

基于SS谐振网络的无线充电最优调制策略研究

魏鑫¹,李玉博²,张云²

(1.中国航空气动力技术研究院,北京 100074;

2.天津大学 电气自动化与信息工程学院,天津 300072)

摘要:当前对于SS谐振网络,尚未充分探讨其不同工作状态下的最优调制策略。为此,对低功率场合下SS谐振网络最优调制策略进行研究,提高无线充电系统的传输效率、充电稳定性等指标,并降低开关损耗。首先,建立SS谐振网络的数学模型,分析其传输特性,得出其输出电流和各个参数之间的关系,进一步分析其不同调制策略下的电流增益曲线,并找出调频调制下其输出电流增益不规律的问题。然后通过实验对比了移相调制和调频调制对系统工作状态的影响,得出不同工况下的最优调制策略。最后,通过实验,验证了无线充电最优调制策略分析的正确性与有效性。

关键词:无线充电;SS谐振网络;电磁耦合结构;调频调制;全桥移相调制

中图分类号:TM724 **文献标识码:**A **DOI:**10.19457/j.1001-2095.dqed26055

Analytical Study of Optimal Modulation Strategies for Wireless Charging Based on SS Resonant Network

WEI Xin¹, LI Yubo², ZHANG Yun²

(1.China Academy of Aerospace Aerodynamics, Beijing 100074, China;

2.School of Electrical and Information Engineering, Tianjin University, Tianjin 300072, China)

Abstract: Currently, the optimal modulation strategies for SS resonant networks under different operating conditions have not been fully explored. Therefore, the optimal modulation strategy of SS resonant network was investigated in low-power situations to improve the transmission efficiency and charging stability of the wireless charging system, and to reduce the switching loss. Firstly, the mathematical model of SS resonant network was established, its transmission characteristics were analyzed, the relationship between its output current and each parameter was derived, and the current gain curves under different modulation strategies were further analyzed, and the irregularity of its output current gain under FM modulation was identified. Then, the effects of phase-shift modulation and FM modulation on the working state of the system were compared through experiments, and the optimal modulation strategies under different working conditions were derived. Finally, the correctness and validity of the analysis of the optimal modulation strategy for wireless charging were verified through experiments.

Key words: wireless charging; SS resonant network; electromagnetic coupling; FM modulation; full-bridge phase-shift modulation

无线充电是一种在空间中传输电能的技术,它可以实现对电动汽车、智能手机、智能轮胎、医疗植入物等设备的无接触、无线、灵活的充电。无线充电技术具有安全、便捷、高效、环保等优点,是未来电能传输的重要发展方向^[1]。该技术主要是通过电磁感应、电磁辐射、电磁共振等方式,将电能从发射端转换为电磁波,再从接收端转换为电能的过程,本文研究的对象是磁耦合谐

振式无线电能传输。磁耦合谐振式无线电能传输提升工作效率的关键技术之一是谐振网络的设计,通过磁耦合结构和补偿网络的谐振,可以减小无线充电系统中的无功功率,降低系统的损耗,从而提高系统的效率^[2]。设计补偿网络的原理是利用电感和电容的谐振特性,通过与发射和接收线圈构成谐振,从而减少无功功率的流动,提高系统的功率因数^[3]。此外,补偿网络还可以

实现无线充电系统的恒压或恒流输出,使其适应不同的负载需求,从而提高系统的可靠性和灵活性^[4-5]。无线电能传输的常用谐振网络有4种基本补偿结构,分别是串串补偿(series-series, SS)、串并补偿(series-parallel, SP)、并串补偿(parallel-series, PS)和并并补偿(parallel-parallel, PP)^[6]。其中,SS补偿拓扑具有谐振频率与耦合系数和负载无关的特点^[7]。除这4种基本补偿结构之外,还有LCC, LCL等复合型高阶补偿网络。相较于4种基本补偿结构,高阶补偿网络会给系统增加设计难度和成本,但同时也可以降低系统对参数变化和外部干扰的敏感性^[8-10]。

目前,相对于SS谐振网络的研究, LCC和LCL等复合型高阶补偿网络因其优良的控制性能而受到广泛关注^[11-12]。而SS谐振网络调制策略的研究相对较少,但SS谐振网络因其结构简单、具有较高的传输效率和较小的传输功率损耗等优点,也是无线电能传输较为理想的补偿结构^[13-16]。

