

文章编号:1009-3087(2013)06-0143-06

三相串联谐振逆变器混合对称控制策略研究

夏晨阳,庄裕海*,贾娜,伍小杰

(中国矿业大学 信息与电气工程学院,江苏 徐州 221008)

摘要:为了解决对三相无线电能传输系统传输功率的有效控制问题,基于电压型三相串联谐振逆变器,在传统 180° 导通模式的基础上,提出了一种新型的开关管开通-关断混合对称控制模式:通过在开关管 180° 开通过程中加入关断短脉冲,在开关管 180° 关断过程中加入开通短脉冲,改变系统谐振补偿网络等效输出线电压和相电压,实现系统功率传输能力的有效控制。通过对该系统工作模式的分析,推导出系统功率传输能力与开关短脉冲对应电角度之间的函数关系,为无线电能传输系统的设计和分析提供了理论依据。仿真和实验结果证明了该新型控制策略可以有效地控制传输功率,同时验证了理论分析的正确性。

关键词:三相逆变器;串联谐振;混合对称控制;无线电能传输

中图分类号:TM74

文献标志码:A

Research on Mixed Symmetric Control Scheme for Three-phase Series Resonance Inverter System

XIA Chen-yang, ZHUANG Yu-hai*, JIA Na, WU Xiao-jie

(School of Info. and Electrical Eng., China Univ. of Mining and Technol., Xuzhou 221008, China)

Abstract: In order to effectively control the output power in three-phase wireless power transfer system, taking the voltage-fed three-phase series resonance inverter as an example, based on traditional 180° control mode, a new control mode named switch on-off mixed symmetric control mode was proposed by adding a short cutoff pulse in the 180° conduction process of the switch, and adding a short setup pulse in the 180° block process symmetrically. The equivalent output line voltage and phase voltage of the resonance compensating network would be varied, which can effectively control the output power of the inverter system. By mathematical modeling, the functional relationship between the power transmission capacity and the pulse electrical angle was derived, which provides a theoretical basis for system design and analysis. From the simulation and the experimental results, it could be concluded that the output power of system could be controlled by this new control scheme, meanwhile, the theoretical analysis was verified.

Key words: three-phase inverter; series resonance; mixed symmetric control; wireless power transfer

基于电磁感应耦合原理的无线电能传输(wireless power transfer, WPT)技术为实现电气设备的无线、灵活、安全供/充电提供了可能^[1-4],目前,该技术在电气设备高效无线供电^[5]、机器人双向供电^[6]、有轨电车无线供电^[7-8]等领域已取得了较好的应用。

目前,对WPT系统的研究与应用的重点主要在

于单相无线电能传输技术,然而随着对电气设备功率传输容量、可靠性以及对逆变输出谐波的要求,三相无线电能传输技术逐步得到发展和应用,为了进一步加速三相无线电能传输系统的实用化进程,满足不同负载的供电需求,需要切实解决三相无线电能传输系统的功率传输调节存在的问题。

谐振逆变器是WPT系统的重要组成部分,其主要担负为原边供电线圈提供高密度、高功率因数的高频交流电,保证副边受电设备能量的有效拾取,同时担负控制原边供电系统到副边受电设备的功率传输能量。目前,对单相WPT系统的谐振逆变器功率控制策略主要采用移相控制技术^[9],而针对三相WPT功率控制技术,目前研究较少,Covic、Boys、Madawala等在2006年提出了多相无线电能传输技术的概念,并从系统拓扑结构、原边发射线圈和副边拾取线圈布

收稿日期:2013-03-07

基金项目:国家自然科学基金资助项目(51307173);江苏省自然科学基金资助项目(BK20130188);高等学校博士学科点专项科研基金资助项目(20120095120022);中国博士后基金资助项目(2012M521140)

