

一种宽负载高效率磁耦合谐振式 无线输电逆变器设计

方艺翔¹, 张宇华¹, 赵晓轲¹, 张玉伟²

(1. 上海电力大学电气工程学院, 上海 200090; 2. 河南同安电力工程有限公司, 河南 商丘 476000)

摘要:针对磁耦合谐振式无线输电(MCR-WPT)在功率传输过程中因负载变化导致效率下降的问题,设计一种高效逆变器,改进后的结构能够显著拓宽 MCR-WPT 系统在高效率电能传输下的负载适应范围。分析 MCR-WPT 系统负载与输入阻抗之间的关系,并在 E 类逆变器电源的基础上,通过改变逆变器结构,实现 MCR-WPT 系统全负载内逆变器的软开关运行,保持 MCR-WPT 系统的高效率运行。仿真结果验证了所提结构的有效性。

关键词:磁耦合谐振;E 类逆变器;负载适应性

DOI:10.19781/j.issn.1673-9140.2021.02.025 中图分类号:TM464 文章编号:1673-9140(2021)02-0209-08

Wide load and high efficiency power inverter design applied to magnetically coupled resonant wireless transmission

FANG Yixiang¹, ZHANG Yuhua¹, ZHAO Xiaoke¹, ZHANG Yuwei²

(1. Electric Power Engineering of Shanghai University of Electric Power, Shanghai 200090, China;

2. Henan Tongan Power Engineering Co., Ltd., Shangqiu 476000, China)

Abstract: Aiming at the problem that the efficiency of magnetic coupling resonance-wireless power transmission (MCR-WPT) is reduced due to load changes during the transmission process, an efficient inverter is designed. The improved structure can significantly widen the load adaptation range of MCR-WPT system under high efficiency power transmission. After analyzing the relationship between the load and input impedance of MCR-WPT system and using the E-type inverter as the power supply, the inverter of the MCR-WPT system is fully soft switched by changing the structure of inverter. The operation efficiency of MCR-WPT system keep on the high level. Simulation results verify the effectiveness of the proposed structure.

Key words: magnetically-coupled resonance; E-type inverter; load adaptability

在磁耦合谐振式无线输电(magnetic coupling WPT)中,为了增大传输的功率和效率,MCR-WPT resonance-wireless power transmission, MCR- 系统工作频率一般调制为 MHz,较高的调制频率使

收稿日期:2018-08-17;修回日期:2018-10-12

基金项目:上海市自然科学基金(15ZR1418000)

通信作者:方艺翔(1992-),男,硕士研究生,主要从事磁耦合谐振式无线输电拓扑、控制策略以及效率优化研究;E-mail:pept_fang@mail.shiep.edu.cn

开关损耗大大增加,此时逆变器的开关损耗在整个无线输电损耗中的占比较大,如何解决高频下的开关损耗以及开关管的电压应力问题就显得尤为重要^[1-7]。目前,无线输电的电源一般采用 IGBT 和 MOSFET 开关管构成的桥式拓扑结构,并采用软开关控制技术设计触发脉冲,实现较高效率下 MCR-WTP 电源供给。文献[8]提出一种基于全桥结构的新型无线输电拓扑,利用感应功率转移和超级电容储能技术,实现较大功率的电动汽车无线充电;文献[9]针对电动汽车无线输电提出一种基于全桥逆变电路利用电流反馈技术的新型逆变结构,开关应力仅受制于直流电感峰值电流,理论变换效率最高可达 90%;文献[10]针对高压输电线路的在线监测设备,分析 MCR-WTP 系统传输线圈互感与传输效率的关系,提出一种同时考虑传输线圈空间位置与传输效率的优化方案。上述逆变器虽然成功解决了开关管的电压应力和开关损耗问题,但是复杂的控制系统和额外添加的新型元件也相应地增加了系统实现的难度。

E 类逆变器相较传统桥式逆变器电路构造更加简单,高频工作情况下逆变效率接近百分之百,成为无线输电领域的研究热点^[11-12]。文献[11]设计了一种反向 E 类逆变器,在任意占空比触发脉冲情况下,可以实现开关管零电压导通,并且在相同输入电压和占空比情况下,相较传统 E 类逆变器,开关管具有更低的峰值电压和电流;文献[12]利用耦合电感抑制偶次谐波电流设计出一种双路 E 类逆变器,提高了系统在动态情况下的参数容差能力。上述方法虽然解决了逆变器开关损耗和开关应力问题,但在 MCR-WPT 系统中的适应性有待具体分析。

