

DOI: 10.19595/j.cnki.1000-6753.tces.161274

邓其军<sup>1</sup> 刘姜涛<sup>2</sup> 陈诚<sup>1</sup> 周洪<sup>1</sup> 胡文山<sup>1</sup>

(1. 武汉大学自动化系 武汉 430072)

2. 湖北第二师范学院物理与机电工程学院 武汉 430205)

设计一种为无线电能传输系统提供高频交流电的三相相移控制逆变器。该逆变器由三相D类半桥逆变桥组成，其开关管运行于固定的切换频率下，通过调整各相半桥的驱动相位差来调节输出电压，从而实现无线电能传输系统功率的调节。对三相相移逆变器的主要性能，包括相移角与输出电压的关系、相电流、各相零电压切换状态等进行分析，并推导无线电能传输系统在使用相移控制和频率控制下的效率。开发三相的相移逆变器原型机并应用于无线电能传输系统，在两个外边长为90cm、70cm的平面矩形螺旋线圈间传输能量。实验表明当相移角从0°到120°之间调节时，在接收端10Ω电阻负载上接收到的功率从5.2kW到0变化。同时在最大输出功率时测得逆变器直流输入到接收端直流负载的DC-DC最大效率为94%。

相移控制逆变器 相移角 零电压切换 无线电能传送 功率控制

TM724

## Development of a Three-Phase Inverter with Phase-Shifted Control for Wireless Power Transfer System

Deng Qijun<sup>1</sup> Liu Jiangtao<sup>2</sup> Chen Cheng<sup>1</sup> Zhou Hong<sup>1</sup> Hu Wenshan<sup>1</sup>

(1. Department of Automation Wuhan University Wuhan 430072 China

2. School of Physics and Electrical Engineering Hubei University of Education  
Wuhan 430205 China)

**Abstract** A three-phase inverter with phase-shifted control for wireless power transfer system is developed in this paper. The inverter consists of three Class-D half inverters, whose MOSFETs operate at a constant switching frequency, and its output voltage is regulated via adjusting the driver angle among phases. Accordingly, the power regulation of wireless power transfer can be achieved. Main features of the inverter are analyzed, including the relationship between the output voltage and the phase-shift angle, the phase-currents, and ZVS conditions of each phase. Efficiencies under either phase-shift control and frequency-control are derived. An experimental prototype of phase-shift controlled inverter with 3 phases is developed and employed in a wireless power transfer system to deliver power between two planar rectangular solenoid coils with out-dimensions of 90cm×70cm. Experiments show that when the phase-shift angle is changed from 0 to 120 degree, the receiving power at the load of 10Ω at the secondary side varies between 5.2kW and 0kW. Meanwhile, when the system operates at the maximum output power, the DC-DC maximum efficiency is 94%, which is defined as the ratio of the DC-load power at the receiving side to the inverter DC-input power at the sending side.

**Keywords:** Phase-shift controlled inverter, phase-shift angle, zero voltage switching, wireless power transfer, power control

## 0

无线电能传输系统的一个重要功能是传输功率可调,以满足系统在不同负载或状态时的功率需求。通过 Buck-Boost 变换来调整直流电压是常用的功率调整方法,包括调整发射端逆变器直流输入电压<sup>[1,2]</sup>、调整接收端整流桥后的直流电压<sup>[3]</sup>,或者同时调整发射端面与接收端直流电压<sup>[4]</sup>。Buck-Boost 变换需要在无线电能传输的谐振电路中串联额外模块,增加了系统的损耗。另外,频率控制也是实现输出功率调节的常用方法<sup>[5-9]</sup>。该方法通过改变系统运行频率(即开关管 MOSFET 的切换频率,也即谐振电路电流的基波频率)来改变谐振电路的阻抗从而达到调节输出电流和功率的目的。根据美国汽车工程师协会(SAE)的 J2954 标准,电动汽车无线的推荐采用 85kHz 的带宽(81.28~90kHz),因此频率控制不太适合。另外,频率控制在轻载时,系统运行频率与谐振频率会相差较大,导致在发射端谐振回路中的无功功率占比较大,从而系统效率很低。文献[10-12]使用对称 H 桥钳位方法在固定的频率下调节输出功率,但由于其开关管运行于硬开关状态,功率损耗较大。文献[13-15]使用两相的相控逆变器来实现输出功率的调节,但其功率较小且不是应用于无线电能传输。文献[16]对一种发射端使用三相逆变器(每一相驱动一个发射线圈)的无线电能传输系统进行研究,但主要考虑三相间的均流问题而不是总输出功率控制问题。

为此,本文提出一种基于三相相移控制的逆变器(相控逆变器)拓扑,通过调节各相驱动角,来调节无线电能传输系统的功率。该拓扑与 Buck-Boost 方法相比,减少了因使用 DC-DC 变换模块而导致的损耗;与频率在大范围内变化的频率控制相比,相移控制的恒定频率满足了 J2954 标准所要求的频率带宽。另外,三相逆变器具有比单相逆变器更大的功率输出能力。这是因为对于图 1 所示串-串补偿结构的无线电能传输系统,当每相逆变桥臂中流过相同电流时,三相逆变器的总输出电流是单相逆变器的 3 倍(此时,输入电压也是单相逆变器的 3 倍),从而在保证各相电流不变的条件下,三相逆变器功率是单相逆变器的 9 倍。可见,与单相拓扑相比,三相逆变器更适于大功率的无线电能传输。

图中, $V_I$  是输入逆变器的直流电压; $ICT_1$ 、 $ICT_2$ 、 $ICT_3$  是三个使用循环级连方法连接的两相耦合电感(Intercell Transformer, ICT)<sup>[17]</sup>; $\dot{V}_O$ 、 $\dot{I}_O$  分别是输

出电压和电流的基波分量; $r_P$  是发射端电感与补偿电容的等效串联电阻;发射端与接收端线圈的互感系数为  $k$ ; $C_P$ 、 $L_P$ 、 $C_S$ 、 $L_S$  分别是发射端及接收端谐振电路的谐振电感和串联补偿电容; $i_S$  是接收端谐振电流的基波分量; $VD_1 \sim VD_4$  是整流二极管; $C_f$  是整流桥滤波电容; $R_{load}$ 、 $V_{load}$ 、 $I_{load}$  分别是直流负载电阻、电压和电流。