作者简介:夏晨阳(1982—)男,讲师,博士后。研究方向:非接触电能传输技术。E-mail:18260722082@163.com

*通信联系人 E-mail:373561359@qq.com

局对功率传输影响等方面进行了相关的前期分析和研究^[10-13]; Matsumoto 和 Neba 等针对桌面用三相 WPT 系统,从磁路布局、数学建模等方面对其功率传输能力进行了一定的研究^[14-15]; Sonntag、Meyer 等也从桌面三相 WPT 技术的原理、拓扑方面进行了研究^[16-17]。但纵观目前国内外研究成果发现,目前对三相 WPT 系统功率控制策略从谐振逆变器控制角度实现功率传输控制方面依然不足。

针对目前国内外对三相 WPT 系统在功率传输能力方面研究的不足,作者基于三相串联谐振逆变器,在传统 180° 导通控制模上,深入分析了一种新型开关管开通-关断混合对称移相控制策略。基于谐振控制原理,在保证系统实现软开关工作模式的基础上,实现系统功率传输能力的有效控制,对三相 WPT 系统的分析和设计具有指导意义。

1 三相 WPT 系统原理及串联谐振拓扑分析

根据电源输入类型的不同,三相 WPT 系统可分为电压型和电流型三相 WPT 系统;根据三相负载连接模式的不同,其三相线圈可连接成星型和三角形;为了减少系统的无功功率,提高系统功率传输的效率,根据原副边补偿环节的不同,三相 WPT 系统可分为 SS、SP、PS、PP 4 种谐振补偿模式,其中, S 或 P 分别代表磁能发射线圈采用串联或并联谐振补偿。以电压型 SS 谐振单拾取机构三相 WPT 系统为研究对象,对其功率传输控制方法进行分析,其原理如图 1 所示。

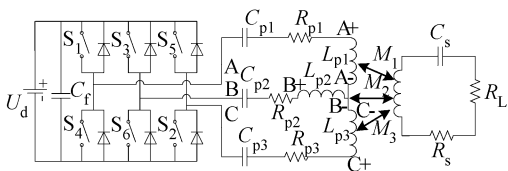


图 1 电压型三相 WPT 系统原理图

Fig. 1 Schematic of a voltage-fed three-phase WPT system

三相 WPT 系统主要由输入电源 (U_d)、三相高频逆变环节 ($S_1 \sim S_6$)、原边高频谐振环节 (L_{p1} 与 C_{p1} 、 L_{p2} 与 C_{p2} 、 L_{p3} 与 C_{p3})、三相磁路耦合环节 (M_1 、 M_2 、 M_3) 及副边谐振环节 (L_s 与 C_s) 和负载 (R_L) 6 部分组成。其工作原理为:直流电源经三相逆变器之后,在三相原边磁能线圈中产生各相相差 120° 的高频交流电,通过电磁感应耦合,副边磁能拾取线圈获得磁场能量,并经过磁电转变及功率变换环节给副边负载供电。图 1 中, C_{p1} 、 C_{p2} 、 C_{p3} 和 R_{p1} 、 R_{p2} 、 R_{p3} 分别为三相原边线圈电感 L_{p1} 、 L_{p2} 、 L_{p3} 的串联谐振电容和线圈内阻, M_1 、 M_2 、 M_3 分别为三相原边线圈电

感 L_{p1} 、 L_{p2} 、 L_{p3} 与副边线圈电感 L_s 之间的互感, A +、B +、C + 分别为三相线圈电流的进线端, A -、B -、C - 分别为三相线圈电流的出线端。在实际系统中,通常由于系统谐振角频率 ω 较高,副边线圈内阻 R_s 可以忽略不计^[8]。

基于互感耦合原理,图 1 所示电压型三相 WPT 系统原理图,其等效原边三相串联谐振逆变电路如图 2 所示,其中, Z_{r1} 、 Z_{r2} 、 Z_{r3} 分别为副边电路反射到原边的等效阻抗。在副边全谐振条件下,以三相负载对称平衡 ($R_{p1} = R_{p2} = R_{p3} = R_p$ 、 $Z_{r1} = Z_{r2} = Z_{r3} = Z_r$) 为基础,对其移相控制策略进行分析。