在分析基于 E 类逆变器的磁耦合谐振式无线输电系统工作特性的基础上,该文推导出逆变器的效率公式和参数设计方法。针对 E 类逆变器工作在准谐振状态时负载范围较小的缺点,分析得到 MCR-WTP 系统负载与传输线圈等效输入阻抗的关系曲线;并以此提出无线输电情况下改进的逆变电路,显著拓宽 MCR-WPT 系统中逆变器在全负载软开关运行情况下的负载范围,在此负载范围内,系统能够保持较高效率运行。

1 MCR-WTP 工作特性分析

基于传统 E 类逆变器的磁耦合谐振式无线输电系统由逆变器、传输线圈、负载三部分组成,具体结构如图 1 所示。

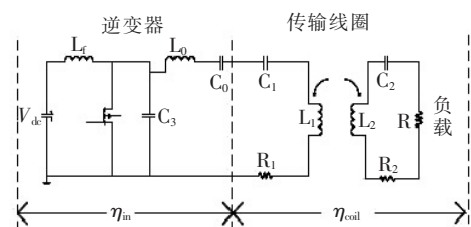


图 1 磁耦合谐振式无线输电模型

Figure 1 Magnetic resonance coupled wireless transmission model

系统传输效率:

$$\eta = \eta_{in} \cdot \eta_{coil} \quad (1)$$

式中 η_{in} 为逆变器效率; η_{coil} 为传输线圈效率。

MCR-WTP 系统中 E 类逆变器的等效电路如图 2 所示, L_f 为电路的扼流电感,假定它的阻抗足够大,能够保证流经电感的电流恒定; $C_0 - L_0$ 组成谐振网络,当电路稳定工作时输出高频正弦电压; C_s 为开关管并联电容,数值上包含了开关管寄生电容。

在理想工作状态下,当开关管导通时, $C_0 - L_0$ 组成的谐振网络与等效负载 R_{eq} 形成闭合回路,当开关管导通时因为并联电容 C_s 开始充电,此时电压缓慢上升,当电路趋于稳定时开关管零电压导通,能够大大降低开关损耗。

为了使输出的正弦波形上、下对称,开关管驱动信号的占空比一般取 0.5,此时 E 类逆变器参数开关管并联电容 C_s 、逆变器谐振网络等效电感 L_x 分

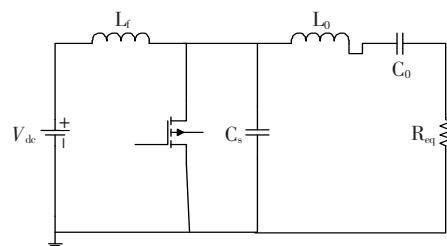


图 2 E 类逆变器等效电路

Figure 2 Equivalent circuit of E-type inverter

别为

$$C_s = \frac{8}{\pi(\pi^2 + 4)R_{eq}\omega} \quad (2)$$

$$L_x = \frac{\pi(\pi^2 - 4)}{16\omega}R_{eq} \quad (3)$$

式中 ω 为谐振角频率; R_{eq} 为逆变器等效负载。

已知等效负载 R_{eq} 时逆变器效率^[13]为

$$\eta_{in} = a \frac{R_{eq}}{R_{pa}} \quad (4)$$

其中

$$\left\{ \begin{aligned} a &= \frac{[\sqrt{2} \sin \phi_1 + 2\sqrt{2} \cos \phi_1]^2}{[4 \cos \phi \sin \phi_1 + \pi \cos \phi]} \\ R_{pa} &= \frac{\frac{\pi^2}{4} - g \left[\frac{\pi}{2} \cos \phi + \sin \phi \right]}{\pi \omega C_s} \\ \varphi &= \tan^{-1} \left(\frac{\omega L_x + R_{eq}}{R_{eq}} \right) \\ \phi &= \tan^{-1} \cdot \left[\frac{\left(\frac{\pi^2}{2} - 4 \right) - \pi \omega C_s R_{eq} \zeta (2 \cos \phi + \pi \sin \phi)}{\pi + \pi \omega B R_{eq} \zeta (\pi \cos \phi - 2 \sin \phi)} \right] \\ \zeta &= \sqrt{1 + \left(\frac{\omega L_x + X_{eq}}{R_{eq}} \right)^2} \\ \phi_1 &= \varphi + \phi \end{aligned} \right. \quad (5)$$

