

# 串-串补偿与串-并补偿非接触谐振变换器 特性分析与控制策略

严开沁 陈乾宏 曹玲玲 张巍 任小永

(南京航空航天大学自动化学院, 南京, 210016)

**摘要:**非接触供电技术由于其供电灵活,具有少维护性及安全方便的优点,在移动设备充电场合、油田、水下供电场合具有很大的优势。本文主要针对串-串补偿、串-并补偿两种最为常用的非接触谐振变换器进行了分析。通过对两种变换器输出电压增益、输入阻抗的分析,说明了串-串补偿非接触谐振变换器更适合采用自激控制方法工作于高频增益交点,可获得较为恒定的输出和较高的效率;而串-并补偿非接触谐振变换器则更为适合采用锁相环(Phase lock loop, PLL)控制。最后,通过一台 60 W 串-串补偿和一台 100 W 串-并补偿非接触谐振变换器的实验证明了分析的正确性。

**关键词:**非接触供电技术;串-串补偿;串-并补偿;特性分析;控制策略

**中图分类号:**TM46 **文献标志码:**A **文章编号:**1005-2615(2014)01-0101-08

## Characteristic Analysis and Control Strategies for SS-Type and SP-Type Contactless Resonant Converters

Yan Kaiqin, Chen Qianhong, Cao Lingling, Zhang Wei, Ren Xiaoyong

(College of Automation Engineering, Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, Nanjing, 210016, China)

**Abstract:** Contactless power transmission (CPT) is of great superiority in mobile devices, mineral, underwater applications due to its safety, convenience, high flexibility and low maintenance cost. This paper focuses on the analysis of SS-type contactless resonant converter (CRC) and SP-type CRC. The input-to-output voltage gain and the input impedance of both converters are discussed in detail. With the help of software Mathcad, the suitable control strategies for the converters are analyzed. For the SS-type CRC, nearly constant voltage gain and high efficiency can be obtained with self-oscillating control, by which the operation frequency is set at the higher voltage gain intersection. For the SP-type CRC, phase lock loop (PLL) control strategy is more suitable. Finally, a 60 W SS-type CRC and a 100 W SP-type CRC are fabricated and the experimental results verify the validity of the above analysis.

**Key words:** contactless power transmission; SS-type; SP-type; characteristic analysis; control strategy

非接触供电技术是基于磁场耦合实现“无线供电”的新型电能传输方式。其利用原副边完全分离的非接触变压器,通过高频磁场的耦合传输电能,

能够实现能量传递过程中供电侧和用电侧无物理连接。与传统的供电方式相比,非接触供电使用方便、安全,具有恶劣环境适应性和少维护性,因而在

**基金项目:**国家自然科学基金(51077069)资助项目;江苏省自然科学基金(BK2009372)资助项目;高等学校博士学科点专项科研基金(20103218110013)资助项目。

**收稿日期:**2013-10-19;**修订日期:**2013-12-18

**通信作者:**陈乾宏,女,教授,博士生导师,E-mail:chenqh@nuaa.edu.cn。

手机、人体植入设备、电动汽车等<sup>[1-3]</sup>移动设备的供电场合,在油田、矿井、水下供电等<sup>[4-6]</sup>环境恶劣场合均已得到了应用。

非接触谐振变换器按其所需供电电源的特性可分为两种,即输入电压源型和输入电流源型。输入电流源型非接触谐振变换器有并-串补偿及并-并补偿两种,其电能输入通常采用电压源串大电感来实现,其开关管应力较高,因而现在最为广泛采用的是输入电压源型非接触谐振变换器。输入电压源型非接触谐振变换器主要包括串-串补偿、串-并补偿、LCL补偿<sup>[7]</sup>等,其中串-串补偿和串-并补偿谐振变换器也是最为常用的两种电路拓扑。

本文主要针对串-串补偿以及串-并补偿非接触谐振变换器进行了电压增益以及输入阻抗的详细分析。通过 Mathcad 软件对理论分析中的结果进行了验证并给出了不同变换器的控制策略分析。最后通过一台 60 W 串-串补偿非接触谐振变换器和一台 100 W 串-并补偿非接触谐振变换器的实验验证了变换器特性以及控制策略的正确性。

## 1 串-串补偿与串-并补偿非接触谐振变换器基波等效模型

### 1.1 电路组成

图 1 给出了非接触谐振变换器的电路框图,其由开关网络(逆变器)、补偿网络、整流滤波环节以及负载 4 部分构成。直流电压  $V_{in}$  经逆变器转变为高频交变电压,该交变电压使得非接触变压器原边与原边补偿网络谐振,产生高频交变磁场,变压器副边则相应产生感应电压,经副边补偿网络及整流滤波电路给负载供电。

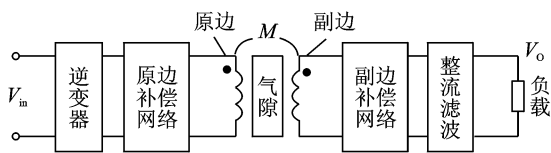
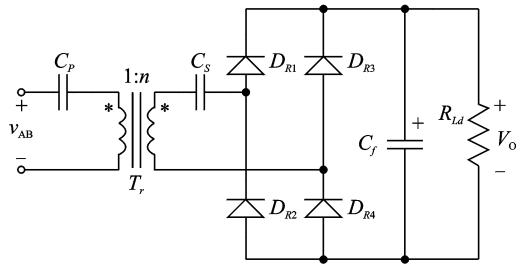