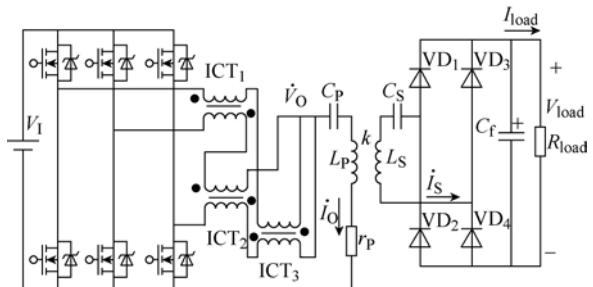


图 1 使用三相相控逆变器的无线电能传输系统示意图  
Fig.1 Scheme of the WPT system driven by a three-phase inverter with phase-shifted control

本文首先分析系统的输出电压及电流受相角的影响;然后分析系统效率并与使用频率控制时的效率作对比;最后开发原型机并进行实验验证。

## 1

## 1.1

由于只有频率接近电路谐振频率的基波分量电流能通过 LC 谐振电路,因而忽略逆变器输出方波电压中的直流及高次谐波分量。假设各相逆变桥输出占空比为 50% 的方波,且通过各个耦合电感的电流为正弦波,则逆变器各相的输出电压( $\dot{V}_1$ 、 $\dot{V}_2$ 、 $\dot{V}_3$ )的基波幅值为

$$V_m = \frac{1}{2} \int_0^{\pi} V_I \sin(\omega t) d(\omega t) + \frac{1}{2} \int_0^{\pi} 0 d(\omega t) = \frac{2V_I}{\pi} \quad (1)$$

以第二相为零角度参考点,定义相控逆变器输出相移角为  $\varphi$  时另两相的驱动相差相对第二相分别为  $-\varphi$  和  $\varphi$ ,则各相半桥逆变器输入相控逆变器的基波电压分别为

$$\begin{cases} \dot{V}_1 = \frac{2V_I e^{j\varphi}}{\pi} \\ \dot{V}_2 = \frac{2V_I}{\pi} \\ \dot{V}_3 = \frac{2V_I e^{-j\varphi}}{\pi} \end{cases} \quad (2)$$

另外,高频耦合电感存在较大的漏感(通常为

自感的 5%~20%)。耦合电感的初级端自感可以分为两部分：与次级端完全耦合的部分（磁感）和与次级端完全不耦合的部分（漏感）。由于初级端磁感与次级端的磁感（即  $L_{1P}$  与  $L_{1S}$ 、 $L_{2P}$  与  $L_{2S}$ 、 $L_{3P}$  与  $L_{3S}$ ）完全耦合，两端磁感间的互感系数为 1，则相控逆变器可等效为图 2。图 2 中  $r_{DS}$  是 MOSFET 的 DS 端通态电阻； $r_{ICT}$  是耦合电感一个绕组的等效串联电阻； $L_{1P}$ 、 $L_{1S}$ 、 $L_{2P}$ 、 $L_{2S}$ 、 $L_{3P}$ 、 $L_{3S}$  分别是各个耦合电感的初、次级端磁感，漏感都为  $L_{leak}$ ； $Z_P$  为计入接收端反射阻抗后的总阻抗。

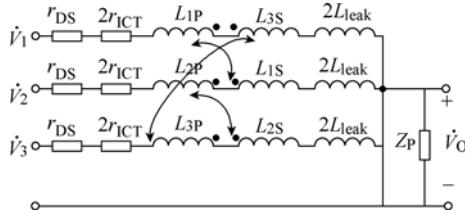


图 2 发射端等效电路

Fig.2 Equivalent circuit of the sending side

假定所有耦合电感初、次级的磁感相同，又有前述初、次级磁感之间的互感系数为 1，即  $L_{mag}=M$ ， $M$  为互感，从而

$$L_{1P} = L_{1S} = L_{2P} = L_{2S} = L_{3P} = L_{3S} = L_{mag} = M \quad (3)$$

同时定义各相的输入阻抗  $Z_b$  为

$$Z_b = r_{DS} + 2r_{ICT} + 2j\omega L_{leak} \quad (4)$$

对图 2 列出频域的基尔霍夫方程，有

$$\begin{cases} \dot{V}_1 - \dot{V}_O = (Z_b + 2j\omega L_{mag})\dot{I}_1 - j\omega M\dot{I}_3 - j\omega M\dot{I}_2 \\ \dot{V}_2 - \dot{V}_O = (Z_b + 2j\omega L_{mag})\dot{I}_2 - j\omega M\dot{I}_1 - j\omega M\dot{I}_3 \\ \dot{V}_3 - \dot{V}_O = (Z_b + 2j\omega L_{mag})\dot{I}_3 - j\omega M\dot{I}_2 - j\omega M\dot{I}_1 \\ \dot{V}_O = Z_P \dot{I}_O \\ \dot{I}_O = \dot{I}_1 + \dot{I}_2 + \dot{I}_3 \end{cases} \quad (5)$$

联立式 (3)、式 (5)，解得输出电压及输出电流为

$$\begin{cases} \dot{V}_O = \frac{Z_P(\dot{V}_1 + \dot{V}_2 + \dot{V}_3)}{Z_b + 3Z_P} \\ \dot{I}_O = \frac{\dot{V}_1 + \dot{V}_2 + \dot{V}_3}{Z_b + 3Z_P} \end{cases} \quad (6)$$

将式 (2) 各相电压代入式 (6)，得到输出电压、输出电流与相角  $\varphi$  之间的关系为

$$\begin{cases} \dot{V}_O = \frac{2V_I Z_P (1+2\cos\varphi)}{(Z_b + 3Z_P)} = \frac{2V_I (1+2\cos\varphi)}{(Z_b / Z_P + 3)} \\ \dot{I}_O = \frac{2V_I (1+2\cos\varphi)}{(Z_b + 3Z_P)} \end{cases} \quad (7)$$

由式 (7) 可知，调整相控逆变器的输入相移角  $\varphi$ ，即可调整其输出电压  $\dot{V}_O$  与电流  $\dot{I}_O$ ，相应可调整接收端功率。