针对 E 类逆变器仅在等效阻抗实部小于等于最佳负载时才工作在软开关这一特性,分析当 E 类逆变器被应用于无线输电中,其等效负载实部与 MCR-WPT 系统负载、线圈互感等参数之间的变化关系。

MCR-WPT 系统传输线圈等效电路如图 3 所示, U_{in} 为逆变器输出有效值;两组谐振网络 $C_1 - L_1$ 、 $C_2 - L_2$ 分别组成发射线圈和接收线圈; R_1 、 R_2 为高频情况下传输线圈的寄生电阻,包括欧姆损耗和辐射损耗两部分;当系统工作角频率为 ω 、线圈之间互感为 M 时,线圈补偿采用串联—串联方式; Z_s 、 Z_r 分别为发射线圈和接收线圈的阻抗, $Z_s = j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1} + R_1$ 、 $Z_r = j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2} + R_2 + R$, 耦合因子 $\delta = (\omega M)^2$ 。传输线圈部分等效阻抗为

$$Z_{eq} = Z_s + \frac{\delta}{Z_r} \quad (6)$$

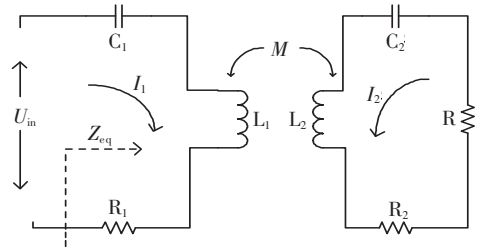


图 3 传输线圈等效电路

Figure 3 Equivalent circuit of Wireless transmission coil

当 $C_1 - L_1$ 、 $C_2 - L_2$ 同时谐振时,两线圈回路的反射阻抗最小且此时都为纯电阻回路,即 $Z_r = R_2 + R$ 、 $Z_s = R_1$,此时传输线圈部分的效率最高,式(6)可以简化为

$$R_{eq} = R_1 + \frac{\delta}{R + R_2} \quad (7)$$

在磁耦合谐振式无线输电中,为保证发射线圈和接收线圈拥有同样的固有频率, L_1 和 L_2 的参数设计一致,因而线圈在高频下具有相同的寄生电阻 R_1 和 R_2 ,即

$$R_1 = R_2 = \sqrt{\frac{\omega \mu}{2\sigma}} \cdot \frac{Nr}{b} \quad (8)$$

式中 σ 为电导率; N 为线圈匝数; b 为导线半径; r 为线圈半径; μ 为真空磁导率^[13-16]。当线圈设计完成后,式(8)中参数除 ω 外均已定值,将 $\delta = (\omega M)^2$ 代入式(8),得到:

$$R_1 = R_2 = \sqrt{\frac{\sqrt{\delta}}{M^\mu}} \cdot \frac{Nr}{a} \quad (9)$$

联立求解得到:

$$R_{eq} = \sqrt{\frac{\sqrt{\delta}}{M^\mu}} \cdot \frac{Nr}{a} + \frac{\delta}{R + \sqrt{\frac{\sqrt{\delta}}{M^\mu}} \cdot \frac{Nr}{a}} \quad (10)$$

式(10)反映了传输线圈部分负载 R 、耦合因子 δ 与逆变器等效负载 R_{eq} 之间的关系,其关系曲线如图 4 所示。MCR-WPT 传输线圈部分负载 R 与逆变器等效负载 R_{eq} 之间并非一直呈现单一的反比关系,而是与耦合因数 δ 存在强耦合关系。当耦合因

数 δ 一定时,随着传输线圈部分负载 R 的增大,E类逆变器的等效负载 R_{eq} 不断减小;并且耦合因数越小,负载 R 变化对应 E 类逆变器等效负载 R_{eq} 变化越小,即耦合因数越小,等效负载对 MCR-WPT 负载敏感性降低。

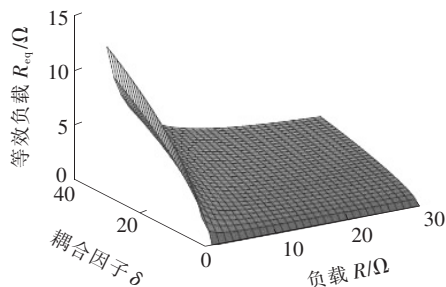


图4 负载 R 、耦合因子 δ 与等效负载 R_{eq} 的关系曲线

Figure 4 Relationship of the equivalent load R_{eq} , load R and coupling factor δ

