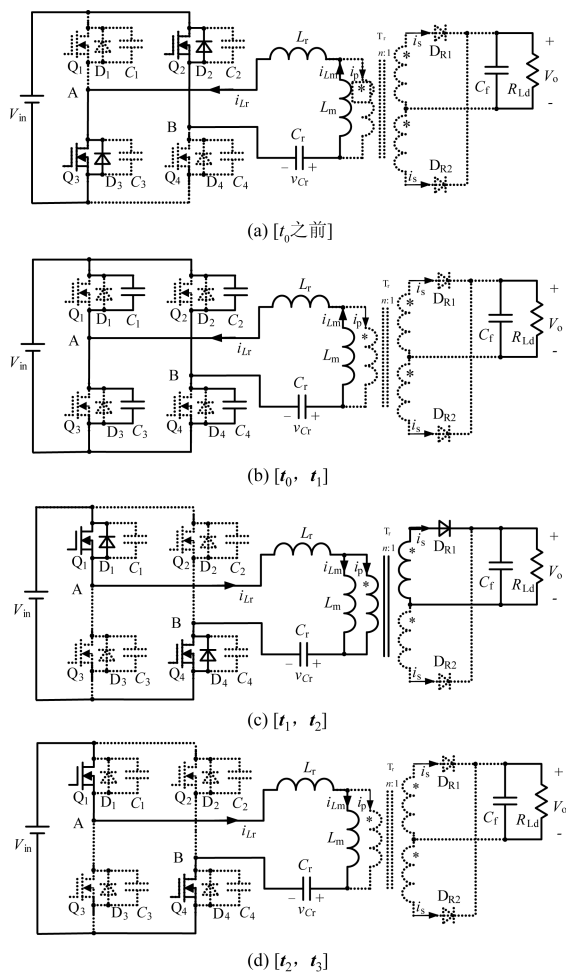


图2 变频模式的模式等效电路图 ($f_s < f_r$)
Fig.2 Variable-frequency mode equivalent circuit diagram ($f_s < f_r$)

$$v_{c_4}(t) = V_{in} - \frac{I_m}{2C_{oss}}(t - t_0)$$

式中, I_m 励磁电感电流峰值; C_{oss} 开关管的结电容。

(3) 开关模式 2 [t_1, t_2], 对应图 2(c): t_1 时刻, Q_2 和 Q_3 结电容电压上升到 V_{in} , Q_1 和 Q_4 的结电容电压下降到 0, 其反并联二极管 D_1 和 D_4 导通, 这时可以零电压开通 Q_1 和 Q_4 。此时, 加在 A、B 两点的电压为 V_{in} , i_{Lr} 、 i_{Lm} 开始增加, i_{Lr} 增加较快, 整流管 D_{R1} 和 D_{R4} 导通。变压器原边电压为 nV_o , i_{Lm} 线性增加。而 $(V_{in} - nV_o)$ 加在由 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} 的表达式如下:

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

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

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

(4) 开关模态 3 $[t_2, t_3]$, 对应图 2(d): 在 t_2 时刻, 谐振电感电流与励磁电感电流相等, 此时 i_p 减小到零, 整流管 D_{R1} 和 D_{R4} 的电流相应地也减小到零, 因此它们为零电流关断, 不存在反向恢复问题。该时段内, L_r 、 L_m 与 C_r 串联谐振工作, 由于 L_m 较大, i_{Lr} 近似保持不变, C_r 被恒流充电。该时段内 i_{Lr} 、 v_{Cr} 和 i_{Lm} 表达式如下:

$$\begin{aligned} i_{Lr}(t) &= I_m \\ v_{Cr}(t) &= V_{Cr}(t_2) + I_m(t - t_2)/C_r \\ i_{Lm}(t) &= I_m \end{aligned}$$

