

文章编号: 2095-4980(2019)05-0825-07

基于磁感应频率跟踪的逆变电源研究与设计

王雯雯, 赵芯跃, 黄卡玛, 杨 阳*

(四川大学 电子信息学院, 四川 成都 610065)

摘 要: 针对近距离高频磁感应能量传输系统中距离改变会使谐振频率发生变化, 导致效率降低的问题, 提出一种基于 74HC4046AD 锁相环的频率跟踪驱动方案, 该方案可以实现谐振频率的自动跟踪, 在 proteus 环境下对中心频率为 100 kHz 的逆变电源系统和锁相功能进行仿真。设计并制作基于频率跟踪的逆变电源样机, 通过样机对输出情况进行跟踪反馈。仿真实验结果表明, 该系统输出性能良好, 验证了频率跟踪的有效性, 实现了功率管的软开关工作模式。

关键词: 频率跟踪; 锁相; 电磁感应; 逆变; 效率

中图分类号: TN86

文献标志码: A

doi: 10.11805/TKYDA201905.0825

Design on frequency-tracking of inverter based on magnetic induction

WANG Wenwen, ZHAO Xinyue, HUANG Kama, YANG Yang*

(College of Electronics and Information Engineering, Sichuan University, Chengdu Sichuan 610065, China)

Abstract: High-frequency inverter technology is widely used in wireless energy transmission systems. The distance change in the high-frequency magnetic induction energy transmission system will lead to the change of resonance frequency and the decreasing of efficiency. A frequency tracking drive scheme based on the 74HC4046AD phase-locked loop is proposed, which can realize the automatic tracking of the resonant frequency. In the proteus environment, the inverter prototype of the inverter power supply based on frequency tracking is designed and fabricated, and the output is tracked and feedback by the prototype. The experimental results show that the output performance of the system is good, the effectiveness of frequency tracking is verified, and the soft switching mode of the power tube is realized.

Keywords: frequency tracking; phase lock; magnetic induction; inverter; effectiveness

高频逆变技术被广泛应用于加热电源、开关电源、感应耦合等诸多领域, 在近距离高频磁感应无线能量传输系统的应用中, 高频逆变器效率低, 开关器件应力大, 损耗大, 这主要是因为: a) 频率较高时, 随着传输距离改变, 耦合线圈间互感变化, 谐振频率发生变化; b) 开关管在高速开关过程中可激起电路分布电感和寄生电容振荡, 占用很宽的频带, 产生电磁干扰, 使系统固有谐振频率发生偏移; c) 谐振频率失谐造成无功功率增大, 传输效率降低。研究表明, 为实现能量的最大传输, 降低电路自激概率, 减小开关损耗, 保护电子器件, 原、副边必须满足高频谐振, 逆变器必须工作在准谐振或谐振状态以降低开关应力, 需要频率跟踪电路来实现。本文结合近距离高频磁感应能量传输系统, 从感应耦合无线电能传输的电路模型入手, 分析了系统效率与频率、传输距离之间的关系, 在此基础上提出并设计基于锁相环频率跟踪的 100 kHz 高频全桥逆变电源, 避免谐振频率失谐, 实现发射频率对谐振频率的同步跟踪。

1 感应耦合无线电能传输系统效率分析

1.1 电路模型

为研究方便, 简化逆变电源部分, 构建感应耦合无线传输系统电路模型^[1], 如图 1 所示。其中 \dot{U}_1 为高频交流电源, R_1, R_2 为线圈内阻, L_1, L_2 为线圈自感, M 为线圈互感, D 为传输距离, k 为耦合系数, r_1, r_2 为线圈半径,

收稿日期: 2019-01-30; 修回日期: 2019-02-25

基金项目: 国家自然科学基金青年基金资助项目(61501311); 自然科学基金重点资助项目(61731013)

*通信作者: 杨 阳 email:yyang@scu.edu.cn

n_1, n_2 为线圈匝数。

1.2 效率分析

由图 1，为计算方便假定次级负载为纯阻性，由基尔霍夫定理可得出如下关系，其中 Z_1, Z_2 分别为初、次级回路阻抗， \dot{I}_1, \dot{I}_2 分别为初、次级回路电流， Z'_2 为反射阻抗。