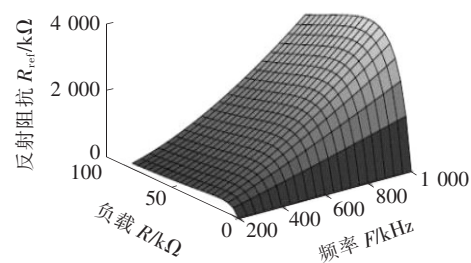
根据式(6)~(8)对接收线圈部分反射阻抗进行分析,推导得出传输线圈部分负载 R 和接收线圈寄生电阻 R_2 的反射阻抗 R_{ref} 和 $R_{2\text{-ref}}$,分别为

$$R_{\text{ref}} = R \cdot \frac{\delta}{\left(R + \sqrt{\frac{\omega\mu}{2\sigma}} \cdot \frac{Nr}{b}\right)^2}$$

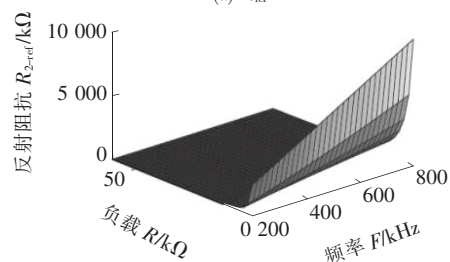
$$R_{2\text{-ref}} = \sqrt{\frac{\omega\mu}{2\sigma}} \cdot \frac{Nr}{b} \frac{\delta}{\left(\sqrt{\frac{\omega\mu}{2\sigma}} \cdot \frac{Nr}{b} + R\right)^2}$$

反射阻抗 R_{ref} 、 $R_{2\text{-ref}}$ 与频率 F 、传输线圈部分负载 R 的关系曲线如图 5 所示,分析可知,在传输线圈部分 R 处于高阻值和高频率 F 下,负载反射阻抗 R_{ref} 远大于线圈寄生电阻的反射阻抗 $R_{2\text{-ref}}$,此时线圈传输的电能主要消耗在负载上,系统有更高的传输效率;在传输线圈部分 R 处于低阻值和低频率 F 下,线圈寄生电阻反射阻抗 $R_{2\text{-ref}}$ 高于负载反射阻抗 R_{ref} ,此时线圈传输的电能主要损耗在线圈上,系统处于较低的传输效率。

综上所述可得:在高负载阻值、高工作频率下,MCR-WPT 系统中传输线圈具有更高的传输效率,并且高负载阻值 R 对应较小的逆变器等效负载 R_{eq} ,E类逆变器在较小等效负载 R_{eq} 下可以实现软开关运行,因而具有更高的逆变效率。上述分析证明了 E 类逆变器在 MCR-WPT 系统中的适用性。



(a) R_{ref}



(b) $R_{2\text{-ref}}$

图5 反射阻抗 R_{ref} 、 $R_{2\text{-ref}}$ 与频率 F 、负载 R 的关系曲线

Figure 5 Relationship curve of reflected impedance R_{ref} , $R_{2\text{-ref}}$ and frequency F and load R

2 逆变器优化设计

在保持工作频率不变、开关管承受同样大的电压应力情况下,双路 E 类逆变器相比传统 E 类逆变器输出功率可提高到 4 倍,具体电路如图 6 所示, L_1 、 L_2 为滤波电感, L_r 、 C_r 为谐振元件, C_1 、 C_2 为开关管并联旁路电容。

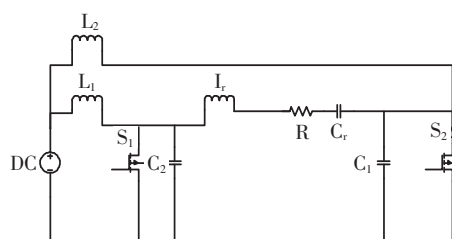


图6 双路 E 类逆变器电路

Figure 6 Dual-circuit class E inverter circuit diagram

开关管 S_1 、 S_2 交替导通,双 E 类逆变电路可以看作 2 个传统 E 类逆变器电路的合成。2 个滤波电感以及 2 个开关管并联的旁路电容相继为负载提供谐振电流,具体工作原理与传统 E 类逆变器类似。

双路 E 类逆变器效率与其等效负载阻抗角之间的关系如图 7 所示。当逆变器参数按照最佳负载

阻值 $R_{\text{eq-opt}}$ 设置时,此时仅改变等效负载的阻抗角,逆变器仍然可以在大范围内保持高效率。分析说明,影响双路 E 类逆变器效率的主要是负载实部,与负载虚部具有相对较小的耦合关系。