在 t_4 时刻, 关断 Q_1 和 Q_4 , 开始另半周期的工作, 其原理与前面描述的一样, 这里不再赘述。

3 数字控制的实现

数字控制 LLC 谐振变换器的原理框图如图 3 所示, 反馈电压经过电平转换和隔离后接入 TMS320F2812 的 A/D 转换输入引脚, 转换后的反馈信号与程序里设定的参考信号进行比较, 从而生成误差信号, 对误差信号作相应的调节, 从而使 PWM 驱动模块产生相应的四路驱动信号, 此信号经过隔离放大电路后生成四路驱动脉冲, 分别控制原边四只开关管的开通和关断。

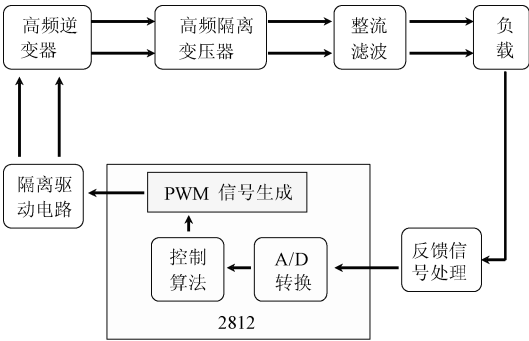


图 3 基于 2812 控制系统原理图

Fig. 3 Principle diagram of control system based on 2812

系统的软件流程图如图 4 所示, 程序的具体走向如图 4 所示: 系统在初始化后开始采集数据, 然后判断 A/D 采样是否结束, 如果 A/D 采样结束则将相应的采样值转化为数字信号后和程序中设定的参考值进行比较, 从而根据 PI 调节器的输出来调节开关频率或者占空比从而相应地调节输出电压。

本文所提出的电路使其在额定工作点时工作在串联谐振频率点, 因此程序中限定了其最大开关频

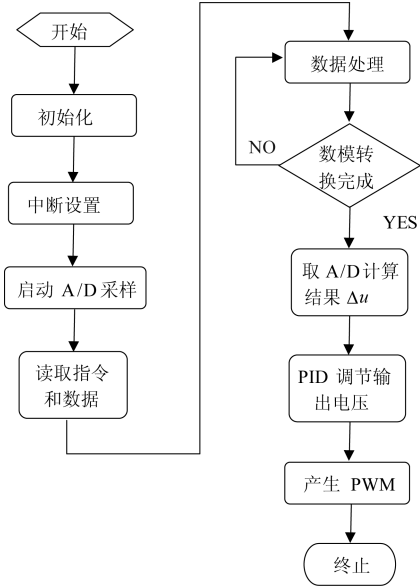


图 4 系统主程序流程图

Fig. 4 Flow chart of system main program

率(为了防止电路进入容性区域, 相应地也设定了最低开关频率), 当输入电压继续升高时, 则调节占空比来稳定输出电压。

4 数字控制 LLC 谐振变换器参数设计

4.1 谐振网络的设计

变频控制时, 一般使全桥 LLC 谐振变换器工作在谐振频率点附近, 因此, 一般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如图 5 所示的线性电路来分析。定义变换器输入输出电压传输比函数 M 如下:

$$M = nV_o/V_{in}$$

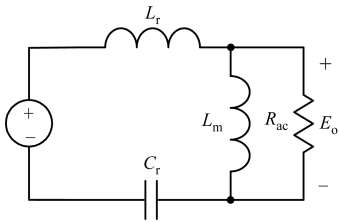


图 5 基波分析法等效电路

Fig. 5 Equivalent circuit of fundamental wave analysis method

根据图 5 可以得到全桥 LLC 谐振变换器电压传输比表达式为:

$M(f_N) =$

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

其中, λ 为励磁电感与谐振电感之比, $\lambda = L_m/L_r$; Q 为品质因数, $Q = Z_r/R_{ac}$; f_N 为标么频率, $f_N = f_s/f_r$, f_s 为开关频率。实际经验 λ 的取值范围为 3 ~ 5, 这里取为 4, 利用数学软件 Mathcad 可以得到不同品质因数 Q 下的全桥 LLC 谐振变换器输入输出电压传输比曲线, 如图 6 所示。