同时可知，相控逆变器的最大电压（相移角为 0 时取得，即三相并联）与逆变器输入直流电压  $V_I$  成正比，同时受各相阻抗  $Z_b$  的影响。由式 (4) 的定义可知，相阻抗  $Z_b$  受开关管 DS 端的通态电阻、耦合电感的寄生电阻、耦合电感的漏感的影响。通常，前两部分在几十毫欧，而漏感所引起的感抗在  $1\sim2\Omega$ （频率  $85\text{kHz}$ ，漏感  $3\mu\text{H}$  左右时）。显然，当负载阻抗  $Z_P$  较小时（例如，与  $Z_b$  相近时），电压电流的输出能力受  $Z_b$  的影响较明显；但  $Z_P$  比  $Z_b$  大得多时，电压电流的输出能力几乎不受影响。

## 1.2

为计算在逆变器上的功率损失，需要分析逆变器各相电流  $\dot{I}_1$ 、 $\dot{I}_2$ 、 $\dot{I}_3$ 。式 (5) 可转化为

$$\begin{cases} \dot{I}_O = \dot{I}_1 + \dot{I}_2 + \dot{I}_3 \\ \dot{I}_1 - \dot{I}_2 = \frac{\dot{V}_1 - \dot{V}_2}{Z_b + 3j\omega L_{mag}} \\ \dot{I}_1 - \dot{I}_3 = \frac{\dot{V}_1 - \dot{V}_3}{Z_b + 3j\omega L_{mag}} \end{cases} \quad (8)$$

从而解得逆变器各相电流为

$$\begin{cases} \dot{I}_1 = \frac{1}{3} \left( \dot{I}_O + \frac{2\dot{V}_1 - \dot{V}_2 - \dot{V}_3}{Z_b + 3j\omega L_{mag}} \right) \\ \dot{I}_2 = \frac{1}{3} \left( \dot{I}_O + \frac{2\dot{V}_2 - \dot{V}_1 - \dot{V}_3}{Z_b + 3j\omega L_{mag}} \right) \\ \dot{I}_3 = \frac{1}{3} \left( \dot{I}_O + \frac{2\dot{V}_3 - \dot{V}_1 - \dot{V}_2}{Z_b + 3j\omega L_{mag}} \right) \end{cases} \quad (9)$$

亦即

$$\dot{I}_i = \frac{1}{3} \left[ \dot{I}_O + \frac{3\dot{V}_i - (\dot{V}_1 + \dot{V}_2 + \dot{V}_3)}{Z_b + 3j\omega L_{mag}} \right] \quad i = 1, 2, 3 \quad (10)$$

将各相电流用式 (10) 表达的目的，是为了后续表达各相间的不平衡电流做准备。

## 1.3

相间环流指的是由于各相驱动时间不一致等原

因导致的从某一相输出的电流中只有一部分输出到  $I_0$ , 剩余部分通过其他相返回到电源的现象。过大的相间环流, 一方面会引起额外的功率损耗, 另一方面还可能导致通过开关管的电流超过额定值而引起开关管的损坏。相间环流可以通过各相的不平衡电流定义为

$$\Delta I_i = \dot{I}_i - \frac{\dot{I}_0}{3} \quad (11)$$

将式(10)代入式(11), 得到不平衡电流与各相电压的关系式为

$$\dot{I}_i = \frac{3\dot{V}_i - (\dot{V}_1 + \dot{V}_2 + \dot{V}_3)}{3(Z_b + 3j\omega L_{mag})} \quad (12)$$

式(12)表明, 增大耦合电感的绕组磁感(通常相应地要求增大绕组自感), 能够减小相间环流。但如果是通过增加绕组的匝数来增加自感, 通常会导致漏感的上升从而造成逆变器电压电流输出能力的降低。

#### 1.4

各相电流需要滞后于电压一定的角度, 才能保证开关管的零电压切换。由式(2)和式(9)确定的电压与电流是复数量, 因此可以直接计算各相的等效阻抗为

$$Z_i = \frac{\dot{V}_i}{\dot{I}_i} = R_i + jX_i \quad (13)$$

式中,  $R_i$  与  $X_i$  分别是第  $i$  相阻抗的实部与虚部。据此可计算出第  $i$  相的电流滞后于电压的角度为

$$\theta_i = \arctan \frac{X_i}{R_i} \quad (14)$$

显然, 要保证电流滞后于电压(即  $\theta_i > 0$ ), 需要该相运行于感性负载条件下。

## 2

### 2.1

发射端功率损失主要由开关管 DS 端导通电阻  $r_{DS}$  上的损失  $P_{rDS}(i)$ 、谐振电容寄生电阻  $r_{CP}$  上损失  $P_{rCP}$ 、谐振电感(线圈)寄生电阻  $r_{LP}$  损失  $P_{rLP}$ 、耦合电感寄生电阻  $r_{ICT}$  损失  $P_{rICT}(i)$ 、开关管切换损失  $P_{SSW}(i)$ (因开关管运行频率是谐振频率的 110%, 能保证运行于零电压切换状态, 开通损失为零, 此处只考虑关断损失)<sup>[14]</sup>。各部件的功率损失为

$$\left\{ \begin{array}{l} P_{rDS}(i) = \frac{I_i^2 r_{DS}}{2} \\ P_{rCP} = \frac{I_0^2 r_{CP}}{2} \\ P_{rLP} = \frac{I_0^2 r_{LP}}{2} \\ P_{rICT}(i) = \frac{(I_{m1(i)}^2 + I_{m2(i)}^2)r_{ICT}}{2} \\ P_{SSW}(i) = \frac{\omega(t_r/3 + t_f/2)V_1 I_i \sin \theta_i}{2} \end{array} \right. \quad (15)$$

式中,  $I_i$  是流过第  $i$  相逆变桥的电流幅值;  $I_0$  是逆变器输出电流幅值;  $I_{m1}(i)$  和  $I_{m2}(i)$  是通过第  $i$  个耦合电感的两个绕组的电流幅值;  $t_r$  和  $t_f$  分别是开关管的上升和下降时间; 乘积  $I_i \sin \theta_i$  表示各相各相逆变器关断时的电流,  $\theta_i$  计算式见式(14); 各相电流的计算方法见式(10)。