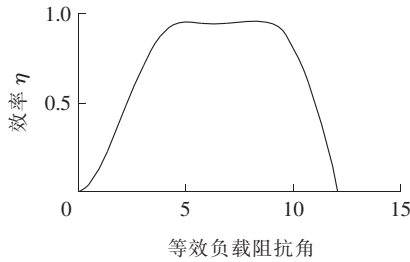


图 7 逆变器效率与等效负载阻抗角关系曲线

Figure 7 Curve of inverter efficiency and equivalent load impedance angle

针对双路 E 类逆变器仅在负载小于等于最佳负载时逆变器工作在准谐振状态,采用阻抗变换方法缩小实际负载变化,对应等效负载实部的可变范围^[13-16]:

$$X_{C_p} \parallel R_{\text{eq}} = \frac{R_{\text{eq}}(jX_{C_p})}{R_{\text{eq}} + jX_{C_p}} = \frac{R_{\text{eq}} X_{C_p}^2}{R_{\text{eq}}^2 + X_{C_p}^2} + j \frac{R_{\text{eq}}^2 X_{C_p}}{R_{\text{eq}}^2 + X_{C_p}^2} \Leftrightarrow R_s - j \frac{1}{\omega C_s} \quad (13)$$

其中, $X_{C_p} = -\frac{1}{\omega C_p}$, ω 为谐振频率,其阻抗变换原理如图 8 所示。

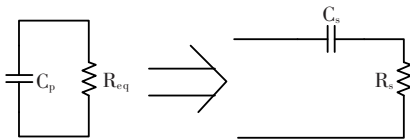


图 8 阻抗变换原理

Figure 8 Impedance transformation schematic

在电阻 R_{eq} 两端并联电容 C_p ,经推导变换可以得到如图 8 右边电阻 R_s 与电容 C_s 串联的组合,此时实际电阻阻值为

$$R_s = \frac{R_{\text{eq}} X_{C_p}^2}{R_{\text{eq}}^2 + X_{C_p}^2} \quad (14)$$

根据不等式原理,等效串联负载 R_s 当且仅当 $R_p = |X_{C_p}|$ 时存在最大值:

$$R_{s(\text{max})} = \frac{R_p}{2} \quad (15)$$

在不同并联电容 C_p 下,逆变器的等效负载 R_{eq} 与阻抗变化后的等效串联负载 R_s 的关系曲线如图

9 所示,可知 R_{eq} 在全负载范围内等效串联负载 R_s 只在固定区间变化,通过改变 C_p 数值可以控制等效串联负载 R_s 变化范围。

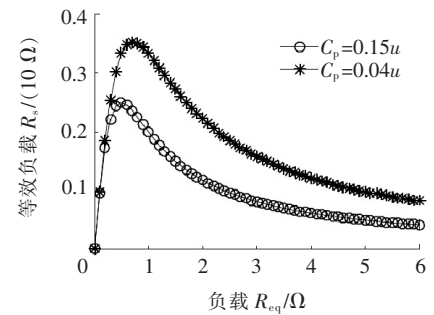


图 9 不同并联电感 C_p 下逆变器等效负载 R_{eq} 与等效串联负载 R_s 关系曲线

Figure 9 Relationship curve between inverter equivalent load R_{eq} and equivalent series load R_s under different parallelled inductance C_p

将式(10)带入式(14)中,得到改进后的 MCR-WTP 系统,此时负载 R 与逆变器等效串联负载 R_s 之间的关系方程为

$$R_s = \frac{\sqrt{\frac{\delta}{M^\mu}} \cdot \frac{Nr}{a} + \frac{\delta}{R + \sqrt{\frac{\delta}{M^\mu}} \cdot \frac{Nr}{a}}}{\left(\omega C_p \sqrt{\frac{\delta}{M^\mu}} \cdot \frac{Nr}{a} + \frac{\delta}{R + \sqrt{\frac{\delta}{M^\mu}} \cdot \frac{Nr}{a}} \right)^2} \quad (16)$$

最大等效串联电阻为

$$R_{s(\text{max})} = \frac{1}{2\omega C_p \sqrt{\frac{\delta}{M^\mu}} \cdot \frac{Nr}{a} + \frac{\delta}{R + \sqrt{\frac{\delta}{M^\mu}} \cdot \frac{Nr}{a}}} \quad (17)$$