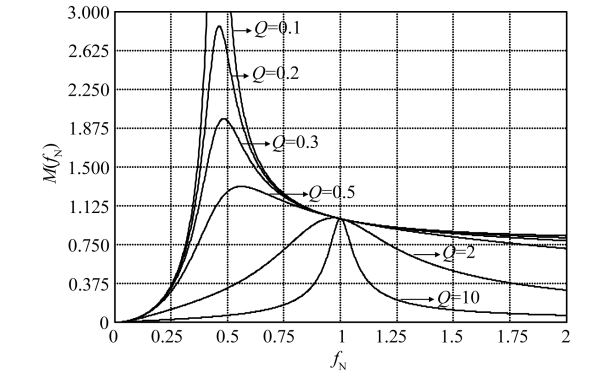


图 6 品质因数变化对电路电压传输比的影响
Fig. 6 Effects of quality factor change on circuit voltage transfer ratio

由图 6 可知, 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原边, 将电压传输到负载, 因此本电路变压器的匝比在此工作点设计。

在设计时, 尽量让变换器工作在 ZVS 状态, 同时为了保证副边整流二极管的 ZCS 关断, 一般使开关频率范围为 $f_m < f_s < f_r$ (f_m 为谐振电感, 谐振电容, 变压器励磁电感三者共同谐振的频率), 根据谐振网络的特性选择合适的开关频率范围, 本文中选取的开关频率范围为 70 ~ 100kHz。

由图 6 得到, Q 越大, 即负载越大, 电压传输比越小, 为了保证低压满载时输出电压稳定, 必须保证电路有足够的增益, 这里满载品质因数取为 0.3。根据 λ , Q , f_r 以及负载的关系, 可以计算出电路所需要的各个参数。

4.2 功率器件的设计

4.2.1 原边开关管的设计

当变换器工作在谐振频率时, 原边开关管的电流应力为:

$$I_{Q_rms} = \sqrt{\frac{p^2 I_o^2}{16n^2} + \frac{n^2 V_o^2}{64L_m^2 f_r^2}}$$

电压应力为:

$$V_{Q_max} = V_{in}$$

4.2.2 整流二极管的设计

流过整流二极管的电流平均值为:

$$I_{DR_av} = \frac{I_o}{2}$$

其电压应力为:

$$V_{DR_max} = 2V_o$$

实际选取器件时, 根据计算的应力选取适量的裕量即可。

5 实验结果

为了验证所提出的数字控制 LLC 谐振变换器的可行性, 本文设计了一台原理样机, 具体参数如下: 输入电压 $V_{in} = 270(1 \pm 10)\% V(DC)$; 输出电压 $V_o = 28V(DC)$; 最高开关频率 $f_{smax} = 100kHz$; 谐振频率 $f_r = 120kHz$; 谐振电容 $C_r = 40nF$; 谐振电感 $L_r = 45\mu H$; 励磁电感 $L_m = 200\mu H$; 变压器原副边匝比 n 为 10。

图 7 ~ 图 9 分别给出全桥 LLC 谐振变换器在满载时分别工作在变频模式和移相模式的实验波形, 从上往下分别为: 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} , 副边整流二极管电流 i_{DR1} 。从图 7 ~ 图 9 可以看出, 当输入电压低于 270V 时其工作在变频模式, 输入电压高于 270V 时, 其工作在移相模式。可以知道, 在数字控制方式下该变换器能够正常地在变频模式和移相模式之间进行切换。