总的寄生电阻损失为

$$\begin{aligned} P_{rP} &= \sum_{i=1}^3 (P_{rDS}(i) + P_{rICT}(i)) + P_{rCP} + P_{rLP} \\ &= r_{DS} \sum_{i=1}^3 I_i^2 + r_{ICT} \sum_{i=1}^3 I_i^2 + \frac{I_0^2 r_{CP}}{2} + \frac{I_0^2 r_{LP}}{2} \\ &= (r_{DS} + r_{ICT}) \sum_{i=1}^3 I_i^2 + \frac{I_0^2 (r_{CP} + r_{ICT})}{2} \end{aligned} \quad (16)$$

总的切换损失为

$$\begin{aligned} P_{SSWP} &= \sum_{i=1}^3 P_{SSW}(i) \\ &= \frac{\omega \left( \frac{t_r}{3} + \frac{t_f}{2} \right) V_1 (I_1 \sin \theta_1 + I_2 \sin \theta_2 + I_3 \sin \theta_3)}{2} \end{aligned} \quad (17)$$

则发射端总的功率损失为

$$P_{lossP} = P_{rP} + P_{SSWP} \quad (18)$$

### 2.2

接收端损失包括谐振电容寄生电阻  $r_{CS}$  上的损失  $P_{rCS}$ 、谐振电感(线圈)寄生电阻  $r_{LS}$  损失  $P_{rLS}$ 、整流二极管的前向压降  $V_F$  损失  $P_{VF}$ 、滤波电容寄生电阻  $r_{CF}$  功率损失  $P_{rCF}$ <sup>[14]</sup>。某个时刻电流只流过整流桥, 四只整流二极管中的两只(在半个周期中, 电流流过桥式整流的桥中的两只二极管; 在另半个周期中流过另外两只整流二极管), 且其电流有效值及在全桥整流二极管上损失的功率为

$$\begin{cases} I_{VDrms} = \frac{I_S}{\sqrt{2}} \\ P_{VF} = 2V_F I_{VDrms} = \sqrt{2} V_F I_S \end{cases} \quad (19)$$

接收端其余各部件的损失功率为<sup>[14]</sup>

$$\begin{cases} P_{rCS} = \frac{I_S^2 r_{CS}}{2} \\ P_{rCf} = a_{ac}^2 \frac{r_{Cf} I_S^2 R_{load}^2}{2f^2 L_S^2} \\ P_{rLS} = \frac{I_S^2 r_{LS}}{2} \end{cases} \quad (20)$$

式中,  $R_{load}$  是接收端整流桥的负载电阻。从而得到接收端总的功率损失为

$$\begin{aligned} P_{lossS} &= P_{VF} + P_{rCS} + P_{rLS} + P_{rCf} \\ &= \sqrt{2} V_F I_S + \frac{I_S^2 r_{CS}}{2} + \frac{I_S^2 r_{LS}}{2} + \frac{a_{ac}^2 r_{Cf} I_S^2 R_{load}^2}{2f^2 L_S^2} \\ &= \sqrt{2} V_F I_S + \frac{(r_{CS} + r_{LS}) I_S^2}{2} + \frac{a_{ac}^2 r_{Cf} I_S^2 R_{load}^2}{2f^2 L_S^2} \end{aligned} \quad (21)$$

### 2.3

接收端谐振电路的阻抗  $Z_S$  映射到发射端的串联阻抗  $Z_{reflect}$  为

$$Z_{reflect} = \frac{(\omega M)^2}{r_{CS} + r_{LS} + 8R_{load}/2} \quad (22)$$

式中, 与  $R_{load}$  相关的项  $8R_{load}/2$  是该负载  $R_{load}$  等效到接收端串联谐振电路的等效阻抗<sup>[18]</sup>。可得发射端的总阻抗

$$Z = r_{CP} + r_{LP} + \frac{(\omega M)^2}{r_{CS} + r_{LS} + 8R_{load}/2} \quad (23)$$

式中,  $M$  是发射端线圈与接收端线圈之间的互感。将式(23)代入式(7), 即可计算得到逆变器的输出电流  $I_O$  (即发射端谐振电路的电流), 进一步可求解出接收端电流及负载获得的功率 ( $I_S$  是  $\dot{I}_S$  的幅值)

$$\begin{cases} \dot{I}_S = \frac{j\omega M \dot{I}_O}{Z_S} \\ P_{load} = \frac{I_S^2 \cdot 8R_{load}}{2} = \frac{4I_S^2 R_{load}}{2} \end{cases} \quad (24)$$

至此, 可得到系统的效率为

$$\eta = \frac{P_{load}}{P_{load} + P_{lossP} + P_{lossS}} \quad (25)$$

### 2.4

由式(7)及式(22)~式(24)可知, 当相移角  $\varphi=0^\circ$  且固定不变时, 通过调整运行频率来改变

$Z_P$  与  $Z_b$ , 也能够实现逆变器输出电压与电流的调节 (相应调整了接收端的负载功率), 该种功率控制方法称为频率控制。在频率控制下, 式(7)修改为

$$\begin{cases} \dot{V}_O = \frac{6V_I}{\pi(Z_b(\omega)/Z_P(\omega)+3)} \\ \dot{I}_O = \frac{6V_I}{\pi(Z_b(\omega)+3Z_P(\omega))} \end{cases} \quad (26)$$

式中,  $Z_b(\omega)$  和  $Z_P(\omega)$  分别表示随频率变化的各相输入阻抗和负载阻抗。各元件上的损耗及系统总体效率, 仍使用前述在相控控制条件下的计算方法。

## 3

为分析系统性能, 使用 Matlab 编程对系统的相电流、各相电流滞后于电压的角度、输出功率、系统效率、各相不平衡电流等进行仿真。其中, 相电流的幅值由式(10)计算; 相电流滞后电压角度由式(14)计算; 输出功率由式(24)计算; 系统效率由式(25)计算; 不平衡电流由式(12)计算并取其幅值。仿真使用的参数见表 1, 其中开关管及整流桥参数由制造厂家的手册得到。由式(7)知相移角为  $120^\circ$  时, 输出电压为 0, 故相移角的仿真范围为  $0\sim 120^\circ$ 。