在已知负载和线圈参数的条件下,将根据式(17)求得的最大串联等效电阻值代入式(2)、(3)中 ($R_{\text{eq}} = R_s$),计算并得到此时双路 E 类逆变器的电感、电容参数。根据式(16)及双路 E 类逆变器工作

特性可知,改进的逆变器对 MCR-WPT 系统的任何阻值 R ,对应的逆变器等效负载 R_{eq} 均在 $0 \sim R_s$ 内变化,此时逆变器可实现软开关,且整个 MCR-WPT 系统可以保持较高效率工作。

3 仿真验证

根据 MCR-WTP 工作特性的分析得到逆变器的改进设计方向,从而得到改进后 MCR-WTP 系统的电路拓扑结构设计,如图 10 所示。输入的直流电压 U_{dc} 为 200 V,开关管 S_1 、 S_2 交替导通,触发脉冲频率为 200 kHz,MCR-WPT 负载 R 为 20Ω 。根据式(5)可计算其他相关参数,如表 1 所示。

采用该文改进双类逆变器构成的 MCR-WTP 系统,在 Matlab/Simulink 软件环境下搭建仿真模型,对系统传输特性进行仿真分析。不同负载阻值时开关管触发脉冲与其电压应力关系如图 11 所示,在触发脉冲来临时,开关管的电压应力已经降为零。采用改进的逆变器设计,在不同负载阻值时,图 11 (a)、(b)都可实现软开关运行。MCR-WPT 系统效率和负载特性曲线如图 12 所示。对于设计的 MCR-WTP 系统电路,整体效率相比传统 WTP 系

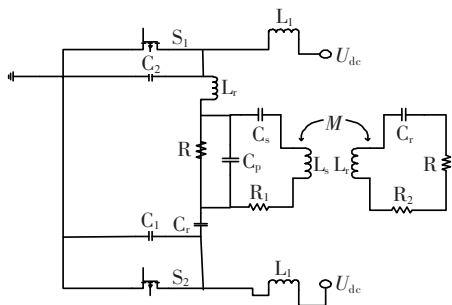


图 10 改进的电路模型

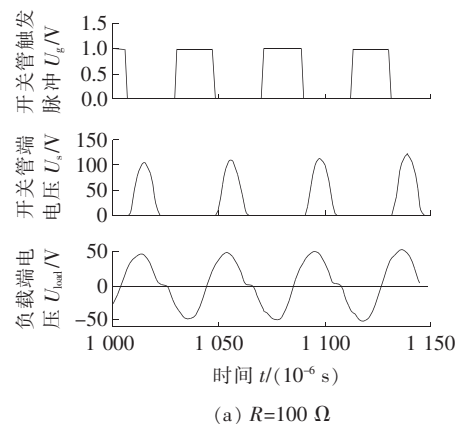
Figure 10 Improved circuit model

表 1 逆变器和线圈参数

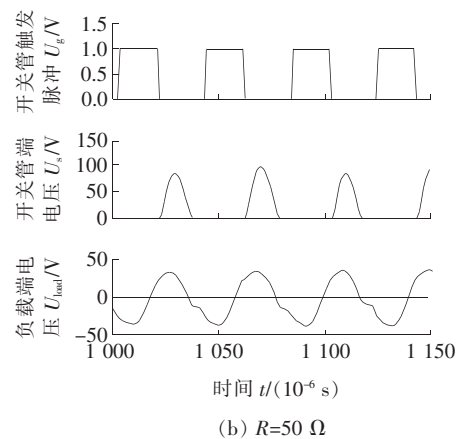
Table 1 Inverter and coil parameters

参数	单位	数值
U_{dc}	V	200.0
L_1, L_2	μH	350.0
C_1, C_2	nF	36.0
L_0	μH	35.8
C_0	nF	25.0
L_s, L_r	μH	105.0
C_s, C_r	nF	6.03

统效率提升约 20%,在不改变其他参数的情况下,系统可以在较大负载范围内保持较高效率运行,而不必添加复杂的负载阻抗匹配系统。



(a) $R=100 \Omega$



(b) $R=50 \Omega$

图 11 不同负载阻值时开关管电压波形

Figure 11 Waveform diagram of switch tube voltage under different load resistance