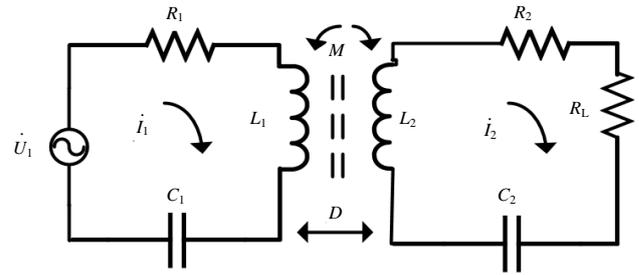


Fig.1 Mutual inductance coupling circuit model
图 1 互感耦合电路模型图

$$\begin{cases} Z_2 = j\omega L_2 + R_2 + \frac{1}{j\omega C_2} + R_L \\ Z_1 = j\omega L_1 + R_1 + \frac{1}{j\omega C_1} + Z'_2 \\ Z'_2 = \frac{(\omega M)^2}{Z_2} \end{cases} \quad (1)$$

$$\begin{cases} \dot{I}_1 = \frac{\dot{U}_1}{Z_1} = \frac{R_2 + R_L}{R_1(R_2 + R_L) + (\omega M)^2} \dot{U}_1 \\ \dot{I}_2 = \frac{j\omega M \dot{I}_1}{Z_2} = \frac{j\omega M}{R_1(R_2 + R_L) + (\omega M)^2} \dot{U}_1 \end{cases} \quad (2)$$

则效率：

$$\eta = \frac{[(\omega k \sqrt{L_1 L_2})^2 R_L]}{\left[\left[R_2 + R_L + j \left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2} \right) \right] \times \left[\left[R_1 + j \left(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1} \right) \right] \times \left[R_2 + R_L + j \left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2} \right) \right] + (\omega k \sqrt{L_1 L_2})^2 \right] \right]} \times 100\% \quad (3)$$

谐振时 $C_1 = \frac{1}{\omega^2 L_1}$, $C_2 = \frac{1}{\omega^2 L_2}$, $M \approx \frac{\pi \mu (n_1 n_2)^{1/2} (r_1 r_2)^2}{2D^3}$, $k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}}$, 则效率：

$$\eta = \frac{R_L (\omega M)^2}{(R_L + R_2) [(\omega M)^2 + R_1 (R_2 + R_L)]} \times 100\% \quad (4)$$

由式(3)，系统效率与谐振电容、线圈内阻、自感、负载电阻、频率、耦合系数、距离等因素有关，由电路耦合特性可知，当信号源 U_1 的频率与两线圈谐振频率相同时电路呈纯阻性，流过线圈的电流最大，若两者频率不一致，电抗部分使系统产生无功功率，则系统失谐，接收功率减小，效率降低。

设计线圈 $L_1 = 73.5 \mu\text{H}$, $L_2 = 76.5 \mu\text{H}$, $n_1 = n_2 = 25$, $r_1 = r_2 = 4 \text{ mm}$ ，两线圈内阻分别为 $R_1 = 0.17 \Omega$, $R_2 = 0.18 \Omega$ ，负载 $R_L = 10 \Omega$ 。为计算方便，将补偿电容固定为一常数，忽略线圈损耗、辐射损耗、温升变化等外在不利因素对线圈的影响，根据互感及效率计算式(4)，考虑谐振时距离、频率与系统效率的关系，得如图 2、3 所示曲线。