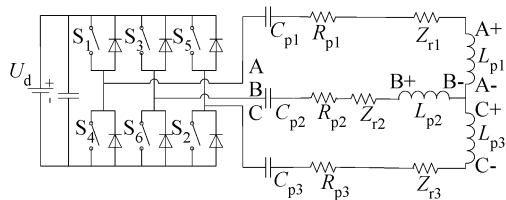


图 2 等效原边三相串联谐振逆变电路

Fig. 2 Primary equivalent three-phase series resonance inverter system

2 三相串联谐振逆变器移相控制策略分析

2.1 传统 180° 控制策略

以三相能量发射线圈星型连接为例,定义 N 为 A -、B -、C - 共同连接点,根据传统三相电压型逆变电路 180° 导电方式可得系统输出线电压有效值 U_{AB} 、相电压有效值 U_{AN} 分别为:

$$U_{AB} = 0.816 U_d \quad (1)$$

$$U_{AN} = 0.471 U_d \quad (2)$$

为实现系统传输功率的有效控制,在传统单相 WPT 系统中,通过对单相逆变电路进行移相控制可有效实现对系统功率传输的控制,而对于三相 WPT 系统,由于三相电路开关管开始导电的角度依次相差 120° ,无法改变,要实现对输出电压的有效控制,只能通过改变输入电压 U_d 的值来调节输出电压。

2.2 新型混合对称控制策略

基于三相逆变电路 180° 控制模式,研究一种新型开关管开通-关断混合对称控制策略,其控制原理图(器件 S_1 、 S_3 、 S_5 管驱动波形)如图 3 所示。

图 3 所示控制模式中,逆变电路上桥臂各相器件 S_1 、 S_3 、 S_5 开始导通的电角度依次相差 120° ,下桥臂各相开关器件 S_4 、 S_6 、 S_2 与 S_1 、 S_3 、 S_5 处于互补导通模式。与传统控制模式不同的是,该模式在各器件的导通的 180° 区间内,加入了一个关断短脉冲 β ;同样,在各相器件关断的 180° 区间内,加入了一个

开通短脉冲 β ,从而形成一个开通关断混合对称控制模式。其6个开关管的控制时序图如表1所示。

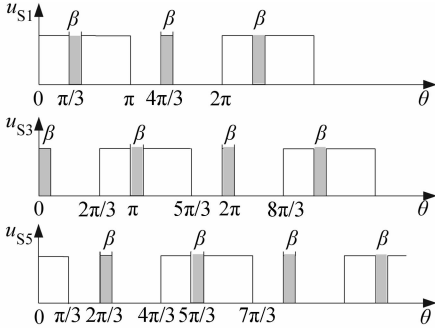


图3 新型控制模式驱动脉冲

Fig. 3 Driving pulse of new control mode
表1 控制时序图

Tab. 1 Control sequence chart

开关管	开通时刻	开通短脉冲 初始时刻	关断短脉冲 初始时刻
S_1	0	$2T/3$	$T/6$
S_2	$T/6$	$5T/6$	$T/3$
S_3	$T/3$	0	$T/2$
S_4	$T/2$	$T/6$	$2T/3$
S_5	$2T/3$	$T/3$	$5T/6$
S_6	$5T/6$	$T/2$	0

为实现系统有效的功率传输控制,开通和关断小脉冲的取值范围为 $0^\circ \sim 60^\circ$ 。对于图3所示新型控制模式,结合图1,假定电源中点为 N' ,那么,在该控制模式下,可求得到系统 $u_{AN'}$ 、 $u_{BN'}$ 、 $u_{CN'}$ 电压如图4所示。