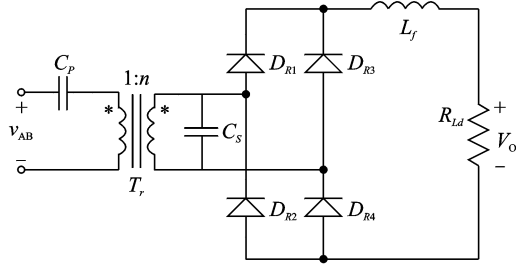
图 1 非接触谐振变换器框图

Fig. 1 Block diagram of contactless resonant converter

图 2 分别给出了串-串补偿非接触谐振变换器与串-并补偿非接触谐振变换器的电路图(略去了开关网络)。图中,  $C_p$  为原边补偿电容,  $T_r$  为非接触变压器,  $C_s$  为副边补偿电容,副边对原边的匝比为  $n$ ,  $D_{R1} \sim D_{R4}$  为整流二极管,  $C_f$  为滤波电容,  $L_f$  为滤波电感,  $R_{Ld}$  为负载。



(a) 串-串(SS)补偿



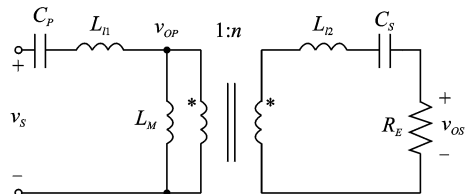
(b) 串-并(SP)补偿

图 2 两种补偿方式的非接触变换器电路拓扑

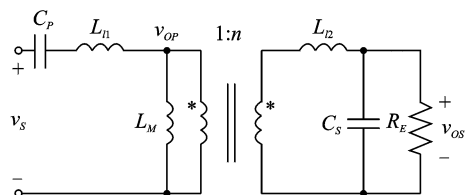
Fig. 2 Topologies of two contactless resonant converters

### 1.2 基波等效模型

首先,定义  $v_s$  为输入方波  $v_{AB}$  的基波分量,原边电流为  $i_1$ ,副边电流为  $i_2$ ,副边整流桥桥臂中点电压为  $v_{OR}$ ,其基波分量为  $v_{OS}$ 。采用基波近似分析法对这两种补偿拓扑进行分析,可得如图 3 所示的基波等效电路。



(a) 串-串补偿



(b) 串-并补偿

图 3 两种补偿拓扑的基波等效模型

Fig. 3 Fundamental equivalent circuits of two topologies

图 3 中,变压器采用漏感等效模型,  $L_{l1}$  和  $L_{l2}$  分别为变压器原副边漏感,  $L_M$  为激磁电感,  $R_E$  为负载  $R_{Ld}$  和整流桥部分的等效电阻。  $L_P$  和  $L_S$  则分别为变压器原副边自感,  $k$  为耦合系数,满足

$$L_P = L_{l1} + L_M, L_S = L_{l2} + n^2 L_M \quad (1)$$

$$k = \frac{nL_M}{\sqrt{L_P L_S}} \quad (2)$$

## 2 变换器特性分析

### 2.1 串-串补偿非接触谐振变换器

首先分析串-串补偿非接触谐振变换器的增益特性。先将变压器的副边元件等效至原边。等效电阻  $R_E$  折算至原边后, 其等效负载为

$$R'_E = \frac{R_E}{n^2} \quad (3)$$

漏感  $L_{l2}$  和副边补偿电容  $C_S$  可等效为  $L'_{l2}$  和  $C'_S$

$$L'_{l2} = \frac{L_{l2}}{n^2}, C'_S = n^2 C_S \quad (4)$$

串-串补偿拓扑副边电路参数按匝比折算至原边后的数学模型如图 4 所示。

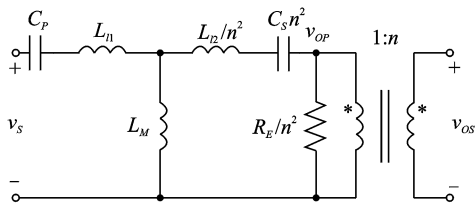


图 4 串-串补偿原副边阻抗等效后的变换器数学模型

Fig. 4 Equivalent circuit of SS-type converter

运用戴维南等效定律, 可由图 4 得到图 5。

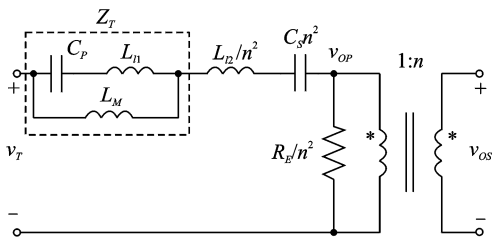


图 5 戴维南等效后的等效电路

Fig. 5 Equivalent circuit with Thevenin's theorem

令原、副边阻抗分别为

$$Z_P = j(\omega L_P - \frac{1}{\omega C_P}), Z_S = j(\omega L_S - \frac{1}{\omega C_S}) \quad (5)$$