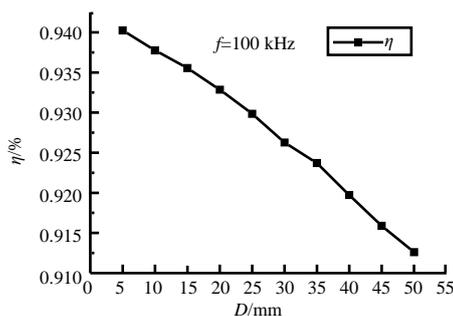


Fig.2 Effect of different distances on efficiency
图 2 不同距离对效率的影响图

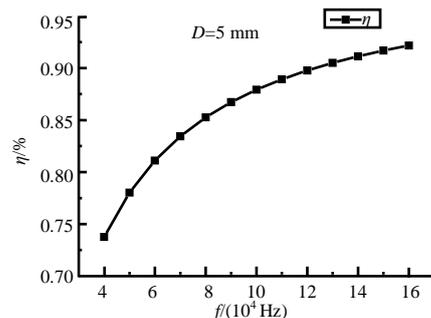


Fig.3 Effect of different frequencies on efficiency
图 3 不同频率对效率的影响图

分析得知，在线圈匝数、负载及内阻不变的情况下，系统效率与互感 M 及谐振频率有关，当谐振频率不变时，传输距离增加， M 减小，效率降低；当传输距离不变时，谐振频率增加，效率增大。

1.3 谐振频率与距离的关系

由于高频集肤效应，线圈内阻随频率增高而增大，其值可近似由式(5)求得，其中 R_i 是发射线圈和接收线圈欧姆损耗； μ_0 为真空磁导率； σ_i, n_i, r_i, a_i 分别是发射线圈或接收线圈的电导率、匝数、线圈半径、导线线径。

$$R_i = \sqrt{\frac{\omega\mu_0}{2\sigma_i}} \times \frac{n_i r_i}{a_i} = m_i \sqrt{\omega}, i=1,2 \tag{5}$$

因系统工作在高频，将式(5)代入式(4)，令传输效率对 ω 的一阶导数为零，化简可得：

$$3R_L^2 + 2R_L(m_1 + m_2)\sqrt{\omega} + m_1 m_2 \omega - \omega^2 M^2 = 0 \tag{6}$$

由于 ω 的数量级为 10^4 ，仅考虑式(6)中 ω 的 2 次项，则：

$$\omega = \frac{\sqrt{3}R_L}{M} = \frac{2\sqrt{3}R_L D^3}{\pi\mu_0 n_1 n_2 (r_1 r_2)^2} \tag{7}$$

根据式(7)分析得知，高频状态下谐振频率与负载和互感有关，当负载不变时，距离减小，互感增大，谐振频率减小。

总之，距离变化时，在频率跟踪范围内可通过频率跟踪系统自动调整功率管输出频率^[2]，使发射线圈和逆变系统始终工作在谐振频率，保证系统效率不会因为失谐而快速下降。

2 频率跟踪系统设计及仿真

整个频率跟踪系统主要由高频逆变器、LC 感应谐振耦合、频率跟踪 3 部分组成，系统电路包括逆变、电流反馈、波形变换、相位补偿、频率跟踪、死区形成等，如图 4 所示。其相位同步过程主要由锁相环控制，其中，采用 74HC4046AD 锁相环芯片输出谐振信号，并经过补偿、延迟等电路变换，输出脉宽调制(Pulse Width Modulation, PWM)信号，并利用此信号控制功率管开关，其功能框图如图 5 所示，当传输距离改变时谐振频率将发生变化，频率跟踪系统可在 40~160 kHz 范围内实现逆变电路对谐振频率的自动跟踪^[2-3]，从而减小开关管损耗，实现零电流软开关要求。

