

LCC 谐振式高升压比超声波换能器驱动

吴轲, 黄晓生, 林咏澍

(福建工程学院 电子电气与物理学院, 福建 福州 350118)

摘要: 针对传统换能器驱动电路带换能器负载和不带负载时压差过大的问题, 提出了一种新的换能器驱动电源。在分析和推导补偿拓扑的基础上, 使用 LCC 补偿网络的输出与负载无关特性和后级电路谐振匹配网络设计使带空载时阻抗角接近 0° , 实现高升压比和低压差。通过对一款 40 kHz 的换能器进行仿真和实验验证了方案的可行性, 在高升压比的情况下, 使换能器的压差降低至 90 V, 达到了减少压差的效果。

关键词: 超声波电源; LCC 补偿网络; 低压差; 高升压比

中图分类号: TB552

文献标志码: A

文章编号: 1672-4348(2023)01-0084-06

Drive of LCC resonant ultrasonic transducer with high boost ratio

WU Ke, HUANG Xiaosheng, LIN Yongshu

(School of Electronic, Electrical Engineering and Physics, Fujian University of Technology, Fuzhou 350118, China)

Abstract: In order to solve the problem of excessive pressure difference between traditional transducer drive circuit with and without transducer load, a new transducer drive power supply was proposed. Based on the analysis and derivation of the compensation topology, the output of the LCC compensation network independent of the load and the resonant matching network of the later stage circuit was designed to make the impedance angle close to 0° with no load to achieve high boost ratio and low dropout. The feasibility of the scheme was verified by simulation and experiment on a 40 kHz transducer. In the case of high boost ratio, the pressure difference of the transducer is reduced to 90 V, which achieves the effect of reducing the pressure difference.

Keywords: ultrasonic power supply; LCC compensation network; low pressure difference; high boost ratio

超声波的非电离特性使其可以安全地用于人体, 从而可以应用于传统的压电式换能器, 基于超声波的传感技术因此也应用广泛^[1]。驱动电路是超声波测量系统的基础, 当驱动电路的工作频率和换能器工作频率一致时, 会与换能器产生共振, 从而发出高频的超声波, 以达到实际测量的目的^[2]。为了将超声波换能器更加有效地应用于精密工程领域, 学术界针对超声波驱动电源性能的提高展开了诸多研究^[3]。

文献[4]使用一级电压放大电路和一级功率放大电路组成了换能器驱动电路, 通过调谐匹配

使换能器等效阻抗近视为电阻, 对变压器参数进行设计, 使功率放大电路的效率最高。文献[5]采用电流反馈型运算放大器进行电压放大, 使用多级三极管组成互补推挽电路进行电流放大并且分散功耗, 保证系统的稳定性。文献[6]使用 STM32 作为主控芯片, 使用 4 个 IGBT 组成全桥逆变电路进行驱动, 由于芯片不能直接驱动 IGBT 开通和关断, 又设计了自举电路使全桥电路正常运行。文献[7]使用了 E 类逆变器进行驱动, 并在调节谐振电路参数值后, 实现了功率 MOSFET 在零电压下导通; 功率 MOSFET 的电流和电压波

收稿日期: 2022-10-16

基金项目: 福建省自然科学基金项目(2022J01949); 福州市科技计划项目(2021-P-051)

第一作者简介: 吴轲(1999—), 男, 福建龙岩人, 硕士研究生, 研究方向: 超声波换能器高频高压驱动。

通信作者: 黄晓生(1986—), 男, 福建南安人, 副教授, 博士, 研究方向: 无线电能传输技术、电力电子高频电磁技术等。

形在切换时间间隔内不重叠,开关损耗几乎为零,效率较高。文献[8]~[10]使用的是三极管放大电路,文献[1]使用 MOS 管放大电路,主要是利用开关管的开关作用将方波信号进行放大,并由变压器和简单的补偿电路构成了驱动电源。

上述研究提到的拓扑各有优劣,但没考虑到带空载压差对驱动电源的影响,大多拓扑输出电压不高,升压比很低。本研究使用 LCC 补偿拓扑,在变压器后级进行谐振阻抗匹配,以实现高升压比,并解决因原边电流瞬时功率变化大而引起的带载和空载功率差距大的问题,使驱动器在带载和空载时压差较小。