### 1

Tab.1 Parameters for simulations of the WPT system supplied by phase-shift-controlled inverter

参 数	数 值
逆变器输入直流电压 $V_I/V$	350
系统运行频率 (开关频率) $f/kHz$	86
开关管通态电阻 $r_{DS}/m\Omega$	41
MOSFET 栅极总电荷 $Q_g/nC$	300
MOSFET 上升时间 $t_r/ns$	28
MOSFET 下降时间 $t_f/ns$	8
耦合电感的磁感 $L_{mag}/\mu H$	37(12)
耦合电感的漏感 $L_{leak}/\mu H$	1.8(0.9)
耦合电感一个绕组电阻 $r_{ICT}/m\Omega$	40(18)
发射与接收端两线圈互感 $M/\mu H$	7.3
发射端及接收端线圈电感 $L_P, L_S/\mu H$	33.6
发射端及接收端串联谐振补偿电容 $C_P, C_S/nF$	117
发射端及接收端补补偿电容寄生电阻 $r_{CP}, r_{CS}/m\Omega$	5
发射端及接收端线圈寄生电阻 $r_{LP}, r_{LS}/m\Omega$	40
接收端整流桥滤波电容 $C_f/\mu F$	300
接收端整二极管前向压降 $V_F/V$	1.06
接收端整流桥负载 $R_{load}/\Omega$	10

为比较不同规格的耦合电感对系统性能的影响, 表1设置了两组不同耦合电感参数(在表中用括号表示第二组参数)进行仿真, 仿真结果如图3所示(为节省篇幅, 实测的相电流及其滞后于相电

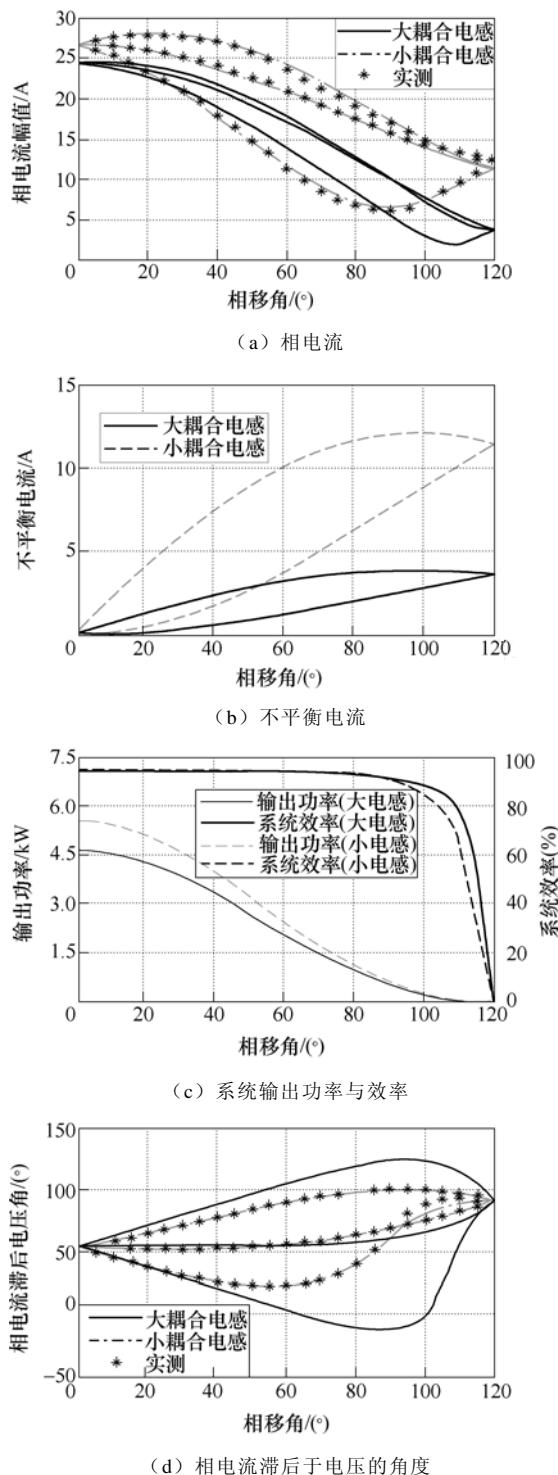


图3 随逆变器输入相移角变化的系统性能

仿真与实验结果

Fig.3 Simulation and experimental results for system performances vs. phase shift

压的角度也一起绘用“\*”绘制于图3中)。其中每种耦合电感的三相电流, 在3b中只绘出了两个曲线, 是因为第一相和第三相电流重合, 这个结论也可以从式(12)得到。对图3分析如下:

(1)由图3a可知, 随着相移角度的增大, 各相电流总体呈下降趋势(除去某些相的局部上升); 同时, 使用较大的耦合电感时具有较小的相电流(特别是在较大的相移角, 即较小的输出功率时)。

(2)图3b表明, 随着相移角的增大, 不平衡电流在增加; 同时, 使用较大耦合电感时具有较小的不平衡电流。

(3)图3c表明, 随着相移角的增大, 系统输出功率和效率都呈下降趋势; 同时, 使用较大耦合电感时输出功率较小, 但是在轻载(即相移角较大)时, 具有较高的系统效率; 而小的耦合电感在重载(即相移角较小)时的效率稍高; 另外, 在25%及以上输出功率时(图中80°左右的相移角时), 系统均能保证较高的效率(90%及以上)。

(4)图3d表明, 小的耦合电感下电流滞后电压角度在最小时也有21.51°, 而大的耦合电感下其最小值已经小于0。这表明, 小的耦合电感更有利于维持MOSFET的ZVS状态。

通过上述仿真分析可知, 小的耦合电感在输出功率、ZVS状态保持、重载时的系统效率等方面都比大的耦合电感更有优势; 而大的耦合电感在相间环流抑制、轻载时的系统效率等方面的性能更好。因此, 在保证相电流小于MOSFET额定值及散热良好的条件下, 应优先选用小的耦合电感(特别是系统大部分时间运行于重载状态下)。

系统输出功率的调节, 还可以通过调整系统运行频率来实现。以表1中的参数为基础, 将系统运行频率从表1中的86kHz开始, 调整到135kHz, 对系统的输出功率和效率进行仿真, 列于图4(实