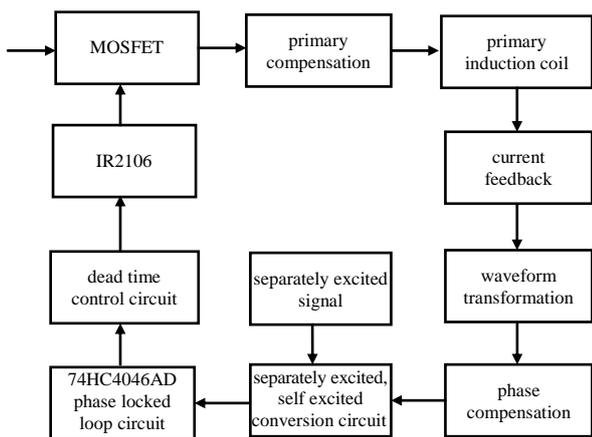


Fig.4 Inverter system control circuit
图 4 逆变系统控制电路图

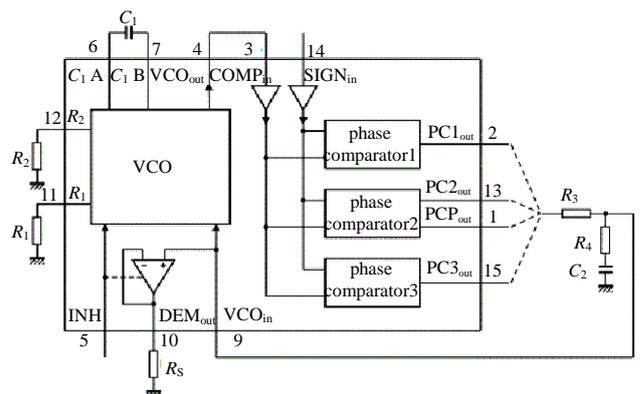


Fig.5 74HC4046AD function chart
图 5 74HC4046AD 功能图

2.1 锁相环及其外围电路

锁相环是一种以消除频率误差为目的的闭环反馈控制电路^[4-6]，通常由鉴相器(Phase Detector, PD)、低通滤波器(Low Pass Filter, LPF)和压控振荡器(Voltage Controlled Oscillator, VCO)三部分组成，锁相环的特点是实现对输入信号频率和相位的自动跟踪，是一个能够完成 2 个电信号相位同步的自动控制系统。根据感应耦合需

要, 本设计采用鉴相器 PC2, 其频域线性相位模型如图 6 所示, 其中 K_p 为鉴相器增益, $F(S)$ 为滤波器传递函数, K_v 为压控振荡器增益。

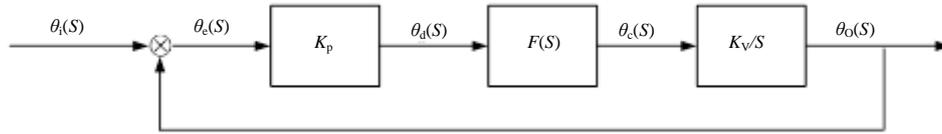


Fig.6 Frequency domain linear phase model
图 6 频域相位模型

线性化环路基本模型:

$$S\theta_e(S) + K_p K_v F(S)\theta_e(S) = S\theta_i(S) \quad (8)$$

由图 5, 74HC4046AD 通过设置外围电路 R_1, R_2 和 C_1 的值来调节压控振荡器的中心频率和振荡频率范围。 R_1, R_2 取值范围为: $3 \text{ k}\Omega < R_1, R_2 < 300 \text{ k}\Omega$; 谐振中心频率为 100 kHz ; 输出频率范围为: $40 \text{ kHz} < f < 160 \text{ kHz}$, 即 $f_{\min} = 40 \text{ kHz}$, $f_{\max} = 160 \text{ kHz}$, $f_0 = 100 \text{ kHz}$, 超过跟踪范围则整个系统失锁, 频率跟踪失败; 设定时间为 1 ms ; 外接低通滤波器由 R_3, R_4, C_2 并联组成^[7-9]。

低通滤波器传递函数:

$$F(S) = \frac{U_c}{U_d} = \frac{R_4 + \frac{1}{SC_2}}{R_3 + R_4 + \frac{1}{SC_2}} = \frac{1 + \tau_2 S}{1 + S(\tau_1 + \tau_2)} \quad (9)$$

则锁相环特征方程:

$$S^2 + \frac{1 + K_p K_v \tau_2}{\tau_1 + \tau_2} S + \frac{K_p K_v}{\tau_1 + \tau_2} = 0 \quad (10)$$

压控振荡器灵敏度(其中 r 表示弧度):

$$K_v = 2\pi \times 2f_L / U_{VCO} = \frac{2f_L \times 2\pi}{0.9 - (U_{CC} - 0.9)} = 200 \times 10^3 \text{ r} \cdot \text{s}^{-1} \cdot \text{V}^{-1} \quad (11)$$

相位比较器增益:

$$K_p = U_{CC} / 4\pi = 0.4 \text{ V/r} \quad (12)$$

由自然振荡频率 ω_n 、阻尼系数 ζ 定义可得:

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K_p K_v}{\tau_1 + \tau_2}}; \quad \zeta = \frac{1}{2\omega_n} \frac{1 + K_p K_v \tau_2}{\tau_1 + \tau_2} \quad (13)$$