则在图 5 中, 有

$$\dot{V}_T = \dot{V}_S \frac{j\omega L_M}{Z_P} \quad (6)$$

$$Z_T = L_M // (L_{l1} + C_P) = \frac{(j\omega L_M)(j\omega L_{l1} + \frac{1}{j\omega C_P})}{(j\omega L_M) + (j\omega L_{l1} + \frac{1}{j\omega C_P})}$$

$$= \frac{\omega L_M(\omega L_{l1} - \frac{1}{\omega C_P})}{Z_P} \quad (7)$$

图 5 中  $v_{OP}$  点电压则为

$$\dot{V}_{OP} = \dot{V}_T \frac{R_E/n^2}{Z_T + j\omega L_{l2}/n^2 + \frac{1}{j\omega C_S n^2} + R_E/n^2} = \dot{V}_S \frac{j\omega L_M}{Z_P} \frac{R_E/n^2}{Z_T + j\omega L_{l2}/n^2 + \frac{1}{j\omega C_S n^2} + R_E/n^2} \quad (8)$$

副边整流桥桥臂中点电压  $v_{OS}$  基波分量的幅值为

$$|\dot{V}_{OS}| = \frac{4}{\pi} V_O \quad (9)$$

同时, 对于全桥逆变器, 假设输入电压  $v_{AB}$  是占空比为 1 的方波, 方波幅值为输入电压  $V_{in}$ 。对其进行傅里叶级数分析, 可得  $v_{AB}$  基波分量的幅值

$$|\dot{V}_S| = \frac{4}{\pi} V_{in} \quad (10)$$

由式(9,10), 有

$$\left| \frac{\dot{V}_{OS}}{\dot{V}_S} \right| = \frac{V_O}{V_{in}} \quad (11)$$

则变换器的电压增益为

$$G_v(\omega) = \frac{V_O}{V_{in}} = \left| \frac{\dot{V}_{OS}}{\dot{V}_S} \right| = \left| \frac{n\dot{V}_{OP}}{\dot{V}_S} \right| = \left| \frac{j\omega n L_M R_E}{Z_P(Z_S + R_E) + n^2 \omega^2 L_M^2} \right| = \left| \frac{n}{\frac{Z_P}{j\omega L_M} + \frac{\Delta}{j\omega^3 C_P C_S R_E L_M}} \right| \quad (12)$$

其中

$$\Delta = \omega^4 C_P C_S (n^2 L_M^2 - L_P L_S) + \omega^2 (L_P C_P + L_S C_S) - 1 \quad (13)$$

当  $\Delta=0$  时,  $G_v$  与  $R_E$  无关, 求解可以得到两个频率点

$$\omega_L = \sqrt{\frac{\omega_P^2 + \omega_S^2 - \sqrt{(\omega_P^2 + \omega_S^2)^2 - 4(1-k^2)\omega_P^2\omega_S^2}}{2(1-k^2)}} \quad (14)$$

$$\omega_H = \sqrt{\frac{\omega_P^2 + \omega_S^2 + \sqrt{(\omega_P^2 + \omega_S^2)^2 - 4(1-k^2)\omega_P^2\omega_S^2}}{2(1-k^2)}} \quad (15)$$

其中

$$\omega_P = \frac{1}{\sqrt{L_P C_P}}, \omega_S = \frac{1}{\sqrt{L_S C_S}} \quad (16)$$

当变换器工作在频率  $\omega_L$  或  $\omega_H$  时, 变换器的电压增益  $G_v$  与负载  $R_E$  无关, 即负载变化时  $G_v$  保持恒定, 可使变换器在负载变化时稳定工作。

变换器的输入阻抗表达式可以很容易地由图 3 得出

$$Z_{in} = j\omega L_{l1} + \frac{1}{j\omega C_P} + j\omega L_M // \left( j\omega L_{l2} + \frac{1}{j\omega C_S} + R_E \right) = Z_P + \frac{\omega^2 n^2 L_M^2}{Z_S} \quad (17)$$

## 2.2 串-并补偿非接触谐振变换器

类似的,串-并补偿非接触谐振变换器可等效为如图6所示, $V_T$ 仍然满足式(6), $v_{OP}$ 电压

$$\dot{V}_{OP} = \dot{V}_T \frac{R_E/n^2}{Z_T + j\omega L_{l2}/n^2 + \frac{R_E}{n^2(1+j\omega R_E C_S)}} = \dot{V}_S \frac{j\omega L_M}{Z_P} \frac{R_E/n^2}{Z_T + j\omega L_{l2}/n^2 + \frac{R_E}{n^2(1+j\omega R_E C_S)}} \quad (18)$$

$$G_v = \frac{8}{\pi^2} \left| \frac{\dot{V}_{OS}}{\dot{V}_S} \right| = \frac{8}{\pi^2} \cdot \left| \frac{1}{\omega^4(k^2-1)C_S L_P L_S C_P + \omega^2(L_P C_P + L_S C_S) - 1} + j \left( \frac{\Delta}{\omega n L_M C_P R_E} \right) \right| \quad (21)$$

其中

$$\Delta = (\omega^2 L_P C_P - 1)L_{l2} + n^2(\omega^2 C_P L_M L_{l1} - L_M) \quad (22)$$