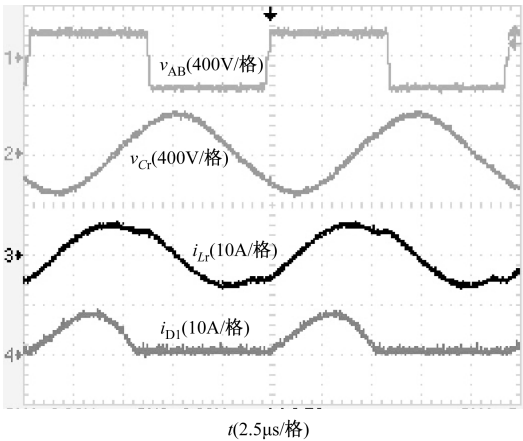


图 7 输入 240V 满载实验波形, $f = 83kHz$

Fig. 7 240V full load experimental waveforms, $f = 83kHz$

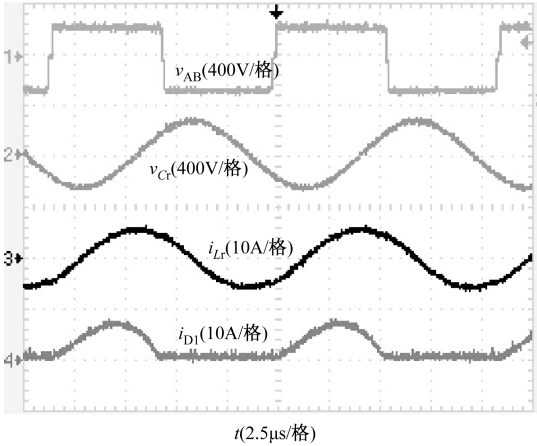


图8 输入 270V 满载实验波形, $f=93\text{kHz}$
Fig.8 270V full load experimental waveforms, $f=93\text{kHz}$

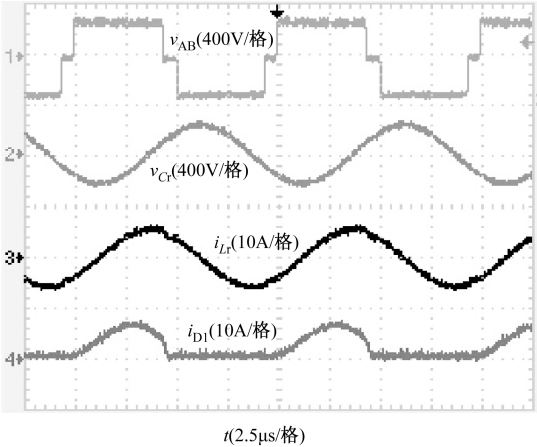


图9 输入 300V 满载实验波形, $f=100\text{kHz}$
Fig.9 300V full load experimental waveforms, $f=100\text{kHz}$

6 结论

本文提出了一种数字控制全桥 LLC 谐振变换器,其可以很好地在变频模式和移相模式之间进行切换,从而可以使额定输入电压时使变换器工作在谐振频率点,从而保证变换器最大效率的传输功率。本文主要做了以下工作:

- (1)本文分析了 LLC 全桥谐振变换器的设计方法以及主开关管 ZVS 软开关特性的要求。
- (2)介绍了数字控制的原理框图以及程序流程图,并给出了 LLC 谐振变换器参数的具体设计

步骤;
(3)通过实验结果验证了理论分析的正确性以及数字控制的可行性。

参考文献 (References):

[1] 胡育文 (Hu Yuwen). 全电飞机中的航空电源系统 (The air power system in all-electric aircraft) [A]. 中国航空学会控制与应用第十一届学术年会 (China Aviation Institute on Control and Application of the Eleventh Annual Meeting) [C]. 2004. 35-39.

[2] 沈颂华 (Shen Songhua). 航空航天器供电系统 (Aircraft power supply system) [M]. 北京: 北京航空航天大学出版社 (Beijing: Beihang University Press), 2005.

[3] 阮新波, 严仰光 (Ruan Xinbo, Yan Yangguang). 脉宽调制 DC/DC 全桥变换器的软开关技术 (Pulse width modulation DC/DC full bridge converter soft switch technology) [M]. 北京: 科学出版社 (Beijing: Science Press), 1999.