式中: $\tau_1 = R_3 C_2$; $\tau_2 = R_4 C_2$; $\zeta = 0.4$; 过渡时间 $t = 1 \text{ ms}$; $\omega = 2/t = 5 \times 10^3 \text{ r/s}$ 。由式(9)~式(13)可计算得出 $C_2 = 470 \text{ nF}$, $R_3 = 6.5 \text{ k}\Omega$, $R_4 = 356 \Omega$ 。

由频率范围:

$$\begin{cases} f_{\min} = \frac{1}{R_2(C_1 + 32 \text{ pF})} = 40 \text{ kHz} \\ f_{\max} = \frac{1}{R_1(C_1 + 32 \text{ pF})} + f_{\min} = 160 \text{ kHz} \end{cases} \quad (14)$$

可求解得出:

$$\begin{cases} R_2 = 3R_1 \\ R_2(C_1 + 32 \text{ pF}) = 2.5 \times 10^{-5} \end{cases} \quad (15)$$

查找资料, 当 $U_{CC} = 5 \text{ V}$ 时, $R_1 = 50 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 150 \text{ k}\Omega$, $C_1 = 135 \text{ pF}$ 。

2.2 频率跟踪电路设计及仿真

锁相环频率跟踪工作过程是: 系统启动初期, 由于负载电流尚未建立, 锁相环电路的输入端无信号输入, 压控振荡器始终工作在自振荡频率, 此时锁相环、逆变电路无法正常工作, 需要外部电路激励使其快速起动, 可通过他激、自激转换电路来实现, 此时控制信号由微控制单元(Microcontroller Unit, MCU)产生 100 kHz 的 PWM 信号, 逆变电路工作在他激工作状态, 经过几个周期, 负载电流逐渐增大, 当反馈信号达到一定幅值时,

由电子开关 74HC4066 切换到自激电路。这时电路的输出电流先经过电流反馈电路采样，而后通过波形变换电路将正弦波信号经过过零比较器变换成同频同相的方波信号再接入鉴相器，锁相环开始跟踪输入信号，直到与输出信号的频率和相位相同，电路锁定。如图 7，仿真结果可以清楚地反映入锁过程及频率跟踪过程^[10-11]。锁定后波形如图 8 所示，正弦波为压控振荡器输出电流的波形，方波为输入电压的波形，输出电压与输入电流同向。

2.3 逆变主电路设计及仿真

逆变器是一种把直流电转换成交流电的电路结构^[12-13]，全桥逆变电源可以通过较低耐压的开关器件得到较高的功率输出，因此在大功率场合得到广泛应用。全桥逆变器由 4 个驱动管分别构成两对桥臂，对角线驱动管轮流工作于正弦波的各个波段，将直流电逆变成高频的交流电提供给初级线圈，其中 $T_1 \sim T_4$ 为开关管， $D_1 \sim D_4$ 为开关管的寄生电容， C_1, C_2 分别为初、次级补偿电容，如图 9 所示。交变的电场产生交变的磁场，并以电磁感应的形式将能量传递给次级线圈，从而实现有无线能量的传输。仿真情况下引入直流电压源模拟整流滤波后信号，锁相环输出的一路信号经死区形成电路后输出两路间隔为 $1.5 \mu\text{s}$ 的 PWM 信号，该两路信号经过逆变驱动芯片 IR2106 输出后驱动 4 路 MOSFET 功率管。根据需要，设定输出额定功率： $P=500 \text{ W}$ ；逆变工作频率： $f=100 \text{ kHz}$ ；输入电源： $U=220 \text{ V}$ ；负载等效电感： $L=109 \mu\text{H}$ ；负载等效电阻： $R_L=30 \Omega$ 。

2.3.1 谐振电容 C 的选择

由于 $f=100 \text{ kHz}$ ， $L=109 \mu\text{H}$ ，则谐振电容：

$$C = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = 22 \text{ pF} \tag{16}$$

谐振电路品质因数：

$$Q = \frac{\omega L}{R} = \frac{2\pi \times 100 \times 10^3 \times 109 \times 10^{-6}}{30} = 2.28 \tag{17}$$