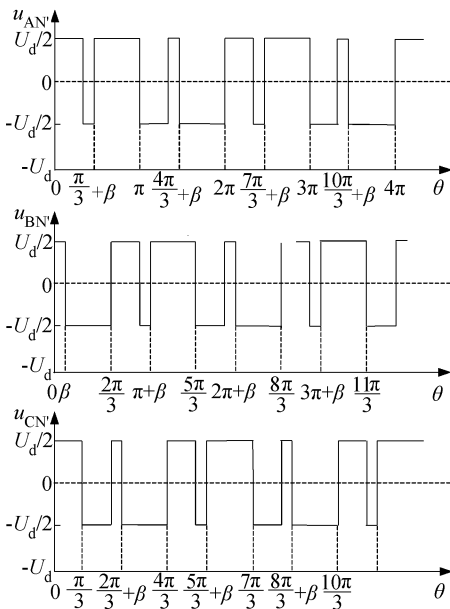


图4 部分电压波形

Fig. 4 Part of the voltage waveform

由于

$$\begin{cases} u_{AB} = u_{AN'} - u_{BN'}, \\ u_{BC} = u_{BN'} - u_{CN'}, \\ u_{CA} = u_{CN'} - u_{AN'}, \end{cases} \text{ 且 } \begin{cases} u_{AN} = u_{AN'} - u_{NN'}, \\ u_{BN} = u_{BN'} - u_{NN'}, \\ u_{CN} = u_{CN'} - u_{NN'} \end{cases} \quad (3)$$

$$u_{NN'} = \frac{1}{3}(u_{AN'} + u_{BN'} + u_{CN'}) - \frac{1}{3}(u_{AN} + u_{BN} + u_{CN}) \quad (4)$$

当三相负载对称时,有 $u_{AN} + u_{BN} + u_{CN} = 0$,于是

$$u_{NN'} = \frac{1}{3}(u_{AN'} + u_{BN'} + u_{CN'}) \quad (5)$$

由图4及式(3)~(5),可得 $u_{NN'}$ 以及相电压 u_{AN} 、线电压 u_{AB} 如图5所示。

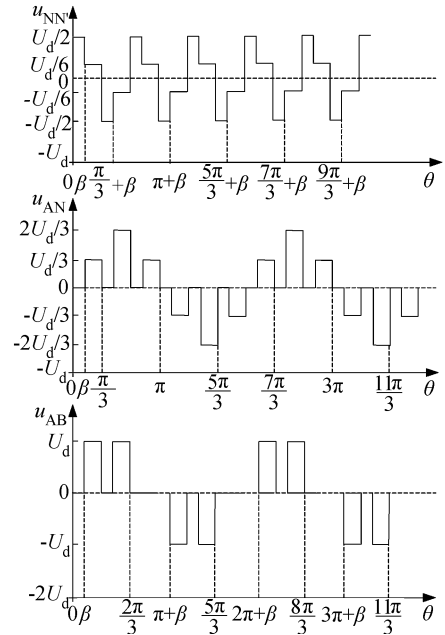


图5 A相电压和AB线电压波形

Fig. 5 Waveforms of A phase voltage and AB line voltage

基于图5可求得系统在该控制模式下输出相电压 u_{AN} 和线电压 u_{AB} 分段线性方程如式(6)、(7)所示:

$$u_{AN} = \begin{cases} 0, & 0 \leq \theta \leq \beta; \\ U_d/3, & \beta < \theta \leq \pi/3; \\ 0, & \pi/3 < \theta \leq \pi/3 + \beta; \\ 2U_d/3, & \pi/3 + \beta < \theta \leq 2\pi/3; \\ 0, & 2\pi/3 < \theta \leq 2\pi/3 + \beta; \\ U_d/3, & 2\pi/3 + \beta < \theta \leq \pi; \\ 0, & \pi < \theta \leq \pi + \beta; \\ -U_d/3, & \pi + \beta < \theta \leq 4\pi/3; \\ 0, & 4\pi/3 < \theta \leq 4\pi/3 + \beta; \\ -2U_d/3, & 4\pi/3 + \beta < \theta \leq 5\pi/3; \\ 0, & 5\pi/3 < \theta \leq 5\pi/3 + \beta; \\ -U_d/3, & 5\pi/3 + \beta < \theta \leq 2\pi \end{cases} \quad (6)$$