对于SS谐振网络调制策略的研究,文献[17]对SS谐振网络的调频调制进行了分析和验证,得出其电压电流增益曲线,降低了耦合系数和负载变化对系统效率的影响,但该论文并未考虑到SS谐振网络在频率分叉效应和不同系统参数下调频调制的效果可能截然相反的问题;文献[18]利用原边移相调制并调节副边等效负载,提出了一种最优电抗和电阻的调制策略,提升系统效率的同时提高了输出容量;文献[19]结合了副边有源整流器调制和原边逆变器移相调制,实现了SS谐振网络的恒流充电,并提升了系统的传输效率。目前,SS谐振网络的调制策略主要集中在移相调制和调频调制,以及两种调制策略的组合。然而,目前的研究尚未进行系统的横向比较分析,以识别在不同工作条件下各调制策略的优劣,从而缺乏对无线充电系统在多样化工况下进行针对性设计和优化的研究。

综上所述,本文将结合SS的工作特性,分析其不同调制策略下的输出电流,调节速率和效率曲线,对调频调制的电流增益曲线进行分析,找出调频调制输出电流变化相反的临界工作点;对比不同调制策略对软开关和效率的影响,得出系统在不同工作状态下的最优调制策略,为SS谐振网络的进一步发展提供理论支持。

1 SS谐振网络特性分析

SS谐振网络由发射端和接收端的两个串联谐振电路组成,如图1所示。其中,原边线圈的自感为 L_1 ,原边谐振电容为 C_1 ;副边线圈的自感为 L_2 ,副边谐振电容为 C_2 ; L_1 与 L_2 的互感为 M ;输入电压为 U_{AB} ,输出电压为 U_{CD} ;输入电流为 I_1 ,输出电流为 I_2 ; R_1 和 R_2 分别是发射端和接收端的串联谐振阻抗,它们包括了电感的铜损、电容的介质损耗、线圈的辐射损耗等因素; R_L 是负载电阻。SS谐振网络的耦合系数为 k ,工作频率为 f ,角频率为 ω ,谐振角频率为 ω_0 。

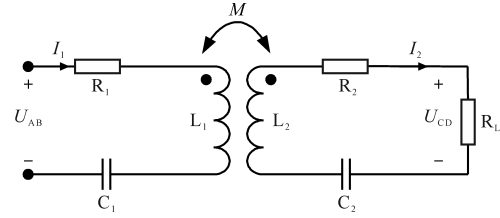


图1 SS谐振网络电路图

Fig.1 SS resonant network circuit diagram

SS谐振网络的谐振角频率 ω_0 与电感和电容的值有关,其关系式为

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (1)$$

系统输入电压和输入阻抗的关系如下式所示:

$$U_{AB} = I_1 Z_{in} \quad (2)$$

其中

$$Z_{in} = Z_1 + \frac{\omega^2 M^2}{Z_2} \quad (3)$$

式中: Z_{in} 为逆变器的输入阻抗; Z_1 为原边等效阻抗; Z_2 为副边等效阻抗。

原边等效阻抗 Z_1 和副边等效阻抗 Z_2 分别为

$$Z_1 = R_1 + j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1} \quad (4)$$

$$Z_2 = R_2 + j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2} + R_L \quad (5)$$

流经原边发射线圈的电流 I_1 和流经接收线圈的电流 I_2 分别为

$$I_1 = \frac{U_{AB}}{Z_{in}} = \frac{U_{AB} Z_2}{Z_1 Z_2 + \omega^2 M^2} \quad (6)$$

$$I_2 = \frac{j\omega M I_1}{Z_2} = \frac{j\omega M U_{AB}}{Z_1 Z_2 + \omega^2 M^2} \quad (7)$$

SS谐振网络的传输特性可以通过分析其传输功率、传输效率、输出电压、输出电流等参数与系统变量的关系得到,其中,系统的输入功率 P_{in}

表达式为

$$P_{in} = U_{AB} I_1 = \frac{U_{AB}^2 Z_2}{Z_1 Z_2 + \omega^2 M^2} \quad (8)$$

系统的输出功率 P_{out} 表达式为

$$P_{out} = I_2^2 R_L = \frac{\omega^2 M^2 U_{AB}^2 R_L}{(Z_1 Z_2 + \omega^2 M^2)^2} \quad (9)$$

则系统的效率 η 表达式为

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{\omega^2 M^2 R_L}{(Z_1 Z_2 + \omega^2 M^2) Z_2} \quad (10)$$

从式(10)中可以看出,系统的效率主要与系统的工作频率、互感以及负载电阻有关,与系统的输入电压无关。

2 SS谐振网络调制策略分析

无线充电的效率受到多种因素的影响,如逆变器、线圈和整流器等部件的性能和匹配程度,以及传输距离和对齐误差等。由逆变器引起的开关损耗、线圈和整流器的等效串联电阻引起的传导损耗是使无线充电效率相对较低的最主要原因^[20]。实现零电压开关(zero voltage switch, ZVS)是一种非常有效的降低开关损耗的方法,然而有些调制策略会破坏系统的软开关工作状态,下面分别对无线充电发射端调制策略进行理论分析。