1 驱动电源拓扑分析

1.1 超声波换能器驱动拓扑

图 1 为提出的超声波换能器驱动拓扑。 $Q_1 \sim Q_4$ 是全桥逆变电路的 4 个功率 MOSFET, L_1 和 L_2 分别是变压器的原边线圈和副边线圈, L_P 、 C_P 和 C_1 是原边线圈的补偿电感和补偿电容, M 是变压器的互感, R_L 和 C_L 为换能器串联等效阻抗, R_{comp} 和 C_{comp} 为检测支路阻抗。

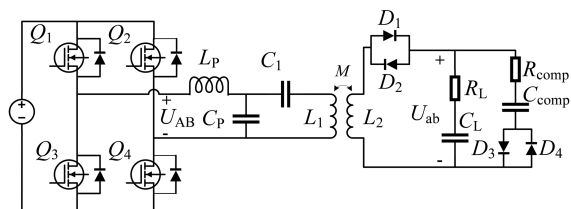


图 1 超声波换能器驱动拓扑

Fig.1 Ultrasonic transducer driven topology

图 1 中,二极管 $D_1 \sim D_4$ 用于回波检测,该超声波换能器为收发一体换能器。当换能器处于发射状态时电压较大,故可将正反并联的二极管当做短路;当换能器处于接收状态时,二极管 D_1 、 D_2 导通,回波电压可由检测支路上的 D_3 、 D_4 进行较好的检测。

将全桥逆变电路的输出等效为 U_{AB} ,其简化等效电路如图 2 所示。该阻抗匹配网络有 3 个谐振环路,LCC 补偿拓扑的两个谐振腔使得变压器的原边电流接近恒定,解决了使用传统拓扑时变压器原边电流瞬时功率变化大而导致压差过大的问题。后级的谐振腔使得阻抗角几乎为 0° ,依赖于 LCC 补偿拓扑良好的恒压输出特性,使得高升压比和空载低压差得以实现。换能器处的谐振

匹配网络原理如图 3 所示。

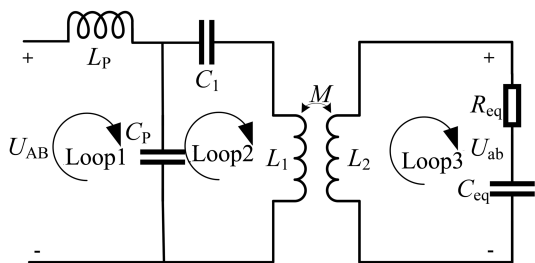


图 2 简化拓扑

Fig.2 Simplified the topology

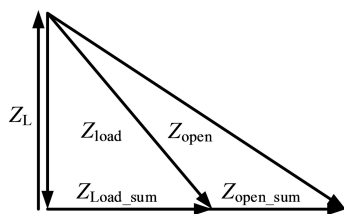


图 3 谐振匹配网络

Fig.3 Resonant matching network

如图 3 所示, Z_L 为固定的变压器副边感值,使得 Z_L 满足空载与带载时后级相位角均接近 0° ,从而降低阻抗相角变化对前端逆变输出的影响。 Z_{open} 为空载时电阻 R_{comp} 和电容 C_{comp} 的总阻抗, Z_{open_sum} 为 Z_{open} 与变压器副边 Z_L 的总阻抗。 Z_{load} 为带载时换能器等效 R_L 与 C_L 以及电阻 R_{comp} 和电容 C_{comp} 的总阻抗, Z_{Lload_sum} 为 Z_{load} 与变压器副边 Z_L 连接在一起的总阻抗。根据图 3 可知空载与带载电压满足:

$$\frac{V_{load}}{V_{open}} = \frac{Z_{load}}{Z_{load_sum}} \cdot \frac{Z_{open_sum}}{Z_{open}} > 1 \quad (1)$$

由式(1)可知,换能器谐振匹配网络的设计在理论上可使得空载电压低于带载电压,但在实际电路中,由于带载和空载功率差距大,变压器原边侧电流在带载时电流会降低,导致空载电压大于带载电压。利用 LCC-S 补偿网络的恒压恒流输出特性,可进一步降低空载与带载之间的压差,并通过降低元件 ESR 实现带载电压与空载电压相近。

1.2 LCC-S 补偿网络

补偿网络的设计有 3 个需求:拓扑结构尽量简单,使用的元器件尽可能少;接收侧反射阻抗经过变压器和补偿网络后,不改变阻抗的相位;补偿网络的参数不受负载的影响,即具有负载不相关性。