[4] 陈武, 阮新波, 张容荣 (Chen Wu, Ruan Xinbo, Zhang Rongrong). 加复位绕组的零电压开关 PWM 全桥变换器 (Reset winding of the zero voltage switching PWM converter) [J]. 电工技术学报 (Trans. China Electrotechnical Society), 2007, 22(11): 117-124.

[5] Yang Bo, Lee F C, Zhang A J, et al. LLC resonant converter for front end DC/DC conversion [A]. IEEE APEC [C]. 2002. 1108-1112.

[6] 朱立泓 (Zhu Lihong). LLC 谐振变换器的设计 (LLC resonant converter design) [D]. 杭州: 浙江大学 (Hangzhou: Zhejiang University), 2006.

[7] 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.

[8] 仇广钰, 刘星桥, 周丽, 等 (Chou Guangyu, Liu Xingqiao, Zhou Li, et al.). 一种新型数字控制全桥 DC/DC 全桥变换器的设计 (The design of a novel digital control full-bridge LLC converter) [J]. 电测与仪表 (Electrical Measurement and Instrumentation), 2011, 48 (3): 71-74.

[9] 李一鸣 (Li Yiming). 基于数字控制的开关电源的设计 (Switching power supply based on digital control) [J]. 吉首大学学报 (Journal of Jishou University), 2009, 30(6): 71-75.

Research on digital control strategy of LLC resonant converter

QIAN Juan, CHEN Qian-hong

(Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 210016, China)

Abstract: Nowadays, more-electric-aircraft (MEA) technology has become a mainstream method of airplane power supply. Because of its high reliability, light in weight and energy saving, 270V high voltage DC power system has become the main development direction for airplane power supply. In the situation of high-power DC-DC converter in aeronautics, full bridge LLC resonant converter can be a relatively better topology. Traditional analog control method has some weakness such as: the control method is relatively single, the hardware of the system is complex, and hard to improve efficiency and to reduce the costs. For these reasons, this paper proposes a solution of digital control. This solution can effectively decrease the size of the power, reduce the costs and improve the efficiency. At last, this paper developed a model machine with the input of $270(1 \pm 10)\%$ VDC, and the output of 28V/500W DC. The result of the experiments verified the theoretical analysis and the feasibility of the digital control.

Key words: LLC resonant converter; variable-frequency control; constant-frequency control; digital control

(上接第 34 页, cont. from p. 34)

six-dimensional system. In order to simplify the control of the motor, vector space decomposition transformation is used to map the motor vectors into three two-dimensional orthogonal sub-planes, then space vector PWM technique can be used to control the torque and stator harmonic current at the same time. On the basis of this PWM technique, a detailed study of the selection and distribution of zero vectors in continuous modulation and discontinuous modulation is presented in this paper. The simulation results show that a smaller torque ripple can be received by using the continuous modulation, while the number of switching times can be significantly reduced and less stator current harmonic content can be received by using the discontinuous modulation.

Key words: dual Y shift 30 degree PMSM; space-vector PWM; zero vector; continuous modulation; discontinuous modulation

(上接第 39 页, cont. from p. 39)

Induction Generator technology of Variable-Speed Constant Frequency (VSCF), the DFIG's vector control mathematical model in dq synchronous rotating frame was deduced. Considering the current coupling, this paper proposes a new type simple current feed forward decoupling control algorithm. Based on the principle, Matlab simulation results show that the current decoupling algorithm has superior dynamic performance when the active and reactive power are changing. Experimental device of 11kW DFIG wind power generator system was constructed. Both in the super-synchronous and sub-synchronous state, the stator voltage and frequency can remain stable. The results verify the feasibility of the control strategy, which has a certain practical value.

Key words: matrix converter; AC-excitation; doubly fed induction generator (DFIG)