2.1 调频调制策略

调频调制策略是在开关器件的占空比固定不变的情况下,通过调整开关器件的工作频率来调节输出电压或电流。该调制策略的优势在于无需增加额外的控制电路,从而降低了系统的复杂性,但缺点是调节系统工作频率可能会引起SS谐振网络的分叉现象,影响系统稳定性,并且软开关操作在某些频率工作区域可能丢失,导致功率工作效率下降。SS谐振网络调频调制策略示意图如图2所示。

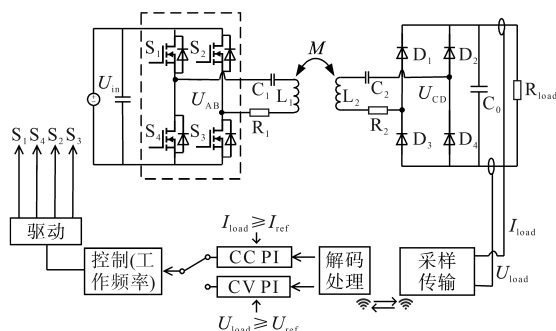


图2 SS谐振网络调频调制策略示意图

Fig.2 Schematic diagram of FM modulation strategy for SS resonant network

SS谐振网络副边映射到原边阻抗 Z_{21} 为

$$Z_{21} = \frac{\omega^2 M^2}{R_2 + j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2} + R_L} \quad (11)$$

从式(11)中可以看出, Z_{21} 与系统工作频率有关,系统调节频率在非谐振状态工作时,会使 Z_{21} 存在虚部,使无功功率在谐振线圈中传输,导致系统效率降低,所以在该调制策略中,系统的频率调节范围不宜过大。

在非谐振状态下,系统的输出电流为

$$I_2 = \frac{j\omega M U_{AB}}{(R_2 + j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2} + R_L)(R_1 + j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1}) + \omega^2 M^2} \quad (12)$$

从式(12)中可以看出,系统的输出电流与负载电阻和工作频率都有关系,通过仿真调节系统频率和负载电阻,得到系统的电流增益曲线,如图3所示。

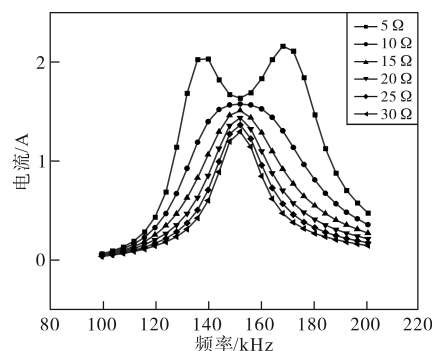


图3 不同负载电阻下系统工作频率与输出电流关系图

Fig.3 Plot of system operating frequency versus output current for different load resistances

从图3中可以看出,系统的谐振频率150 kHz为系统的恒流谐振点,在该点系统的输出电流几乎不随负载的变化发生改变。并且,通过调频进行电流的控制并不是任何条件下都可以实现的,在系统负载较小的情况下SS谐振网络的输出电流在谐振频率点为极小值点,此时调节谐振频率会增大系统的输出电流,无法在充电过程的结尾阶段降低输出电流。所以此时调频调制不能实现充电过程的恒流充电自动切换恒压充电,而随着负载的增大,SS谐振网络在谐振点慢慢从极小值点转化为极大值点,此时无论是增大系统工作频率还是降低系统工作频率都可以降低系统的输出电流,能够实现充电过程的恒流充电阶段自动切换恒压充电阶段。

在调频调制中,考虑到谐振网络的工作效

率,避免系统工作频率远离谐振点,将调频调制的调节范围控制在谐振点周围,系统始终以接近谐振状态运行,此时, $j\omega L_1 + 1/j\omega C_1$ 和 $j\omega L_2 + 1/j\omega C_2$ 接近于 0, 输出电流计算式可简化为

$$I_2 = \frac{j\omega M U_{AB}}{R_1(R_2 + R_L) + \omega^2 M^2} \quad (13)$$

将式(13)对系统工作频率 ω 求导, 得出:

$$\frac{dI_2}{d\omega} = \frac{jU_{AB}[MR_1(R_2 + R_L) - M^3\omega^2]}{[R_1(R_2 + R_L) + \omega^2 M^2]^2} \quad (14)$$

再次对式(14)进行求导, 得出:

$$\frac{d^2 I_2}{d\omega^2} = \frac{2jM^3 U_{AB} \omega (M^2 \omega^2 - 3R_L R_1 - 3R_1 R_2)}{[R_1(R_2 + R_L) + \omega^2 M^2]^3} \quad (15)$$