当 $\Delta=0$ 时, $G_v$ 与 $R_E$ 无关,求解可得一个频率点

$$\omega_c = \frac{\omega_P}{\sqrt{1-k^2}} \quad (23)$$

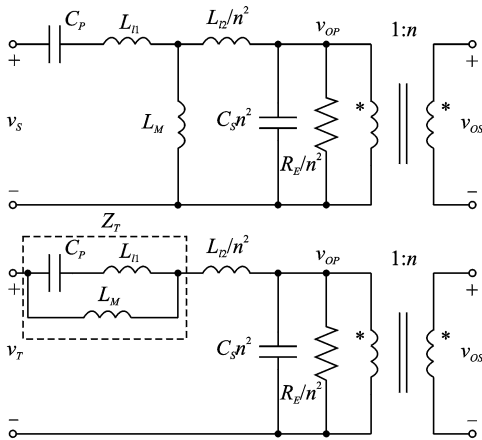


图6 串-并补偿非接触谐振变换器的等效电路  
Fig. 6 Equivalent circuit for SP-type topology

当变换器工作在频率 $\omega_c$ 时,变换器的电压增益 $G_v$ 与负载 $R_E$ 无关,可使变换器在负载变化时稳定工作。

变换器的输入阻抗可由图3分析得到

$$Z_{in} = j\omega L_{l1} + \frac{1}{j\omega C_P} + j\omega L_M \left/ \left( j\omega L_{l2} + \frac{R_E}{j\omega C_S R_E + 1} \right) \right. = Z_P + \frac{\omega^2 n^2 L_M^2}{j\omega L_S + \frac{R_E}{j\omega C_S R_E + 1}} \quad (24)$$

## 3 变换器控制策略分析

以上给出了串-串补偿以及串-并补偿非接触谐振变换器详细的特性分析,然而这些并不能直观

副边整流桥桥臂中点间电压 $v_{OR}$ 基波分量的幅值为

$$|\dot{V}_{OS}| = \frac{\pi}{2} V_O \quad (19)$$

这里仍假设输入电压 $v_{AB}$ 是占空比为1的方波,方波幅值为输入电压 $V_{in}$ ,由式(10,19),有

$$\left| \frac{\dot{V}_{OS}}{\dot{V}_S} \right| = \frac{8}{\pi^2} \frac{V_O}{V_{in}} \quad (20)$$

则变换器的电压增益为

$$\left| \frac{\dot{V}_{OS}}{\dot{V}_S} \right| = \frac{8}{\pi^2} \frac{V_O}{V_{in}} \quad (21)$$

地反应出变换器的性质,不利于变换器控制策略的分析。因此,本文采用Mathcad软件,以一特定非接触变压器的参数绘制了不同变换器的特性曲线,非接触变压器参数见表1。

表1 非接触变压器参数

Tab. 1 Parameter of contactless transformer

气隙/ mm	$L_P/k$	$L_S/\mu\text{H}$	$L_{l1}/\mu\text{H}$	$L_{l2}/\mu\text{H}$	$L_M/\mu\text{H}$	$M/\mu\text{H}$
10	0.532	51.36	44.13	23.28	21.65	28.08
20	0.273	42.60	38.13	30.32	28.30	12.27

### 3.1 串-串补偿非接触谐振变换器控制策略分析

串/串补偿时采用的谐振电容参数为 $C_P = 27.2 \text{ nF}$ , $C_S = 29.25 \text{ nF}$ 。采用Mathcad软件分别画出两组变压器参数下的电压增益及输入阻抗曲线,如图7所示。

由图7可知,串-串补偿非接触谐振变换器始终存在两个增益交点,在非接触变压器参数发生变化时,增益交点的增益值变化很小。在低频增益交点处,变换器的输入阻抗为容性;在高频增益交点处,变换器的输入阻抗为感性。

在控制策略的选择上,通常需要同时考虑变换器的输出稳定性及效率。对于串-串补偿非接触谐振变换器,可以将其工作点设定在增益交点 $\omega_H$ 附近,既能保证原边逆变器开关管的软开关,又能提高变换器对变参数的适应能力,得到较为恒定的输出。该控制方法可以通过文献[8]提出的自激励控制方法,通过保证逆变器桥臂中点输出电压与副边电流同相实现,其控制框图如图8所示。电流检测单元检测变换器副边电流相位并反馈至变换器原边,经过零比较器得到两个互补的方波信号,两方波信号经驱动电路为逆变器开关管提供驱动信号,使得变换器自动工作在高频增益交点处。其中,逆变器开关管的初始驱动信号由启动电路给出。