$$u_{AB} = \begin{cases} 0, & 0 \leq \theta \leq \beta; \\ U_d, & \beta < \theta \leq \pi/3; \\ 0, & \pi/3 < \theta \leq \pi/3 + \beta; \\ U_d, & \pi/3 + \beta < \theta \leq 2\pi/3; \\ 0, & 2\pi/3 < \theta \leq \pi + \beta; \\ -U_d, & \pi + \beta < \theta \leq 4\pi/3; \\ 0, & 4\pi/3 < \theta \leq 4\pi/3 + \beta; \\ -U_d, & 4\pi/3 + \beta < \theta \leq 5\pi/3; \\ 0, & 5\pi/3 < \theta \leq 2\pi \end{cases} \quad (7)$$

根据式(6)、(7),可求得输出相电压 u_{AN} 和线电压 u_{AB} 有效值 U_{AN} 、 U_{AB} 分别如式(8)、(9)所示:

$$U_{AN} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u_{AN}^2 d\omega t} = \sqrt{2\left(\frac{1}{9} - \frac{\beta}{3\pi}\right)} U_d \quad (8)$$

$$U_{AB} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u_{AB}^2 d\omega t} = \sqrt{2\left(\frac{1}{3} - \frac{\beta}{\pi}\right)} U_d \quad (9)$$

对于基于谐振耦合原理的 WPT 系统来说,高频逆变器产生的方波电源进入谐振网络后形成正弦交流电源,电路通过检测谐振网络两端电压的过零点来生成逆变器控制脉冲,实现高频逆变器开关管的软开关控制,即采用谐振逆变器实现开关管工作在软开关工作模式。

基于谐振逆变器软开关工作原理,根据傅里叶级数变换,对于谐振互感耦合电路,其原边等效输入相电压为基波有效值:

$$U_{equ} = \sqrt{(a_1^2 + b_1^2)}/2 \quad (10)$$

式中,

$$\begin{cases} a_1 = \frac{2U_d}{3\pi} \left[\frac{3\sqrt{3}}{2} - \sin\beta - 2\sin\left(\frac{\pi}{3} + \beta\right) - \sin\left(\frac{2\pi}{3} + \beta\right) \right], \\ b_1 = \frac{2U_d}{3\pi} \left[\frac{3}{2} + \cos\beta + 2\cos\left(\frac{\pi}{3} + \beta\right) + \cos\left(\frac{2\pi}{3} + \beta\right) \right]. \end{cases}$$

其中, $0 \leq \beta \leq \pi/3$ 。

基于以上分析内容,对于图 1 和 2 所示的单拾取星型 SS 磁路及谐振补偿机构三相 WPT 系统,可求得系统的输出功率表达式为:

$$P_{out} = 3 [U_{equ}/(R_p + Z_r)]^2 Z_r \quad (11)$$

从式(10)、(11) 可以看出,改变开关小脉冲 β 的取值,可以有效调节系统的功率传输能力。

基于软开关工作模式,由图 2 可求得三相串联谐振逆变系统效率表达式为:

$$\eta = Z_r/(R_p + Z_r) \quad (12)$$

从式(12) 可以看出,对于一个参数确定的系统,其效率是一个不随开关小脉冲 β 的取值变化的恒定值。

3 仿真与实验验证

为了验证理论部分结果的正确性,搭建如图 1 所示实验验证系统,系统参数如表 2 所示。

表 2 系统参数

Tab.2 Parameters of three-phase WPT system

参数	取值	参数	取值	参数	取值
U_d/V	24	R_p/Ω	0.1	$C_p/\mu F$	0.63
$L_p/\mu H$	100	f/kHz	20	Z_r/Ω	1