对称 T 型和 π 型补偿网络可以从输入电压/电流源获得与负载无关的输出电流/电压^[11], 其输入阻抗角为 0° , 非常适用于能量传输系统, 且在此基础上可以衍生出各种补偿拓扑。

LCC-S 拓扑具有许多优点: 接近零的无功功率增加了效率^[12]; 输出电压与输入电压的比值可以通过改变补偿电感的值来调节, 并且与负载无关; 与传统 S 型补偿相比, 主侧 T 型网络灵敏度较低, 降低了设计难度^[13~14]。

LCC-S 补偿网络有 3 个谐振回路, 如图 2 所示, 副边阻抗 Z_2 为:

$$Z_2 = j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_{eq}} + R_{eq} \quad (2)$$

其中, C_{eq} 和 R_{eq} 为换能器等效 R_L 与 C_L 以及电阻 R_{comp} 和电容 C_{comp} 并联后的等效值。

补偿网络的负载经过耦合线圈后, 反射到原边的阻抗 Z_{2eq} 为:

$$Z_{2eq} = \frac{\omega^2 M^2}{Z_2} = C_{eq} M^2 \omega^3 \cdot \frac{1}{j(C_{eq} L_2 \omega^2 - 1) + C_{eq} R_{eq} \omega} \quad (3)$$

则 LCC-S 补偿网络的输入阻抗 Z_{in} 如式(4)所示, 每个谐振回路都工作相同的谐振频率下, 谐振频率等于该驱动电源的工作频率, 此时的效率最高, 即可得到 LC 之间的关系式如式(5)。

$$Z_{in} = j\omega L_p + \frac{1}{j\omega C_p} // \left(\frac{1}{j\omega C_1} + j\omega L_1 + Z_{2eq} \right) \quad (4)$$

$$\frac{1}{\omega^2} = L_p C_p = L_1 C_1' = L_2 C_{eq} \quad (5)$$

其中, $C_1' = \frac{C_p C_1}{C_p + C_1}$, 化简后 LCC-S 补偿的输入阻抗为:

$$Z_{in} = \frac{L_p^2}{M^2} R_{eq} \quad (6)$$

由式(6)可得, 当 3 个谐振回路的谐振频率相等时, LCC-S 补偿网络不会改变等效负荷的相位, 只改变其幅值, 且其改变幅值的比例由补偿电感和耦合系数决定^[15]。

原边线圈经过 LCC 补偿后, 根据诺顿等效, 流过原边线圈的电流 i_{in} 的幅值为:

$$I_{in} = \frac{U_{AB}}{jML_p} \quad (7)$$

LCC-S 补偿网络的电压增益 G 为:

$$G = \frac{U_{ab}}{U_{AB}} = j\omega M I_{in} = \frac{M}{L_p} \quad (8)$$

从式(6)可得, 该电路的输入阻抗是阻性的, 因此输入无功功率为零。从式(8)可得, 补偿网络的电压增益只与耦合系数和补偿电感 L_p 有关。

本研究使用 LCC-S 补偿电路对超声波换能器驱动电源进行补偿, 主要有以下优点:

第一, 对换能器进行调谐匹配, 超声波换能器工作在串联谐振频率时, 等效为静态电容与动态电阻并联, 经过调谐后的等效电路对外呈现纯阻性特征。

第二, 使驱动电源实现变压器的原边恒流和副边恒压。驱动电源在接入换能器后功率变大, 驱动电源原边电流会降低, 从而产生压差, 而原边恒流特性将使驱动电源在带载和空载时的压差变小。

1.3 高频变压器设计

匹配网络及其高频变压器的设计是为了提供滤波与阻抗匹配, 调节电压/电流增益。高频变压器的设计取决于所采用的谐振网络、激励类型。谐振匹配形式决定了电压/电流增益特征。理论上, 补偿电感 L_p 的值越低, 变压器原边电流越大, 输出电压也越大。实际的输出电压增益还会受 L_p 的 Q 值及 MOSFET 的导通电阻影响。