### 3.2 串-并补偿非接触谐振变换器控制策略分析

串/并补偿时采用的谐振电容参数为 $C_P =$

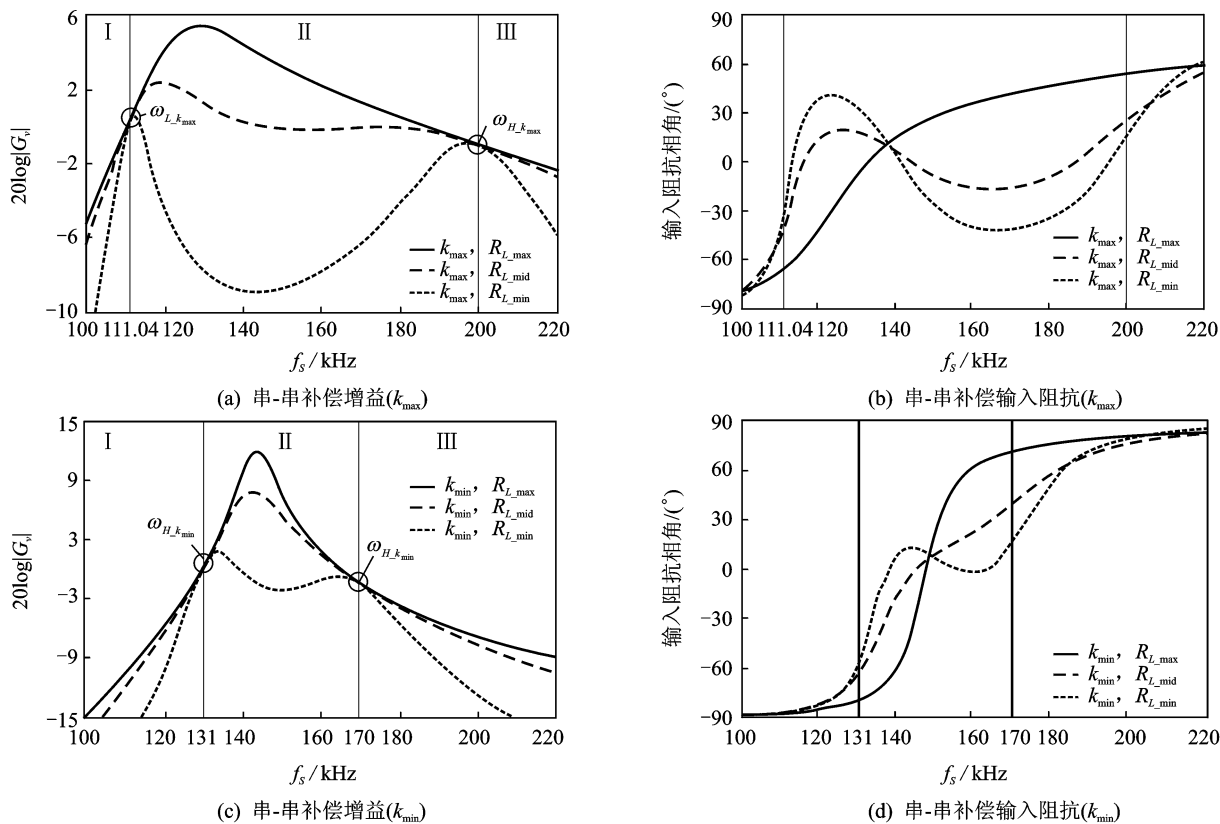


图 7 串-串补偿的电压增益及输入阻抗的 Mathcad 计算结果

Fig. 7 Calculated results of input-to-output voltage gain and input impedance for SS-type topology

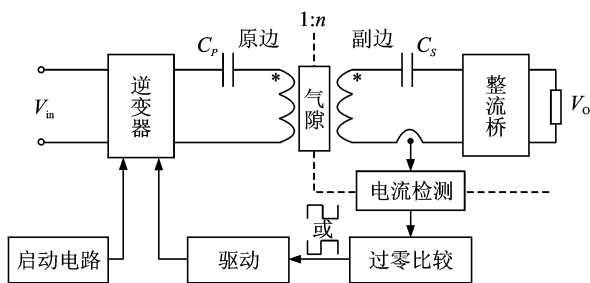


图 8 串-串补偿非接触谐振变换器自激控制框图

Fig. 8 Self-oscillating control diagram for SS-type contactless resonant converter

17.09 nF,  $C_s = 13$  nF。同样, 采用 Mathcad 软件画出两组变压器参数下的电压增益及输入阻抗曲线, 如图 9 所示。

由图可知, 串-并补偿非接触谐振变换器仅存在一个增益交点, 且非接触变压器参数的变化对增益交点处增益值影响很大。而在不同变压器参数下, 变换器的输入阻抗曲线始终存在交点, 且均为输入阻抗为零处。

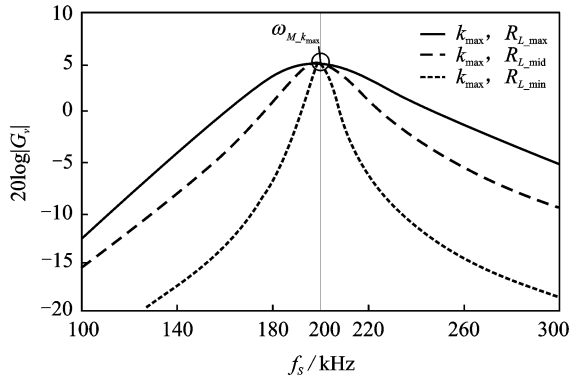
在控制策略上, 串-并补偿的非接触谐振变换器比较适合采用锁相环(Phase lock loop, PLL)控