图 6 为采用新型控制模式下, $\beta = 30^\circ$ 时系统开关管 $S_1 \sim S_6$ 驱动脉冲、A 相电压、AB 线电压、三相谐振逆变电路线圈仿真波形。

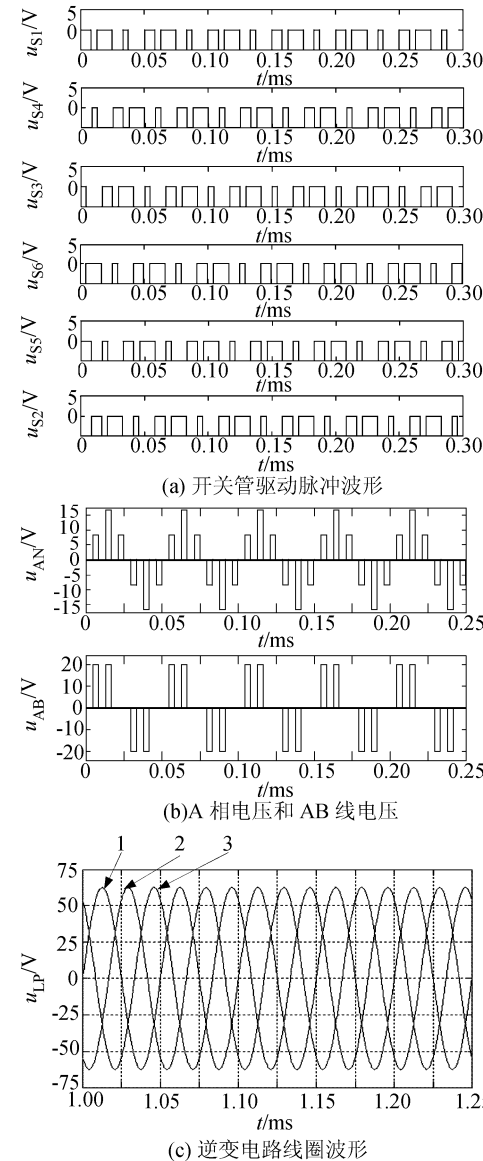


图 6 仿真波形分析

Fig.6 Curves of the simulation

图 7 为新型控制模式下, $\beta = 30^\circ$ 时系统开关管 $S_1 \sim S_6$ 驱动波形、A 相电压、AB 线电压、三相谐振

逆变电路线圈实验波形。

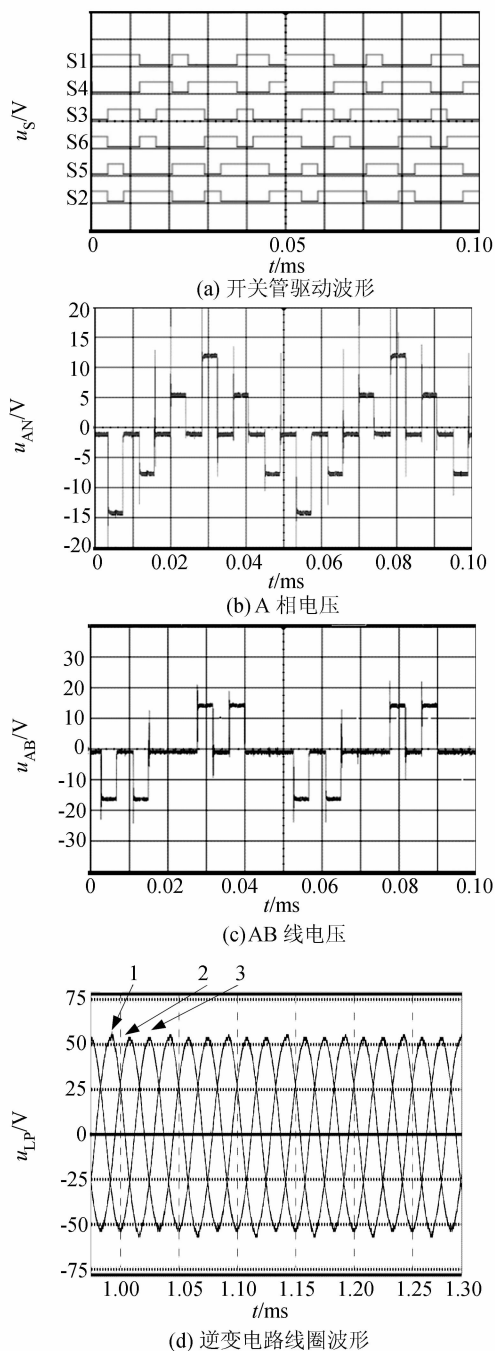


图7 实验波形图

Fig.7 Curves of the experiment

同时,测得系统功率传输能力和效率随开关小脉冲 β 取值变化的理论和实验值曲线分别如图8和9所示。

仿真和实验证明,在新型控制模式下,通过调节控制角 β 的大小,可以有效的调节系统的传输功率,且实验证明了理论计算的正确性。实验结果波形和测量数据与实际存在一定的偏差,主要原因在于系统三相逆变电路未完全工作于软开关模式,造成系

统的损耗较大,这是下一步效率分析需要解决的问题。

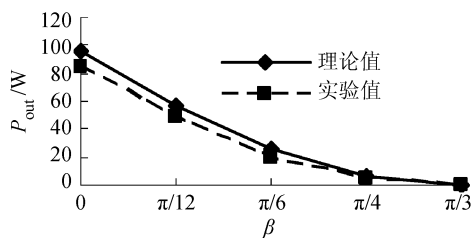


图8 输出功率随 β 变化曲线

Fig.8 Curves of output power vary with β

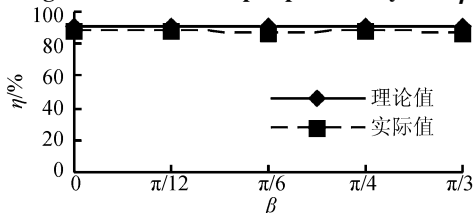


图9 系统效率随 β 变化曲线

Fig.9 Curves of efficiency vary with β

4 结论