从式(15)可以看出, 当负载电阻 R_L 满足:

$$R_L > \frac{M^2 \omega^2 - 3R_1 R_2}{3R_1} \quad (16)$$

系统的输出电流在谐振点时为极大值点, 负载电阻 R_L 越大, 通过调频调制调节输出电流的速度就越快。

综上所述, 通过调节频率来实现电流控制时有一定的局限性, 需考虑负载电阻是否满足一定的要求。

2.2 移相调制策略

SS 谐振网络移相调制策略示意图如图 4 所示, 其原理是通过调节全桥逆变器的两对开关管的相位差, 来控制 SS 谐振网络的输入电压的大小, 从而进一步控制负载电流的大小。该策略与调频调制策略类似, 都是通过调整逆变器的操作参数来控制输出, 无需额外增设级联电路即可实现控制。

在移相调制中, 逆变器开关管 $S_1 \sim S_4$ 的驱动电压波形和 U_{AB} 电压波形如图 5 所示。

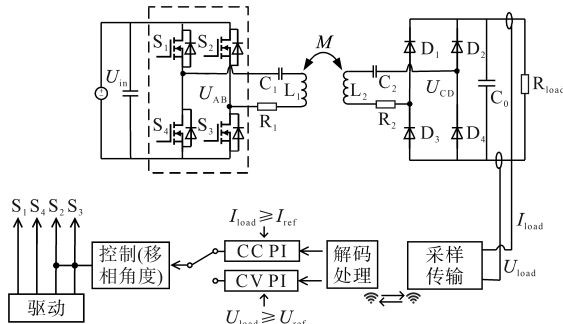


图4 SS谐振网络移相调制策略示意图

Fig.4 Schematic diagram of phase-shift modulation strategy for SS resonant network

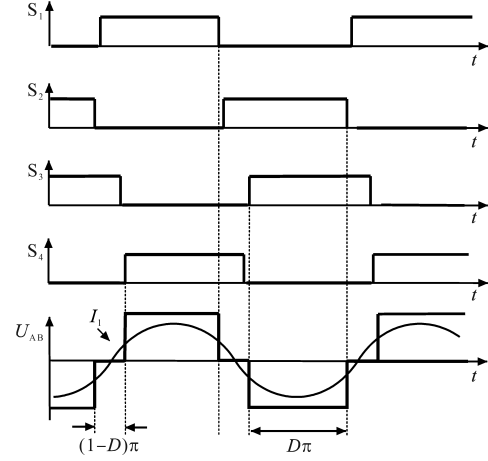


图5 驱动电压波形和 U_{AB} 电压波形如图

Fig.5 The drive voltage waveforms and U_{AB} voltage waveform

全桥移相调制逆变器输出电压的有效值 U_g 可以表示为

$$U_g = U_m \sin \frac{D\pi}{2} \quad (17)$$

其中, U_m 为输入电压的有效值, 变量 D 和逆变器的移相角 α 之间的关系为 $\alpha = (1-D)\pi$ 。

对移相调制策略进行仿真验证, 调节移相角度, 得出其输出电流与移相角的关系曲线如图 6 所示。

从图 6 中可以看出, 在移相角度为 $0^\circ \sim 180^\circ$ 内, 系统的输出电流和移相角度呈余弦关系。与负载电阻较大且满足式(16)的情况下的调频调制相比, 移相调制在刚启动调节时其电流随移相角的变化速率较慢。所以, 通过调节移相角来调节电流时需要考虑在移相角度较小时其调节速率较慢的问题。

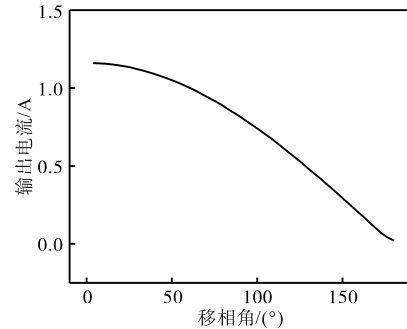


图6 输出电流和移相角关系示意图

Fig.6 Schematic diagram of the relationship between output current and phase-shift angle

3 实验结果与分析

为了进一步验证无线充电 SS 谐振网络调制策略, 搭建如图 7 所示的无线充电样机, 系统参数如表 1 所示。实验平台的原、副边线圈皆是由双

圆形磁耦合结构构成,原边使用VS3622DP2模块构建了全桥逆变模块,副边使用南芯SC3520同步整流控制芯片和WAYON-WMO28N15T2搭建了全桥高频整流模块,控制部分使用TI-TMS320F28335数字控制器。利用这些模块和控制器的组合,对该结构进行高频激励和高效整流,并观察和分析该实验平台在不同工作状态下的输出特性。