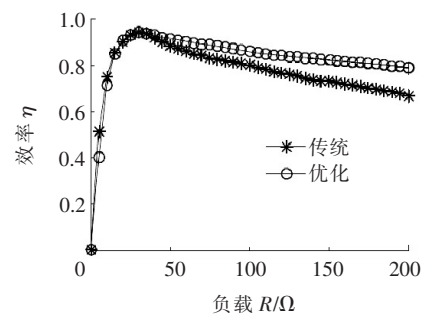


图 12 效率—负载特性曲线

Figure 12 Efficiency-load characteristics

4 结语

基于传统 E 类逆变电路,该文提出一种应用于磁耦合谐振式无线输电领域的高频逆变器电路结构,并推导出基于传统 E 类逆变器在 MCR-WTP 系

统中逆变器的等效负载与 MCR-WPT 系统的负载、耦合因数之间的关系。针对 E 类逆变器仅在等效负载阻值小于等于最佳等效电阻时,逆变器才工作在软开关状态这一缺陷,利用阻抗变换的方法,拓宽了逆变器工作在软开关状态下负载的可变范围。仿真结果验证了该方法的有效性。设计方案具有以下优点:

1)在已知 MCR-WTP 系统输入电压和工作频率等参数的条件下,通过分析得到最大等效串联负载 R_s 公式,利用推导的公式计算出了满足逆变器全负载软开关运行的参数,显著提升了系统的效率和稳定性;

2)在中小功率的无线输电产品中,通过采用上述设计,可以不添加复杂的阻抗匹配系统,实现系统在较宽的负载范围内保持较高的传输效率,提高了负载适应性。

参考文献:

- [1] 谭泽富,张伟,王瑞,等. 电动汽车无线充电技术研究综述[J]. 智慧电力,2020,48(4):42-47+111.
TAN Zefu,ZHANG Wei,WANG Rui,et al. Review on wireless charging technology for electric vehicles[J]. Smart Power,2020,48(4):42-47+111.
- [2] 焦宇峰,李锐杰,宋国兵. 磁耦合谐振无线传输系统传输特性的研究及优化[J]. 电力系统保护与控制,2020,48(9):112-120.
JIAO Yufeng,LI Ruijie,SONG Guobing. Research and optimization of transmission characteristics of magnetically coupled resonant wireless transmission system[J]. Power System Protection and Control,2020,48(9):112-120.
- [3] 胡娟,赵波,孙谊. 中距离传输共振磁耦合无线取能装置设计与实验[J]. 电网与清洁能源,2019,35(1):22-27.
HU Juan,ZHAO Bo,SUN Yi. Design and experiment of magnetic resonance coupling wireless power supply system with mid-range transmission distance[J]. Power System and Clean Energy,2019,35(1):22-27.
- [4] 刘卉,欧清海,宋继高,等. 电力无线专网深度覆盖技术研究与应用[J]. 供用电,2019,36(6):16-22.
LIU Hui,OU Qinghai,SONG Jigao,et al. Research and application of deep coverage technology for electric

wireless private network[J]. Distribution & Utilization, 2019,36(6):16-22.

- [5] 陈忠华,卢韦,时光,等. 无线电能传输系统的线圈参数及耦合系数研究[J]. 高压电器,2019,55(4):205-210.
CHEN Zhonghua,LU Wei,SHI Guang,et al. Study on coil parameters and coupling coefficient of wireless power transfer system[J]. High Voltage Apparatus,2019,55(4):205-210.
- [6] 李宋. 三电平逆变器调制技术研究[J]. 电力科学与技术学报,2007,22(3):68-71.
LI Song. Study of three-level inverter modulation technology[J]. Journal of Electric Power Science and Technology,2007,22(3):68-71.
- [7] 连海生,夏能弘,田孟林. 双拾取结构 WPT 系统稳定性分析[J]. 电力科学与技术学报,2019,34(1):54-58.
LIAN Haisheng,XIA Nenghong,TIAN Menglin. Stability analysis of WPT system with dual-picking structure[J]. Journal of Electric Power Science and Technology, 2019,34(1):54-58.
- [8] Ruddell S,Thrimawithana D J,Madawala U K. A wireless power transfer system based on a modified full bridge for dynamic EV charging[C]//IEEE Southern Power Electronics Conference (SPEC), Puerto Varas, Republic of Chile,2017.
- [9] Samanta S,Rathore A K. Wireless power transfer technology using full-bridge current-fed topology for medium power applications[J]. IET Power Electronics, 2016,9(9):1903-1913.
- [10] 何继勇,周海阔,朱仁勋. 高压输电线路在线监测设备无线供电磁耦合机构优化[J/OL]. 中国电力:1-10 [2020-05-16] <http://kns.cnki.net/kcms/detail/11.3265.tm.20200515.0943.004.html>. 10.11930/j.issn.1004-9649.202002133.
HE Jiyong,ZHOU Haikuo,ZHU Renxun. Optimization of magnetic coupling mechanism for wireless power supply of high-voltage transmission line on-line monitoring equipment[J/OL]. Electric Power,1-10 [2020-05-16] <http://kns.cnki.net/kcms/detail/11.3265.tm.20200515.0943.004.html>. 10.11930/j.issn.1004-9649.202002133.
- [11] 焦宇峰,李锐杰,宋国兵. 磁耦合谐振无线传输系统传输特性的研究及优化[J]. 电力系统保护与控制,2020,