制。实际工作中, 为获得较高的效率, 一般不工作在输入阻抗为零处, 而是设定锁相角为一较小的感性角, 以实现原边逆变器开关管的软开关, 其控制框图如图 10 所示。通过检测变换器原边电流, 经过零比较单元把电流信息转换为方波信号, 逆变器桥臂中点输出电压由上一周期 PLL 输出信号确定, PLL 单元通过分析两者之间的相位给出下一步的驱动信号, 经驱动单元给逆变器开关管提供驱动, 实现逆变器桥臂中点电压超前于原边电流一固定相角。在该控制策略下, 变换器的输出电压变化范围较宽, 需要在后级级联调压电路进行精确稳压。

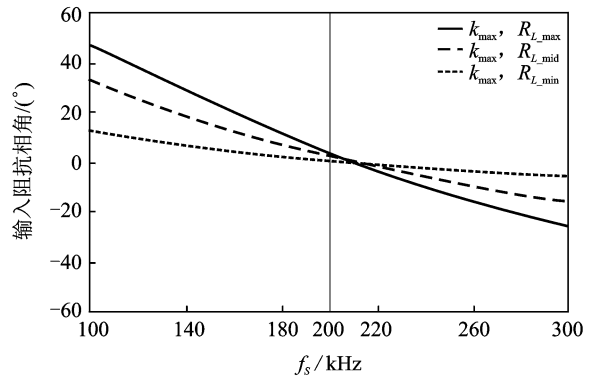
### 4 实验验证

为证明上文对串-串补偿及串-并补偿非接触谐振变换器特性分析及相应控制策略分析的正确性, 本文分别完成了一台 60 W 自激控制的串-串补偿非接触谐振变换器和一台 100 W PLL 控制的串-并补偿非接触谐振变换器。两台变换器采用同一个非接触变压器, 其具体参数见表 1。

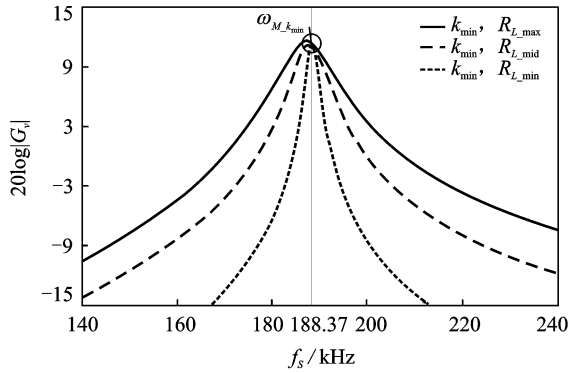
4.1 60 W 串-串补偿非接触谐振变换器实验结果  
串-串补偿非接触谐振变换器采用的元器件见



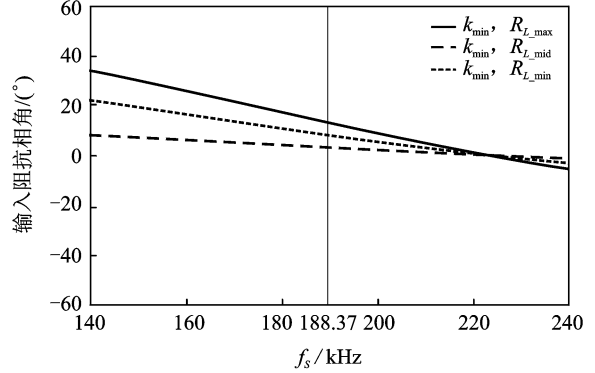
(a) 串-并补偿增益( $k_{max}$ )



(b) 串-并补偿输入阻抗( $k_{max}$ )



(c) 串-并补偿增益( $k_{min}$ )



(d) 串-并补偿输入阻抗( $k_{min}$ )

图9 串-并补偿的电压增益及输入阻抗的 Mathcad 计算结果

Fig. 9 Calculated results of input-to-output voltage gain and input impedance for SP-type topology

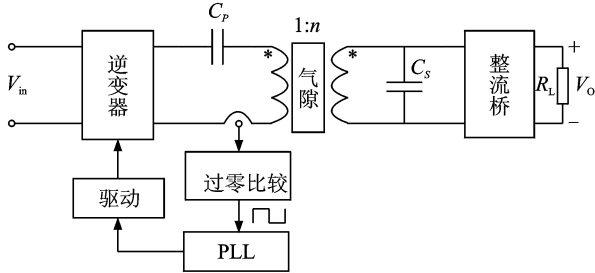


图10 串-并补偿非接触谐振变换器 PLL 控制框图

Fig. 10 PLL control diagram for SP-type contactless resonant converter

表2 串-串补偿非接触变压器元件列表

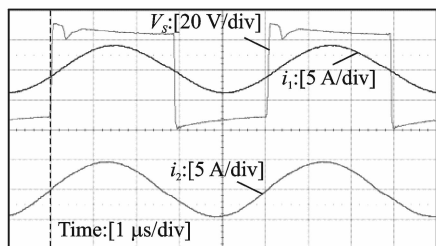
Tab. 2 Component list of SS-type contactless resonant converter

电路器件	种类
功率 MOSFET $Q_1 \sim Q_4$	IRF8010 (100 V/80 A)
反并二极管	MBR10100 (100 V/10 A)
电容 $C_p$	27.2 nF
电容 $C_s$	29.3 nF
肖特基二极管 $D_{R1} \sim D_{R4}$	MBR2535L (35 V/25 A)
电容 $C_f$	330 $\mu$ F/50 V
铁氧体	3F3, 平面 E
磁心	64/10/50
非接触变压器	$N_p = 19$ 匝, $N_s = 17$ 匝, 利兹线 AWG38 # $\times 32 \times 3$