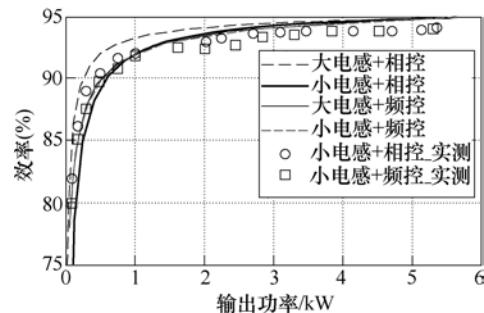


图4 相移控制与频率控制的效率比较

Fig.4 Efficiency comparison under phase-shift-control and frequency-control

测效率也列于其中)。同时将相移控制时的效率一起绘制在图 4 中进行比较。从图 4 可看出, 相移控制在不同的输出功率水平下都具有更高的效率, 特别是在较低的输出功率时。

## 4

### 4.1

为验证多相逆变并联拓扑的性能, 开发了使用三相相控逆变器提供高频交流电流并进行输出功率调节的无线电能传输系统, 其拓扑如图 1 所示。三相相控逆变器主要由控制板、驱动板、功率板、散热器、三个耦合电感组成, 如图 5 所示, 其中驱动板通过两端插槽连接控制板和功率板。每相半桥逆变器的两个 MOSFET 焊接于功率板背面, 并通过散热软矽胶片紧贴在铝质散热器上。在功率板上, 采用电容组来抑制逆变器直流池冲击电压, 其中 5 组  $235\mu\text{F}$  的电容组用于抑制低频大功率冲击, 7 个  $3.3\mu\text{F}$  的薄膜电容用于抑制高频小功率冲击。逆变器控制与驱动采用文献[19]描述的 ARM+FPGA 的控制板来实现。该控制板同时能够测量各相电流、各相电流滞后于相电压的角度、直流电压与电流等。两端的谐振线圈由外边长  $90\text{cm} \times 70\text{cm}$ , 内边长  $84\text{cm} \times 64\text{cm}$  的平面矩形螺旋线圈制成, 匝数为 4 圈。线圈 Litz 线使用 2 000 股、每股直径 0.1mm 的 Litz 线绕制, Litz 线直径 6mm。串联谐振电容由 117 个  $1.0\text{nF}$ 、 $2\text{ 000V}$  的 EPCOS 薄膜电容并联而成; MOSFET 选用英飞凌公司的 IPW65R041CFD; 耦合电感的磁环使用美磁公司的铁粉心磁环 T300-2; 耦合电感 Litz 线为 1 050 股、每股直径 0.05mm, 两个绕组同时并行环绕以减小漏感; 整流桥选用两个 VS-UFB280FA40 组成全桥整流。

根据第 3 节系统仿真的结论, 在保证相电流不超过 MOSFET 额定电流和散热良好前提下, 为保证较高输出功率, 应使用较小电感值的耦合电感(即较少的线圈匝数)。所选用的 IPW65R041CFD 型号的 MOSFET 的额定电流为  $43.3\text{A}$  ( $100^\circ\text{C}$  时)。因为 T300-2 磁环的电感因子为  $11.4\text{nH}$ , 可测算 32 圈的耦合电感为  $11.7\mu\text{H}$ 。由图 3a 可知, 此时相电流最大值接近  $30\text{A}$ , 比 MOSFET 的额定电流稍小一些。因此使用 32 圈匝数的耦合电感是合适的。

使用 Agilent E4980A 精密阻抗分析仪, 在  $86\text{kHz}$  频率下测量线圈、耦合电感、电容的电感值、电容值、高频电阻值, 其结果见表 2。开关管及整流桥参数由制造厂家的手册得到, 直流电压与电流通过

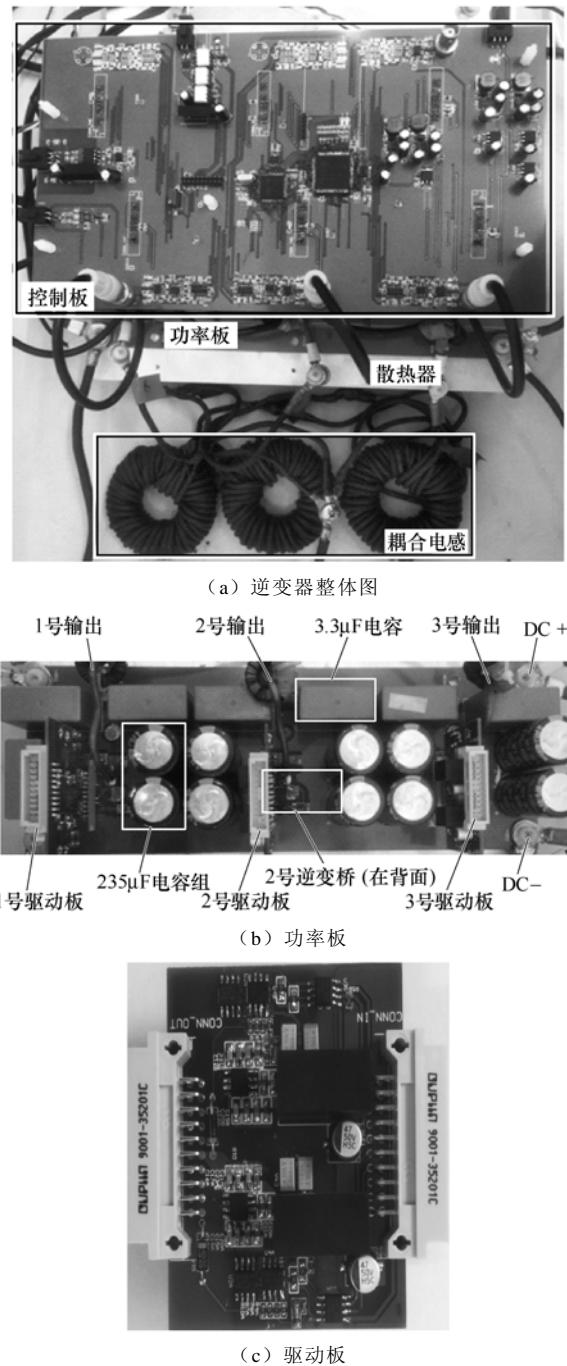


图 5 三相相移控制逆变器原型机

Fig.5 Prototype of the three-phase inverter with phase-shift control

文献[18]介绍的方法测量(其中 AD 采样的零漂与精度使用 PA1000 功率分析仪校正)。逆变器输入的直流电压由一个三相调压器经整流后得到(表 2 中, 该电压在输出最大功率时为  $350\text{V}$ , 但随着输出功率的降低及电流的降低, 损耗在调压器上的电压降低, 导致了逆变器输入直流电压最后上升到了  $360\text{V}$ )。整流桥负载采用两个最大阻值  $20\Omega$  的可调波纹绕线电阻并联得到  $10\Omega$  阻值。