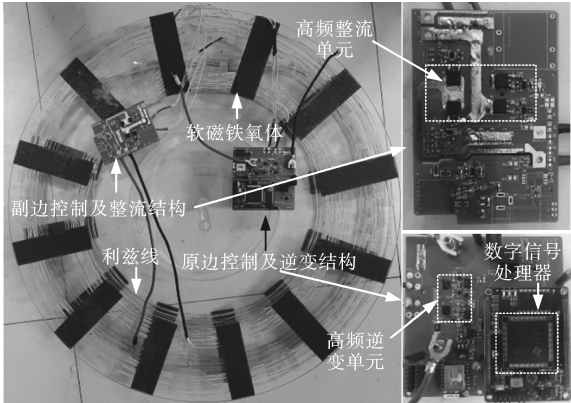


图7 SS谐振网络无线电能传输实验样机图

Fig.7 SS resonant network wireless energy transmission experiment prototype diagram

表1 实验样机设计参数

Tab.1 Experimental prototype design parameters

参数	数值/单位
直流输入电压 U_{in}	12 V
输出电压 U_{out}	9.6 V
最大传输功率	20 W
谐振频率 f	150 kHz
原边侧传输线圈 L_p	23.29 μ H
原边侧谐振电容 C_p	48.33 nF
副边侧传输线圈 L_s	25.72 μ H
副边侧谐振电容 C_s	43.76 nF
耦合系数 k	0.24
原边线圈阻抗 R_1	0.253 Ω
副边线圈阻抗 R_2	0.213 Ω

设定该实验样机的输入电压为12 V,输出电压为9.6 V,具体参数见表1。在工作频率以谐振频率150 kHz运行时,观测其工作状态,得出其电压、电流波形图如图8所示。其中,其驱动电压 u_{gs} 为10 V/格,原边线圈谐振电流 i_{L1} 为2 A/格,原边H桥电压 U_{AB} 为10 V/格,副边线圈谐振电流 i_{L2} 为2 A/格。

从图8中可以看出,逆变器的输出电流波形略微滞后于逆变器输出电压,等效负载 Z_{in} 呈现弱感性,其主要目的是为了实现软开关,实现方法是在设计补偿网络电容 C_1 时使其容值略高于计

算所得值,此时系统的效率为85%。为了探究不同调制策略对系统效率的影响,确定最优调制策略,根据上文分析,对该实验样机进行调频调制实验和移相调制实验,分析其不同在工作状态下系统的效率曲线及其电压、电流波形。

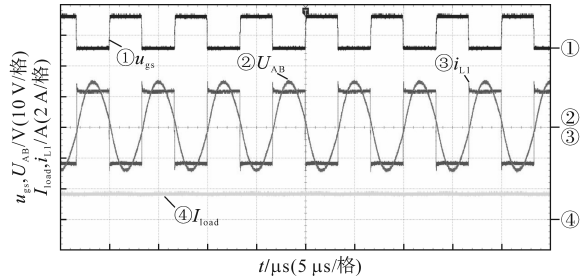


图8 系统工作在谐振状态波形图

Fig.8 Waveforms of the system operating at resonance

3.1 调频调制策略实验结果与分析

在保证系统输入电压以及移相角度不变的情况下,调节系统工作频率,分别测量系统工作在140 kHz, 145 kHz, 150 kHz, 155 kHz, 160 kHz以及165 kHz时对应不同负载情况的效率,得出其工作效率曲线如图9所示。

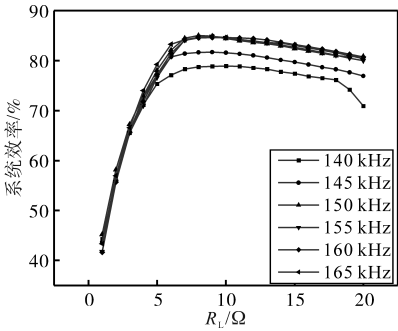


图9 系统工作在不同工作频率时的效率曲线图

Fig.9 Efficiency curves of the system operating at different frequencies

从图9中可以看出,系统在150 kHz,155 kHz,160 kHz和165 kHz的工作频率下,系统的效率差距不大,但是在140 kHz和145 kHz的工作频率下,效率显著降低。这种现象的发生原因是,系统的工作频率越低,逆变器的输入阻抗 Z_{in} 越趋于容性,破坏了系统的软开关工作状态,增加了逆变器的导通损耗,从而降低了系统的效率。而适当增加系统的工作频率,逆变器的输入阻抗 Z_{in} 呈现感性,使得开关管的电流滞后于电压,利于软开关的实现。

取负载为7 Ω ,系统分别工作在135 kHz,140 kHz, 145 kHz, 150 kHz, 155 kHz, 160 kHz, 165 kHz以及170 kHz时的稳态工作电压、电流波形如

图 10 所示,其中驱动电压 $u_{gs}(S_{2,4})$, $u_{gs}(S_{1,3})$ 为 20 V/格, MOS 管 S_2 的端电压 u_{ds} 为 5 V/格, i_{L1} 为 1 A/格。