- 48(9):112-120.
- JIAO Yufeng, LI Ruijie, SONG Guobing. Research and optimization of transmission characteristics of magnetically coupled resonant wireless transmission system [J]. Power System Protection and Control, 2020, 48(9):112-120.
- [12] 黄晓生, 陈为, 陈庆彬. 用于 WPT 的双路 E 类逆变器功率合成拓扑及其电感耦合集成[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(21): 5577-5584.
- HUANG Xiaosheng, CHEN Wei, CHEN Qingbin. Topology of the power combination with dual class E inverters and magnetics integration of coupled inductors for WPT applications[J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(21): 5577-5584.
- [13] 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.
- 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.
- [14] Fu M F, Yin H, Liu M, et al. Loading and power control for a high-efficiency class E PA-driven megahertz WPT system[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(11): 6867-6876.
- [15] 喻晓炜, 胡琰锋, 高星冉, 等. 电容耦合谐振式高压无线输电系统的设计与实施[J]. 电测与仪表, 2019, 56(8): 64-72.
- YU Xiaowei, HU Yanfeng, GAO Xingran, et al. Design and implementation of capacitive power transfer system based on resonance coupling on high voltage power transmission lines[J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2019, 56(8): 64-72.
- [16] 郭上华, 张波, 黄润鸿, 等. 谐振式无线电能传输软开关高频逆变器设计[J]. 电力电子技术, 2015, 49(10): 78-79.
- GUO Shanghua, ZHANG Bo, HUANG Runhong, et al. The design of soft-switched high frequency inverter for resonant coupling wireless power transmission[J]. Power Electronics, 2015, 49(10): 78-79.

(上接第 171 页)

- [17] 熊小伏, 周永忠, 周家启. 计及负荷频率特性的低频减载方案研究[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(19): 48-51.
- XIONG Xiaofu, ZHOU Yongzhong, ZHOU Jiaqi. Study of underfrequency load shedding scheme based on load frequency characteristics [J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(19): 48-51.
- [18] 袁季修. 防御大停电的广域保护和紧急控制[M]. 北京: 中国电力出版社, 2007: 157.
- [19] 贺仁睦, 韩冬, 杨琳. 负荷模型对电网安全性的影响研究[J]. 电网技术, 2007, 31(5): 1-5.
- HE Renmu, HAN Dong, YANG Lin. Study on effect of load models on power system security[J]. Power System Technology, 2007, 31(5): 1-5.
- [20] 朱建全, 时薇薇, 易江文, 等. 基于交互多模型算法的电力负荷在线建模[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(13): 3479-3487.
- ZHU Jianquan, SHI Weiwei, YI Jiangwen, et al. Electric load online modeling based on IMM algorithm[J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(13): 3479-3487.
- [21] 薛禹胜. 运动稳定性量化理论—非自治非线性多刚体系统的稳定性分析[M]. 南京: 江苏科学技术出版社, 1999: 131.
- [22] 李昊, 王杰. 基于虚拟同步发电机技术的改进微网下垂控制[J]. 电力科学与技术学报, 2018, 33(2): 11-19.
- LI Hao, WANG Jie. Modified droop control based on virtual synchronous generator[J]. Journal of Electric Power Science and Technology, 2018, 33(2): 11-19.
- [23] 周霞. 风险量化的电网备用协调优化技术研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2017.
- [24] 边宏宇, 徐友平, 党杰, 等. 直流受端多资源电压协调控制策略研究[J]. 电网与清洁能源, 2020, 36(4): 48-54.
- BIAN Hongyu, XU Youping, DANG Jie, et al. Research on multi-resource voltage coordinated control strategy at DC receiving terminal[J]. Power System and Clean Energy, 2020, 36(4): 48-54.