## 2

Tab.2 Measured parameters of the system

参数	数值
逆变器输入直流电压 $V_I/V$	350~360
三个耦合电感的 6 个绕组磁感 $L_{mag}/\mu H$	11.6~12.5
三个耦合电感的 6 个绕组漏感 $L_{leak}/\mu H$	0.8~0.9
三个耦合电感的 6 个绕组电阻 $r_{ICT}/m\Omega$	16.5~19.0
发射与接收端两线圈互感 $M/\mu H$	7.33
发射端及接收端线圈电感 $L_P, L_S/\mu H$	33.4, 34.1
发射端及接收端串联谐振补偿电容 $C_P, C_S/nF$	117.5, 116.9
发射端及接收端补偿电容寄生电阻 $r_{CP}, r_{CS}/m\Omega$	4、5
发射端及接收端线圈寄生电阻 $r_{LP}, r_{LS}/m\Omega$	35、35
接收端整流桥负载 $R_{load}/\Omega$	10

通过 ARM+FPGA 控制板，调整系统到如下的初始状态后开始实验。

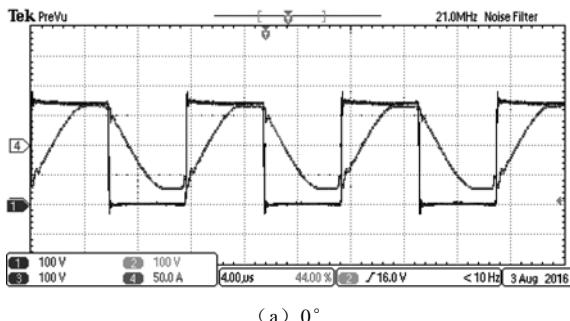
逆变器运行频率为 86kHz；三相相移角为 0°；调整为逆变器整流桥供电的三相调压器至逆变器输入直流电压为 350V。

分别使用移相控制和频率控制两种方法来调整系统输出功率，测量并记录系统运行数据，然后对两种控制方法下的系统效率进行比较。

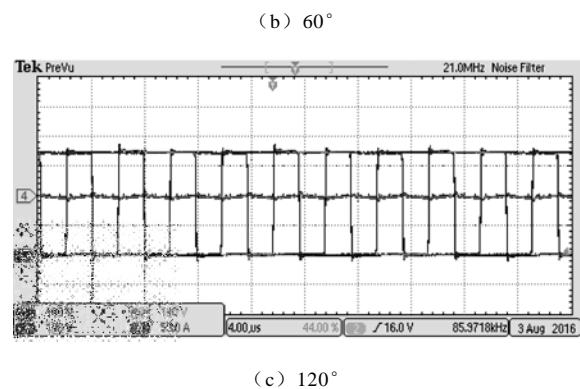
#### 4.2

由上位机向控制板下达指令，每隔 15s 自动将相移角增加 5°，直到相移角为 120°为止；同时使用该控制板测量逆变器输入电流电压与负载电流电压，计算系统输入输出功率和效率，以及各相电流及其滞后于相电压的角度。在几个典型功率下的实测效率绘制于图 4 中（用“ ”表示）。在输入相移角分别为 0°、60°、120° 时，示波器捕获的各相逆变桥的输出电压（通道 1~3）与总输出电流（通道 4）波形如图 6 所示。其中 6a 中的电流峰值被削掉了，是因为输出电流超出了所使用的 FP8973 电流传感器的量程。

同时，将在不同相移角下的实测相电流及其滞后于各相电压的角度绘制于图 3a 和图 3d。从图 3a



(a) 0°



(b) 60°

(c) 120°

图 6 不同相移角时各相逆变桥的输出电压与总输出电流

Fig.6 Various phases output voltage and total output current of the inverter under different phase-shift angles 可看出，各相实测电流与仿真电流具有很高的重合度（在相移角 120° 时，实测值比仿真值稍高，是因为逆变器输入电压已经从 350V 上升到了 360V）。图 3d 表明，相电流滞后于相电压的角度也与仿真值高度重合。这些均表明了对系统所建立的理论分析模型的准确性。

#### 4.3

该原型机系统也能够通过调整系统运行频率来调节输出功率。为比较使用移相控制和频率控制两种不同功率控制方法的性能，先将系统恢复到 86kHz、相移角 0° 的初始状态，然后通过上位机设置控制板，使其每隔 15s 自动将频率增加 1kHz 直至 135kHz；同时测量在不同频率时的输出功率和效率。在几个典型功率下的实测效率绘制于图 4 中（用“ ”表示）。

#### 4.4

由图 4 实测效率曲线可知，理论效率曲线与实测效率曲线吻合度较好。而且在所有的功率水平，特别是在轻载下，相移控制的实测效率都比频率控制高。这可以从两个方面来解释：一方面，频率控制实际是通过增大无功在视在功率中的比例来实现有功功率的降低的，必然会带来效率的降低；另一方面，频率的增加也会导致线圈 Litz 线高频电阻的

上升及其损耗的增加<sup>[19-21]</sup>。这两个方面增加的损耗在相控中都不存在（虽然在低功率下相控的环流会带来额外的损耗）。

## 5

利用三相相移控制逆变器，能够在保持无线电能传输系统运行频率固定的同时，通过调整逆变器三个桥臂的驱动相移角来方便地调节输出功率。本文研究还得到如下结论：

1) 耦合电感对系统性能有重要影响，其绕组电感（磁感）越小，越能更好地抑制相控逆变器的相间电流不均衡。但如果仅通过增加绕组匝数来提升其电感，则会引起漏感上升进而降低电压输出能力。