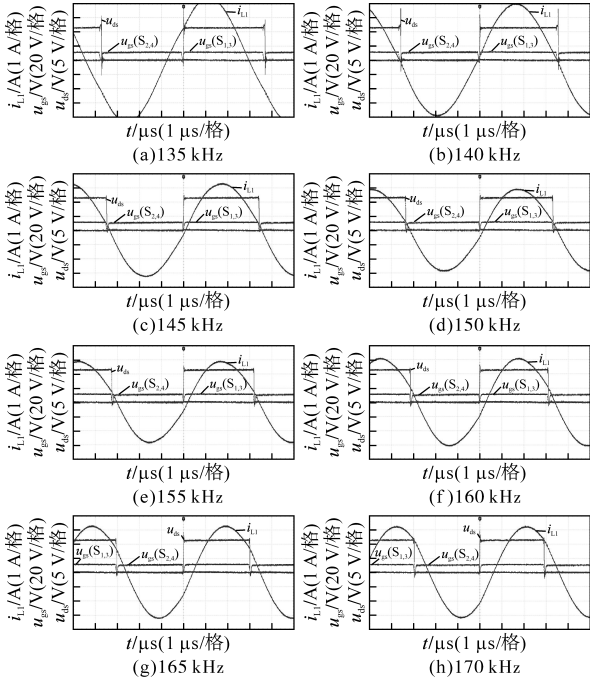


图 10 不同工作频率下电压、电流波形图

Fig.10 Voltage and current waveforms at different operating frequencies

从图 10 中可以看出,系统工作频率越偏移在偏离谐振点, u_{ds} 和 i_{L1} 之间的相位差就越大。系统工作在 135 kHz 时,系统的输入阻抗 Z_{in} 呈现容性,电流超前电压,此时软开关状态被破坏,使系统的效率降低,系统工作在 170 kHz 时,系统的输入阻抗 Z_{in} 呈现感性,电流滞后于电压,开关管的寄生电容放电后已对其进行了充电,此时软开关状态也被破坏,使系统的效率降低。系统工作在 150 kHz, 155 kHz 以及 160 kHz 时,电流略滞后于电压,此时系统仍具有软开关工作状态。观测系统工作频率为 140 kHz 和 160 kHz 时原边 PCB 板所呈现的热成像图,如图 11 所示。

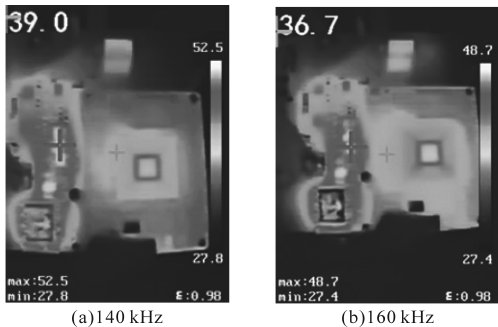


图 11 原边 PCB 板热成像图(调频调制)

Fig.11 Thermal imaging of raw edge PCB (FM modulation)

从图 10 和图 11 中可以看出,降低系统工作频率会破坏系统软开关的工作状态并导致管子温升。所以,在调频调制中,为保证系统的工作效率,一般通过适当增大系统的工作频率来调节系统的输出电流。相较于文献[17],本文在得出调频控制方案输出特性的同时对 SS 谐振网络在不同系统参数下调频调制的效果可能截然相反的问题进行了分析。

3.2 移相调制策略实验结果与分析

在保证系统输入电压以及系统的工作频率不变的情况下,调节全桥逆变器的移相角度,分别测量系统工作在不同移相角度下的工作效率,得出其工作效率曲线如图 12 所示。

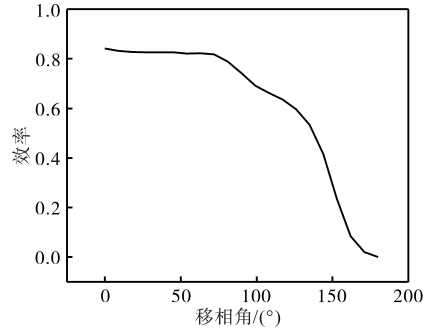


图 12 系统工作在不同移相角度时的效率曲线图

Fig.12 Efficiency curve of the system operating at different phase-shift angles

从图 12 中可以看出,系统移相角度在 $0^\circ \sim 20^\circ$, 系统的效率有较为明显的下降,而在 $20^\circ \sim 70^\circ$, 系统的效率几乎保持不变,但在移相角大于 70° 后,系统的效率开始明显的下降,直至移相角接近 180° 时,系统的效率下降为 0。因此,进行移相调制时移相角不宜过大。