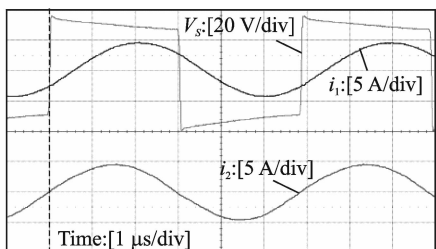
表2, 变换器的谐振频率设定在 200 kHz。自激励控制时变换器满载波形如图 11 所示, 其中,  $v_s$  为逆变器桥臂中点电压,  $i_1$  为变换器原边电流,  $i_2$  为变换器副边电流。由图 11 可知, 在自激励控制方法下,  $v_s$  与  $i_2$  同相, 逆变器桥臂中点电压超前于原边电流, 能够实现变换器的零电压开关 (Zero-voltage switching, ZVS)。

图 12 给出了变换器的负载调整率。由图可见, 在不同气隙下的变换器的输出电压基本恒定, 证明了自激励控制方法的有效性。图 13 则给出了变

换器的效率曲线, 该串-串补偿非接触谐振变换器在 10 mm 气隙下效率可达 86%。需要说明的是, 由于效率测量中存在读数误差, 因而效率曲线存在不平整, 但效率的总体趋势是先升高再降低。变换器输出功率较低, 即变换器负载较轻时, 变换器输入感性较大, 环流损耗较大; 变换器输出功率较高,



(a)  $P_o=60\text{ W} (k_{\max})$



(b)  $P_o=60\text{ W} (k_{\min})$

图 11 自激控制串-串补偿非接触谐振变换器满载波形

Fig. 11 Self-oscillating controlled waveforms of SS-type resonant converter (full load)

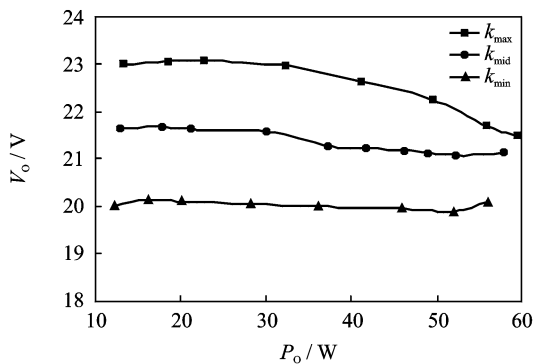


图 12 串-串补偿负载调整率

Fig. 12 Load regulation for SS-type converter

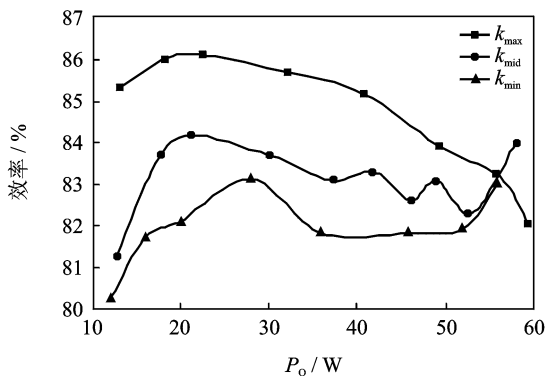


图 13 串-串补偿效率

Fig. 13 Efficiency for SS-type converter

即变换器负载较重时, 变换器线路电阻损耗较大, 因而造成了效率曲线先上升后下降的趋势。

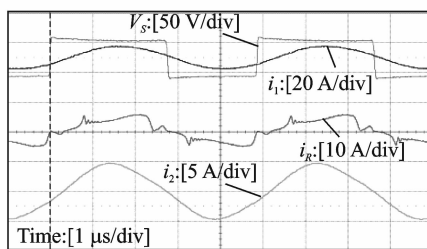
## 4.2 100 W 串-并补偿非接触谐振变换器实验结果

串-并补偿非接触谐振变换器采用的元件列表见表 3, 未列出的元件与上述串-串补偿非接触谐振变换器一致, 变换器的谐振频率仍然设定在 200 kHz。图 14 给出了 PLL 控制方法下变换器的满载波形, 其中,  $v_s$  为逆变器桥臂中点电压,  $i_1$  为变换器原边电流,  $i_2$  为变换器副边电流,  $i_R$  为整流桥输入电流。由图 14 可知, PLL 控制方法实现了不同耦合系数下逆变器开关管的软开关。

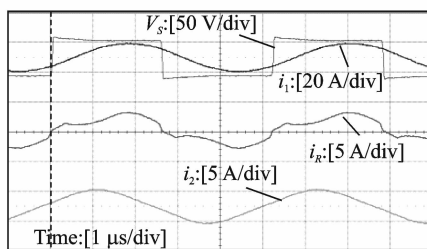
表 3 串-并补偿非接触变换器元件列表

Tab. 3 Components list of SP-type contactless resonant converter

电路器件	种类
电容 $C_p$	17.3 nF
电容 $C_s$	12.2 nF
副边整流二极管 $D_{R1} \sim D_{R4}$	DESI 2 × 101 (600 V/2 × 96 A)
电感 $L_f$	100 μH