在传统 180° 导通模式的基础上,深入分析了一种新型的三相非接触电能传输系统功率传输容量混合对称控制方法,通过调节混合开关脉冲宽度,达到改变系统谐振补偿网络输入等效输出线电压和相电压的目的;通过对系统工作模态的分析,推导出了系统功率传输能力与控制开关脉冲对应电角度之间的函数关系,从而实现对系统功率传输能力的有效控制,仿真和实验结果验证了理论分析的正确性。在此基础上,下一步将着重针对三相WPT系统在负载不对称条件下的功率控制策略展开研究,以推进三相WPT系统的应用和发展。

参考文献:

- [1] Wu Ying, Yan Luguang, Xu Shangang. A new contactless power delivery system [C]. Sixth International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS 2003), Beijing, China, 2003, 1: 253 - 256.
- [2] Wang Lu, Chen Min, Xu Dehong, et al. The engineering design of contactless emergency power supply in maglev [J]. Proceedings of the CSEE, 2007, 27(18): 67 - 70. [王璐, 陈敏, 徐德鸿, 等. 磁浮列车非接触紧急供电系统的工程化设计 [J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(18): 67 - 70.]
- [3] Fu Wenzhen, Zhang Bo, Qiu Dongyuan, et al. Maximum efficiency analysis and design of self-resonance coupling coils for wireless power transmission system [J]. Proceedings of