从图 6 和图 12 中可以看出,在系统移相角为 $0^\circ \sim 20^\circ$ 内时,其输出电流的调节速率较慢,但此时系统有较为明显的效率降低。分别取负载为 7Ω 时,系统的移相角为 $0^\circ, 30^\circ, 60^\circ$ 以及 90° 时系统的稳态工作电压、电流波形图如图 13 所示。

从图 13 中可以看出,系统进行移相调制后,会破坏系统原有的软开关状态,在 MOS 管开关状态发生改变时电压波形有较为明显的振荡,观测系统移相角为 0° 和 30° 时,原边 PCB 板所呈现的热成像图如图 14 所示。

从图 14 中可以看出,进行移相控制后,原边 MOS 管温度升高,此时系统的效率下降明显。所以,在系统输出电流需调节范围不大并且需要保证系统的软开关工作状态的情况下使用移相调

制不是较好的选择,而在系统输出电流需调节范围较大且调频调制在一定频率范围内无法实现的情况下,可以通过移相调制来进行调节。相较于文献[18]和文献[19],本文详细分析了不同移相角对系统参数的影响,得出了移相控制最佳适用条件。

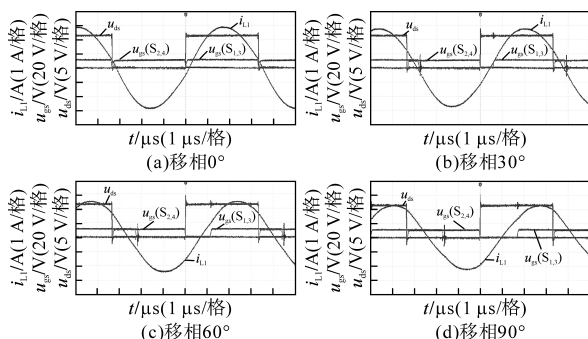


图13 不同移相角下电压电流波形图

Fig.13 Voltage and current waveforms at different phase-shift angles

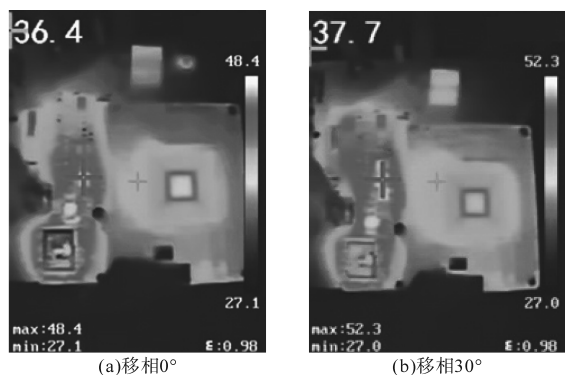


图14 原边PCB板热成像图(移相调制)

Fig.14 Thermal imaging of raw edge PCB (phase-shift modulation)

4 结论

本文研究探讨了无线充电小功率应用中SS补偿结构的优化调制策略。通过对调频调制和移相调制两种调制策略的比较分析,得出结论:当负载电阻阻值满足调频调制且频率调节范围接近谐振点时,提高系统工作频率可以保持系统在软开关工作状态下调节系统输出;而在系统调节范围较广且调频调制难以实现的情况下,在一定范围调节移相角度可在产生较小功率损耗下有效调节系统输出。

参考文献

[1] 吴理豪,张波. 电动汽车静态无线充电技术研究综述(上篇)[J]. 电工技术学报,2020,35(6):1153-1165.
WU Lihao, ZHANG Bo. Overview of static wireless charging