则串联谐振电容耐压值：

$$U_0 = Q \frac{4U_d}{\pi} = 2.28 \times \frac{4 \times 220 \times \sqrt{2}}{\pi} = 903 \text{ V} \tag{18}$$

可选取电容 22 pF，谐振电容耐压 1 200 V 的 CPB 电容。

2.3.2 MOSFET 的选择

$$I_V = 2 \times \frac{I_d}{2} = 2 \times \frac{U_d}{2R} \approx 10.4 \text{ A} \tag{19}$$

$$U_V = (2 \sim 3)U_d = (2 \sim 3) \times 220 \times \sqrt{2} = 622 \sim 933 \text{ V} \tag{20}$$

查阅资料选择 FQP10N60C 型 20 A/1 200 V 功率器件，该器件为大功率、高电压、低损耗功率管，满足设计需要。

2.3.3 逆变电路功能实现及仿真

基于以上逆变电路参数计算^[14-15]，在仿真软件中构建了主电路的仿真模型并观察逆变器输出波形。本次设计以逆变驱动芯片 IR2106 输出两路信号构成 MOSFET 全桥驱动信号。如图 10 所示，通过仿真可知，串联谐振逆变器输出的电压信号为方波，输入电流信号为正弦波，由于电流谐振，MOSFET 开关管在导通和关断的瞬间电流值几乎为零，基本实现了零电流开通和关断，有效减小了开关损耗，这是软开关技术的典型应用。

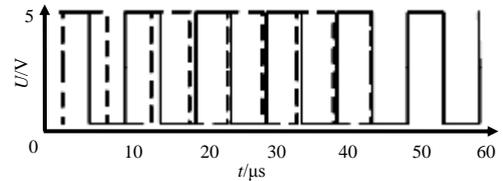


Fig.7 Lock process of phase-locked loop
图 7 锁相环入锁过程图

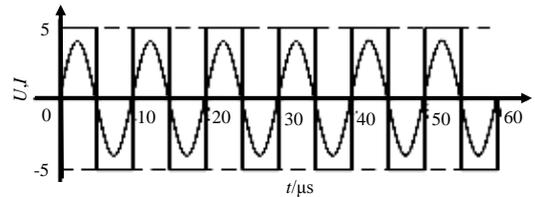


Fig.8 Output voltage and input current waveforms
图 8 输出电压与输入电流波形图

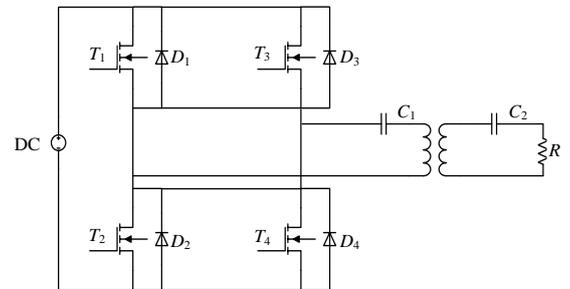


Fig.9 Inverter circuit
图 9 逆变主电路图

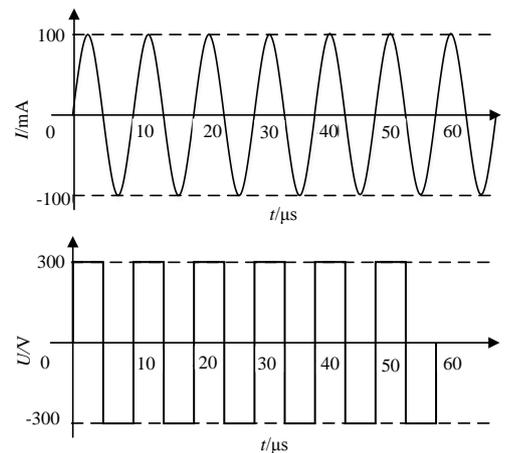


Fig.10 Simulation waveforms of inverter circuit
图 10 逆变电路输入输出波形图

3 实验结果

基于对频率跟踪系统锁相环和逆变电路的设计,搭建相应的硬件平台,如图 11 所示,串联大电阻降低系统电压、电流以满足示波器度量要求,接入 LC 谐振感应线圈,构建整个频率跟踪系统,如图 12 所示。