- the CSEE, 2009, 29(18): 21 – 26. [傅文珍, 张波, 丘东元, 等. 自谐振线圈耦合式电能无线传输的最大效率分析与设计[J]. 中国电机工程学报, 2009, 29(18): 21 – 26.]
- [4] Chen H, Hu A P, Budgett D. Power loss analysis of a TET system for high power implantable devices [C]. 2nd IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA 2007), Harbin, China, 2007: 240 – 245.
- [5] Sun Yue, Xia Chenyang, Dai Xin, et al. Analysis and optimization of mutual inductance for inductively coupled power transfer system [J]. Proceedings of the CSEE, 2010, 30(33): 44 – 50. [孙跃, 夏晨阳, 戴欣, 等. 感应耦合电能传输系统互感耦合参数的分析与优化[J]. 中国电机工程学报, 2010, 30(33): 44 – 50.]
- [6] Yang Fangxun, Sun Yue, Dai Xin. Simulation of multi-load inductive coupled power bidirectional transfer mode [J]. Journal of Central South University: Science and Technology, 2012, 43(10): 3865 – 3871. [杨芳勋, 孙跃, 戴欣. 多负载感应耦合电能双向传输的仿真[J]. 中南大学学报: 自然科学版, 2012, 43(10): 3865 – 3871.]
- [7] Xia Chenyang, Zhang Yanbin, Wu Xiaojie, et al. Contactless power transfer system with atabilized frequency and high efficiency based on impedance conversion [J]. Journal of Southwest Jiaotong University, 2012, 47(5): 814 – 819. [夏晨阳, 张彦兵, 伍小杰等. 基于阻抗变换的稳频高效非接触电能传输系统[J]. 西南交通大学学报, 2012, 47(5): 814 – 819.]
- [8] Xia Chenyang, Li Jiangong, Zuo Lan, et al. Research on distributed magnetic circuit for rail-type ICPT system with high energy-efficiency character [J]. Journal of Sichuan University: Engineering Science Edition, 2012, 44(5): 156 – 160. [夏晨阳, 李建功, 左兰, 等. 高效导轨式 ICPT 系统分布式磁路机构研究[J]. 四川大学学报: 工程科学版, 2012, 44(5): 156 – 160.]
- [9] Su Yugang, Wang Zhihui, Sun Yue, et al. Modeling of contactless power transfer systems with a phase-shifted control method [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2008, 23(7): 92 – 97. [苏玉刚, 王智慧, 孙跃, 等. 非接触供电移相控制系统建模研究[J]. 电工技术学报, 2008, 23(7): 92 – 97.]
- [10] Covic G A, Boys J T, Kissin M L G, et al. A three-phase inductive power transfer system for roadway-powered vehicles [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2007, 54(6): 3370 – 3378.
- [11] Kissin M L G, Boys J T, Covic G. A. Interphase mutual inductance in polyphase inductive power transfer systems [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(7): 2393 – 2400.
- [12] Thrimawithana D J, Madawala U K. A three-phase bi-directional IPT system for contactless charging of electric vehicles [C]. 2011 IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), Gdansk, 2011: 1957 – 1962.
- [13] Elliott G, Raabe S, Covic G A, et al. Multiphase pickups for large lateral tolerance contactless power-transfer systems [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57(5): 1590 – 1598.
- [14] Matsumoto H, Neba Y, Ishizaka I, et al. Model for a three-phase contactless power transfer system [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(9): 2676 – 2687.
- [15] Matsumoto H, Neba Y, Ishizaka K, et al. Planar contactless charging system applying three-phase power transformer [J]. Fukuoka University Review of Technological Sciences, 2011, 86: 7 – 14.
- [16] Sonntag C L W, Lomonova E A, Duarte J L. Power transfer stabilization of the three-phase contactless energy transfer desktop by means of coil commutation [C] // Proceedings of the 4th IEEE Benelux Young Researchers Symposium in Electrical Power Engineering. Eindhoven: Technische Universiteit Eindhoven, 2008: 1 – 5.
- [17] Meyer P, Germano P, Markovic M, et al. Design of a contactless energy transfer system for desktop peripherals [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2011, 47(4): 1643 – 1651.