2) 小的耦合电感能够获得更好的零电压切换条件和更大的功率输出能力和重载时的效率，但会导致相间不平衡电流的上升；在保证环流不会超过MOSFET 额定电流和散热条件下，优先选用少匝数绕组的耦合电感。

3) 对比频率控制方法，当逆变器输入电压与初始频率（该频率是频率控制时系统在最大输出功率时的频率）相同时，在所有的功率水平下，使用相移控制逆变器的系统具有更高的效率。

- [1] 谭林林, 颜长鑫, 黄学良, 等. 无线电能传输系统电压稳定在线控制策略的研究[J]. 电工技术学报, 2015, 30(19): 12-17.  
Tan Linlin, Yan Changxin, Huang Xueliang, et al. Stable voltage online control strategy of wireless power transmission system[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(19): 12-17.
- [2] 翟渊, 孙跃, 戴欣, 等. 强磁耦合共振系统参数辨识与原边控制[J]. 电机与控制学报, 2014, 18(10): 1-6.  
Zhai Yuan, Sun Yue, Dai Xin, et al. Strong coupling magnetic resonance system parameter identification and primary-side control[J]. Electric Machines and Control, 2014, 18(10): 1-6.
- [3] 夏晨阳, 贾娜, 庄裕海, 等. 动态负载 ICPT 系统稳频稳压特性研究[J]. 电机与控制学报, 2013, 17(8): 50-56.  
Xia Chenyang, Jia Na, Zhuang Yuhai, et al. Research on stable frequency voltage character of ICPT system with dynamic load[J]. Electric Machines and Control,

2013, 17(8): 50-56.

- [4] Villa J L, Sallán J, Llombart A, et al. Design of a high frequency inductively coupled power transfer system for electric vehicle battery charge[J]. Applied Energy, 2009, 86(3): 355-363.
- [5] Li S, Li W, Deng J, et al. A double-sided LCC compensation network and its tuning method for wireless power transfer[J], IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2015, 64(6): 1-12.
- [6] 李阳, 张雅希, 杨庆新, 等. 磁耦合谐振式无线电能传输系统最大功率效率点分析与实验验证[J]. 电工技术学报, 2016, 31(2): 18-24.  
Li Yang, Zhang Yaxi, Yang Qingxin, et al. Analysis and experimental validation on maximum power and efficiency in wireless power transfer system via coupled magnetic resonances[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 31(2): 18-24.
- [7] Wang C, Stielau O H, Covic G A. Design considerations for a contactless electric vehicle battery charger[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2005, 52(5): 1308-1314.
- [8] Huang C Y, Boys J T, Covic G A, et al. Practical considerations for designing IPT system for EV battery charging[C]//IEEE Vehicule Power and Propulsion Conference, Michigan, USA, 2009: 402-407.
- [9] Wu H H, Gilchrist A, Sealy K, et al. A high efficiency 5kW inductive charger for EVs using dual side control[J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2012, 8(3): 585-595.
- [10] Si P, Hu A, Malpas S, et al. A frequency control method for regulating wireless power to implantable devices[J]. IEEE Transaction on Biomedical Circuits and Systems, 2008, 2(1): 22-29.
- [11] Hao H, Covic G, Boys J. An approximate dynamic model of LCL-T-based inductive power transfer power supplies[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 29(10): 5554-5567.
- [12] Hao H, Covic G, Boys J. A parallel topology for inductive power transfer power supplies[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 29(3): 1140-1151.
- [13] Cai H, Shi L, Li Y H. Harmonic-based phase-shifted control of inductively coupled power transfer[J].

- IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 29(2): 594-602.
- [14] Kazimierczuk M K, Czarkowski D. Resonant power converters[M]. 2nd ed. Hoboken, NJ: Wiley-IEEE Press, 2011.
- [15] Zheng S, Czarkowski D. Modeling and digital control of a phase-controlled series-parallel resonant converter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2007, 54(4): 707-715.
- [16] 于月森, 年长春, 解光庆, 等. 负载不对称三相串联谐振逆变器电流平衡控制策略[J]. 电工技术学报, 2014, 29(9): 49-53.  
Yu Yuesen, Nian Changchun, Xie Guangqing, et al. Current control strategy of three-phase series resonant inverter under unbalanced load[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2014, 29(9): 49-53.
- [17] Forest F, Laboure E, Meynard T, et al. Design and comparison of inductors and intercell transformers for filtering of PWM inverter output[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 24(3): 812-821.
- [18] 邓其军, 刘姜涛, 周洪, 等. 应用于无线电能传送的测控系统设计与开发[J]. 电力自动化设备, 2015, 35(7): 147-152.  
Deng Qijun, Liu Jiangtao, Zhou Hong, et al. Design and development of measuring & control system for wireless power transfer system[J]. Electric Power Automation Equipment, 2015, 35(7): 147-152.
- [19] Deng Q, Liu J, Czarkowski D, et al. Frequency-dependent resistance of Litz-wire square solenoid coils and quality factor optimization for wireless power transfer[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(5): 2825-2837.
- [20] 邓其军, 刘姜涛, 陈诚, 等. 应用于无线电能传输的Litz线平面矩形螺旋线圈高频电阻计算[J]. 电工技术学报, 2016, 31(11): 176-185.  
Deng Qijun, Liu Jiangtao, Chen Cheng, et al. High frequency resistance in Litz-wire planar rectangular solenoid coils for wireless power transfer[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 31(11): 176-185.
- [21] 黄晓生, 陈为. 线圈高频损耗解析算法改进及在无线电能传输磁系统设计的应用[J]. 电工技术学报, 2015, 30(8): 62-70.  
Huang Xiaosheng, Chen Wei. Improved analytical calculation model of high-frequency coil losses and its usage in WPT magnetic system[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(8): 62-70.

邓其军 男, 1975 年生, 博士, 副教授, 研究方向为无线电能传输、谐振电力变换、电力信息化。

E-mail: dqj@whu.edu.cn

刘姜涛 女, 1979 年生, 博士, 副教授, 研究方向为无线电能传输、电力变压器有源降噪等。

E-mail: liu\_jiangtao@whu.edu.cn (通信作者)

( 郭丽军 )