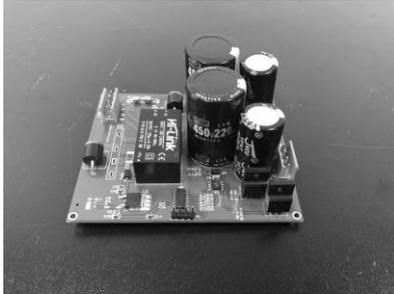


Fig.11 Physical diagram of inverter power supply
图 11 逆变电源实物图

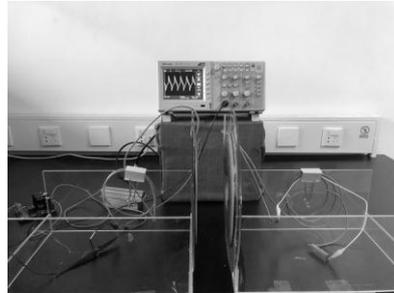


Fig.12 Measured diagram of inverter power supply
图 12 逆变电源实测图

通过示波器对逆变输出结果进行验证,如图 12 所示,整个电源系统工作正常。由于示波器输出为电压信号,本实验在纯阻性负载的情况下,锁相环输入电流相位用电压相位来表示,如图 13、14 所示,测量输出电压与输入电压基本同向,系统工作在谐振状态,但输出电压波形出现尖峰。分析原因主要有三,一是互感耦合线圈漏感,当 MOS 全桥两桥臂之一关断二极管导通续流时,感性器件工作磁路发生突变,导致漏感在导通期间储存的能量快速释放从而形成电压尖峰;二是布线不合理,造成电路分布电感增加;三是频率跟踪效果不理想。可通过 RC 吸收回路、合理布线以及优化频率跟踪方案加以改善^[16]。

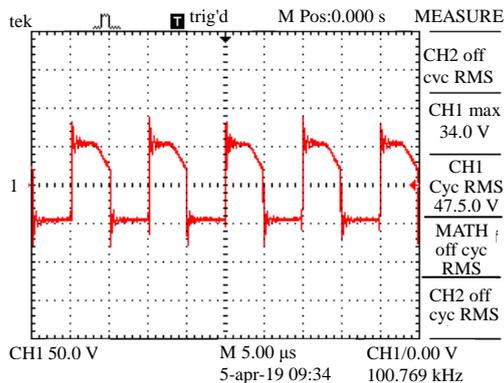


Fig.13 Output voltage diagram of frequency tracking system
图 13 频率跟踪系统输出电压图

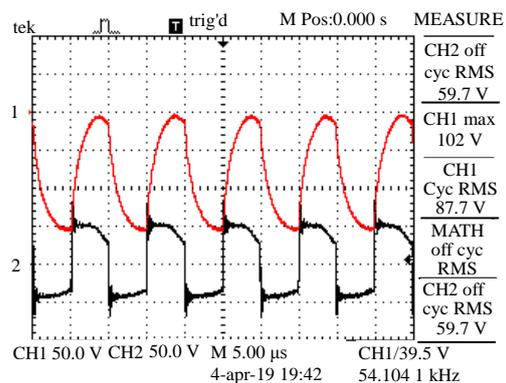


Fig.14 Input and output voltage diagrams of frequency tracking system
图 14 频率跟踪系统输入输出电压图

4 结论

本文针对近距离感应耦合电能传输系统设计了一种基于锁相环频率跟踪的高频逆变电源,实验样机以感应式无线能量传输系统作为负载,通过对锁相环电路、逆变主电路的仿真、实测,该逆变电源工作正常,该设计有效降低了开关管损耗,提高了系统使用的安全性和可靠性。本文设计的电路具有抗干扰性强、工作频率高、系统稳定等优点,具有良好的应用前景。

参考文献:

- [1] 唐治德,徐阳阳,赵茂,等. 耦合谐振式无线电能传输的传输效率最佳频率[J]. 电机与控制学报, 2015,19(3):8-13. (TANG Zhide,XU Yangyang,ZHAO Mao,et al. Transfer efficiency maximum frequency of wireless power transfer via magnetic resonance coupling[J]. Journal of Electric Machines and Control, 2015,19(3):8-13.)
- [2] 姜翔文,马俊清,徐秀平. 基于 74HC4046AD 的感应加热电源设计[J]. 通信电源技术, 2012,29(3):28-30. (JIANG Xiangwen,MA Junqing,XU Xiuping. Design of induction heating power supply based on 74HC4046AD[J]. Telecom Power Technologies, 2012,29(3):28-30.)