(a)  $P_o=100\text{ W} (k_{\max})$



(b)  $P_o=100\text{ W} (k_{\min})$

图 14 PLL 控制串-并补偿非接触谐振变换器满载波形

Fig. 14 PLL controlled waveforms of SP-type resonant converter (full load)

变换器的负载调整率由图 15 给出。图 13 显示出采用 PLL 控制方法下的串-并输出电压范围较宽, 不仅验证了前文的分析, 还证明了后级采用调压电路的必要性。图 16 则给出了变换器的效率曲线, 该串-并补偿非接触谐振变换器在 10 mm 气隙下的效率可达 79.5%。由图可知, 变换器的效

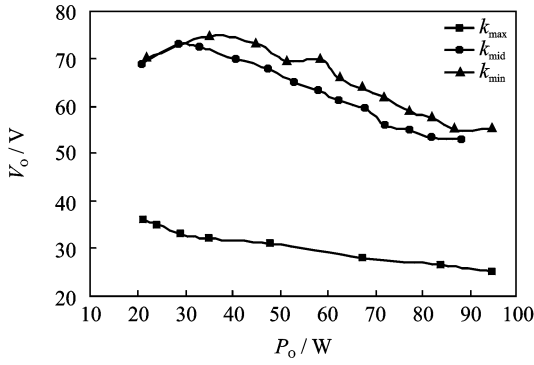


图 15 串-并补偿负载调整率

Fig. 15 Load regulation for SP-type converter

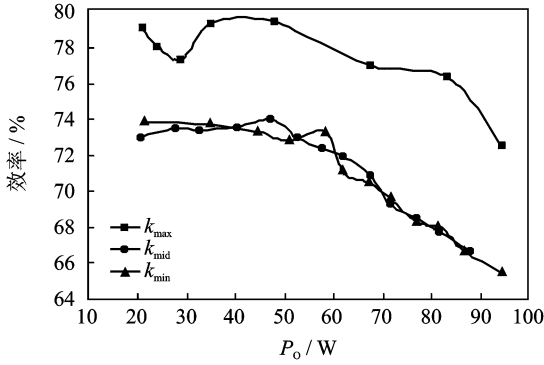


图 16 串-并补偿效率

Fig. 16 Efficiency for SP-type converter

率曲线总体是随负载的加重而降低的,这种变化趋势主要归结于线路电阻损耗的增大。

## 5 结束语

本文给出了串-串补偿以及串-并补偿非接触谐振变换器的电压增益和输入阻抗的详细分析过程。通过采用 Mathcad 软件对两种变换器的输出电压增益以及输入阻抗曲线的绘制,详细分析了两种变换器适用的控制策略。对于串-串补偿的非接触谐振变换器,可以采用自激控制方法,使其工作在高频电压增益交点处,既能保证输出的恒定,又能获得较高的效率;对于串-并补偿非接触谐振变换器,采用 PLL 控制方法更为适用。最后,本文通过一台 60 W 串-串补偿以及 100 W 串-并补偿非接触谐振变换器的实验验证了文中分析的正确性。

## 参考文献:

- [1] Liu X, Hui S Y R. Simulation study and experimental verification of a contactless battery charging platform with localized charging features [J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2007, 22 (6): 2202-2210.
- [2] 周煜,于歆杰,程锦闽,等.用于心脏起搏器的经皮能量传输系统[J].电工技术学报,2010,25(3):48-53. Zhou Yu, Yu Xinjie, Chen Jingmin, et al. Transcutaneous energy transmission system for cardiac pacemaker [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2010, 25(3): 48-53.
- [3] 曹玲玲,陈乾宏,任小永,等.电动汽车高效率无线供电技术的研究进展[J].电工技术学报,2012,32(12): 155-160. Cao Lingling, Chen Qianhong, Ren Xiaoyong, et al. Review of the efficient wireless power transmission technique for electric vehicles [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2012, 32 (12): 155-160.
- [4] Klontz K W, Divan D M, Novotny D W, et al. Contactless power delivery system for mining applications [J]. IEEE Trans on Industry Applications, 1995, 31(1): 27-35.
- [5] Kojiya T, Sato F, Matsuki H, et al. Construction of non-contacting power feeding system to underwater vehicle utilizing electro-magnetic induction [C]//Proceeding of Oceans, Europe. [S. l.]: Oceans 2005-Europe, 2005, 1: 709-712.
- [6] Boys J T, Covic G A, Green A W. Stability and control of inductively coupled power transfer system [J]. IEE Proceedings, 2000, 147(1): 37-43.
- [7] 戴欣,施惠,孙跃. LCL 复合谐振型非接触电能双向传输模式研究 [J]. 西南交通大学学报, 2013, 48(3): 1-8. Dai Xin, Shi Hui, Sun Yue. Study on LCL type composite resonant bi-directional power transfer mode [J]. Journal of Southwest Jiaotong University, 2013, 48(3): 1-8.
- [8] 曹玲玲. 自激式非接触谐振变换器的初步研究 [D]. 南京:南京航空航天大学, 2011. Cao Lingling. A preliminary study of self-oscillating contactless resonant converter [D]. Nanjing: Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, 2011.