technology for electric vehicles: part I[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020, 35(6): 1153-1165.
[2] 吴理豪,张波. 电动汽车静态无线充电技术研究综述(下篇)[J]. 电工技术学报,2020,35(8):1662-1678.
WU Lihao, ZHANG Bo. Overview of static wireless charging technology for electric vehicles: part II[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020, 35(8): 1662-1678.
[3] ZHANG W, WONG S C, CHI K T, et al. Analysis and comparison of secondary series-and parallel-compensated inductive power transfer systems operating for optimal efficiency and load-independent voltage-transfer ratio[J]. IEEE Trans. on Power Electron., 2013, 29(6): 2979-2990.
[4] JIANG Y, WANG L, WANG Y, et al. Analysis, design, and implementation of WPT system for EV's battery charging based on optimal operation frequency range[J]. IEEE Trans. on Power Electron., 2018, 34(7): 6890-905.
[5] 谭平安,廖佳威,谭廷玉,等. 基于发射侧T/F变结构补偿网络的恒压/恒流无线充电系统[J]. 电工技术学报, 2021, 36(2): 248-257.
TAN Ping'an, LIAO Jiawei, TAN Tingyu, et al. Constant voltage/constant current wireless charging system based on T/F variable structure compensation network of transmitter-side[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2021, 36(2): 248-257.
[6] 赵争鸣,刘方,陈凯楠. 电动汽车无线充电技术研究综述[J]. 电工技术学报, 2016, 31(20): 30-40.
ZHAO Zhengming, LIU Fang, CHEN Kainan. New progress of wireless charging technology for electric vehicles[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 31(20): 30-40.
[7] ZHANG W, WONG S C, CHI K T, et al. Design for efficiency optimization and voltage controllability of series-series compensated inductive power transfer systems[J]. IEEE Trans. on Power Electron., 2013, 29(1): 191-200.
[8] 黄悦华,谌桥,程江洲,等. 电动汽车LCL复合型无线充电研究[J]. 电气传动, 2021, 51(10): 69-75, 80.
HUANG Yuehua, CHEN Qiao, CHENG Jiangzhou, et al. Research on LCL-compound wireless charging of electric vehicle[J]. Electric Drive, 2021, 51(10): 69-75, 80.
[9] SAMANTA S, RATHORE A K. A new current-fed CLC transmitter and LC receiver topology for inductive wireless power transfer application: analysis, design, and experimental results[J]. IEEE Trans. on Transp. Electr., 2015, 1(4): 357-368.
[10] 高俊岭,张磊,黄豪磊. 电动汽车无线充电系统双LCC型补偿拓扑研究[J]. 电工技术, 2023, 37(24): 40-42, 46.
GAO Junling, ZHANG Lei, HUANG Haolei. Study on dual LCC compensation topology of electric vehicle wireless charging system[J]. Electric Engineering, 2023, 37(24): 40-42, 46.
[11] 陆江华,朱国荣,黎文静,等. 感应耦合能量传输系统中双边LCC谐振腔恒流和恒压模式的研究[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(9): 2768-2778.
LU Jianghua, ZHU Guorong, LI Wenjing, et al. Constant current and constant voltage outputs for double-sided LCC reso-

- nant tank in inductively coupled power transfer system[J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(9): 2768-2778.
- [12] SASIKUMAR S, DEEPA K. Comparative study of LCL-S and LCC-S topology of wireless EV charging system[C]//2019 Innovations in Power and Advanced Computing Technologies (i-PACT), IEEE, 2019, 1: 1-6.
- [13] WANG C S, COVIC G A, STIELAU O H. Power transfer capability and bifurcation phenomena of loosely coupled inductive power transfer systems[J]. IEEE Trans. on Ind. Electron., 2004, 51(1): 148-157.
- [14] 徐宝秋, 李冀, 刘伟霞, 等. 磁耦合谐振式无线充电系统的串串补偿拓扑研究[J]. 重型汽车, 2023(6): 9-10, 20.
XU Baoqiu, LI Ji, LIU Weixia, et al. Ci ouhe xiezhenshi wuxian chongdian xitong de chuanchuan buchang tuopu yanjiu[J]. Heavy Truck, 2023(6): 9-10, 20.
- [15] VILLA J L, SALLAN J, OSORIO J F S, et al. High-misalignment tolerant compensation topology for ICPT systems[J]. IEEE Trans. on Ind. Electron., 2011, 59(2): 945-51.
- [16] 耿琪琛, 刘坤, 程少宇, 等. 不同补偿拓扑结构下电动汽车无线充电系统传输特性对比[J]. 电力科学与工程, 2021, 37(9): 18-25.
GENG Qichen, LIU Kun, CHENG Shaoyu, et al. Comparison of transmission characteristics of electric vehicles wireless charging system under different compensation topologies[J]. Electric Power Science and Engineering, 2021, 37(9): 18-25.
- [17] LI H, LI J, WANG K, et al. A maximum efficiency point tracking control scheme for wireless power transfer systems using magnetic resonant coupling[J]. IEEE Trans. on Power Electron., 2014, 30(7): 3998-4008.
- [18] MAI R, LIU Y, LI Y, et al. An active-rectifier-based maximum efficiency tracking method using an additional measurement coil for wireless power transfer[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 33(1): 716-728.
- [19] SONG K, LI Z, JIANG J, et al. Constant current/voltage charging operation for series-series and series-parallel compensated wireless power transfer systems employing primary-side controller[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 33(9): 8065-8080.
- [20] 薄强, 王丽芳, 张玉旺, 等. 应用于无线充电系统的SiC MOSFET关断特性分析[J]. 电力系统自动化, 2021, 45(15): 150-157.
BO Qiang, WANG Lifang, ZHANG Yuwang, et al. Analysis of turn-off characteristics of SiC MOSFET applied to wireless charging system[J]. Automation of Electric Power Systems, 2021, 45(15): 150-157.

收稿日期: 2024-07-17

修改稿日期: 2024-09-23