- [3] BOYS J T, COVIC G A, GREEN A W. Stability and control of inductively coupled power transfer systems[J]. IEEE Proceedings: Electric Power Applications, 2000, 147(1):37-43.
- [4] 郁琰. 基于串联谐振式逆变器的频率跟踪控制系统的研究[J]. 通信电源技术, 2012, 29(6):23-25. (YU Yan. Research on frequency tracking control of the series resonant inverter[J]. Telecom Power Technologies, 2012, 29(6):23-25.)
- [5] IBARRA L, HILTON B, NAWAL M, et al. Smart shelter: a sustainable power system design using energy harvesting techniques[C]// Midwest Symposium on Circuits and Systems. College Station, TX, USA: IEEE, 2014:467-470.
- [6] YAN B, SHEN L, JIUCHUN J. Research and improvement of a zero-voltage zero-current switching full-bridge converter[C]// Power Electronics Specialists Conference. Rhodes, Greece: IEEE, 2008: 825-829.
- [7] GAO Y, GINART A, FARLEY K B. Uniform-gain frequency tracking of wireless EV charging for improving alignment flexibility[C]// IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition. State of California: IEEE, 2016:1737-1740.
- [8] BOYS J T, COVIC G A, ELLIOTT G A J. Pick-up transformer for ICPT applications[J]. Electronics Letters, 2002, 38(21):1276-1278.
- [9] 黄玉水, 吕宏, 王立乔, 等. 臭氧发生器电源中的闭环频率自动跟踪[J]. 高电压技术, 2002, 28(2):43-44. (HUANG Yu shui, LYU Hong, WANG Liqiao, et al. Realization of closed loop frequency automatic trace on the phase-shifted control and its application on the power supply of the ozonizer[J]. High Voltage Technology, 2002, 28(2):43-44.)
- [10] JANG Y. A contactless electrical energy transmission system for portable-telephone battery chargers[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2003, 50(3):520-527.
- [11] 傅文珍, 张波, 丘东元. 频率跟踪式谐振耦合电能无线传输系统研究[J]. 变频器世界, 2009(8):41-46, 103. (FU Wenzhen, ZHANG Bo, QIU Dongyuan. Study on frequency-tracking wireless power transfer system by resonant coupling[J]. Frequency Converter World, 2009(8):41-46, 103.)
- [12] 郭红. 锁相环频率跟踪技术在高频逆变电源中的应用[D]. 无锡: 江南大学, 2008. (GUO Hong. The application of frequency-tracing technology based on PLL for HF-inverter power supply[D]. Wuxi, China: Jiangnan University, 2008.)
- [13] DAI M, DAI N. Logic circuit function realization by one transistor[J]. Nano Letters, 2012, 12(11):5954-5956.
- [14] LEYH G E, KENNAN M D. Efficient wireless transmission of power using resonators with coupled electric fields[C]// Power Symposium. Calgary, AB, Canada: IEEE, 2008:1-4.
- [15] XIA Chenyang, SUN Yue, SU Yugang, et al. Analysis and optimization on power transfer capability of contactless power transfer systems with multi-load[C]// Proceedings of the 8th World Congress on Intelligent Control and Automation. Shandong, China: IEEE, 2010:3136-3141.
- [16] SHIN J, SHIN S, KIM Y. Design and implementation of shaped magnetic-resonance-based wireless power transfer system for roadway-powered moving electric vehicles[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(3):1179-1192.

作者简介:



王雯雯(1982-), 女, 成都市人, 在读硕士研究生, 主要研究方向为无线能量传输. email:125694787@qq.com.

赵芯跃(1993-), 女, 四川省达州市人, 在读硕士研究生, 主要研究方向为携能通信.

黄卡玛(1964-), 男, 重庆市人, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为微波能基础理论与创新应用.

杨阳(1983-), 男, 重庆市人, 副教授, 主要研究方向为微波测量、微波化学以及微波功率合成.