超声波电源属于高频开关电源, 其输出频率会在主频范围来回波动, 因此在波动范围内需要尽可能减少磁芯材料的损耗, 包括磁滞损耗、涡流损耗等。在设计磁芯时, 应该选择高耐温性、高磁导率的磁芯材料。高频变压器的磁芯材料选择软磁铁氧体, 其生产方法为粉末冶金法。该材料的磁导率相比于坡莫合金的磁导率较低, 但是其电阻率较高, 在高频应用的场合中, 可以实现非常小的磁芯损耗, 同时该材料由于未使用镍等稀缺金属也可以实现良好的磁导率, 且粉末冶金技术相对成熟, 因此软磁铁氧体具有较低的成本。经过对磁芯损耗及成本方面的对比, 本次设计选择 EE 型结构的软磁铁氧体磁芯, 具有结构简易、热稳定性好、成本低等特点。

变压器工作在谐振模式即非安匝平衡模式, 需要开气隙进行储能。在初步设计时, 变压器磁芯的磁通密度峰值可通过原副边电流峰值、磁芯 A_e 、匝数进行估算, 并根据实测电流波形对匝比、气隙、磁芯型号进行调整。变压器设计为防止磁

芯饱和,根据工作频率选择 PC40 磁芯材料。由于换能器是间歇工作,周期性发射超声波,对于损耗密度不敏感,因此磁通密度幅值 B_m 可放宽至 250 mT 左右。

使用 AP 法进行磁芯选择公式如式(9)所示:

$$AP = \frac{P}{K_f \cdot f \cdot K_u J_{rms} B_{ac}} \quad (9)$$

换能器工作在 1.2 kV 时功率约为 150 W,正弦激励时波形系数 K_f 取 1.111,面积利用系数由于使用漆包线绕制, K_u 取 0.3, B_{ac} 可取 0.25 T, J_{rms} 可取 200~400 A/cm²。根据超声波电源工作频率和 AP 法公式的计算结果,可以初步选取磁芯型号 PC40,考虑留有一定裕量,选取 EE25 的铁氧体磁芯。

2 仿真分析

在仿真实验中,直流侧母线电压设置为 24 V,工作频率设置为 40 kHz,超声波换能器的串联阻抗可近似等效为 6.681 nF 的电容和 820 Ω 的电阻串接在一起。进行参数扫描仿真,根据仿真结果验证不同参数对结果的影响进行迭代优化,找到最优参数配置。

改变变压器耦合系数对换能器电压峰峰值的影响如图 4 所示。由式(8)可知,LCC 补偿拓扑的电压增益与耦合系数成正比,而仿真结果也证实了,随着耦合系数的增大,输出电压峰值增大,但压差也随之增大。在实际绕制中,改变耦合系数通常的方法为增加原副边线圈绝缘层的厚度,考虑到面积利用系数,磁芯窗口面积以及换能器工作电压的限制,故在实验中选择耦合系数 k 为 0.95、0.99 进行测试。

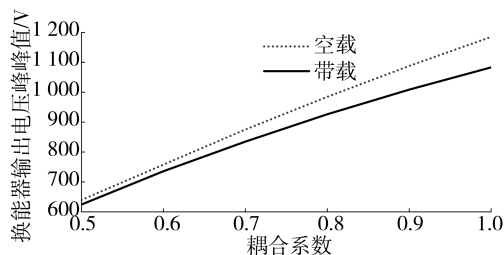


图 4 改变耦合系数对输出电压峰峰值的影响

Fig.4 Effect of changing the coupling coefficient on the peak and peak value of output voltage

改变补偿电感参数对换能器电压峰峰值的影响如图 5 所示。从图 5 和式(8)可知,电压增益

主要由补偿电感和变压器耦合系数决定,电压增益与补偿电感成反比,与耦合系数成正比,通过将感值选取到最优值进而调整输出电压及压差。补偿电感选取 2、11 μ H 进行对比实验。

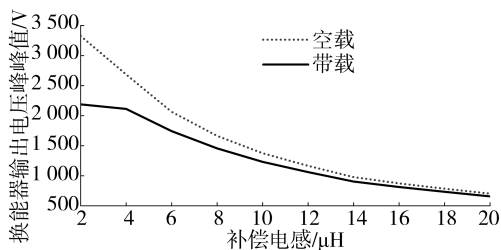


图 5 改变补偿电感对输出电压峰峰值的影响

Fig.5 Effect of changing compensation inductance on peak and peak value of output voltage

改变变压器原边线圈和补偿电感的 ESR 对输出电压的影响如图 6 所示。由图 6 可知,当电阻降低时,其输出电压幅值增大,输出电压受原边电流的影响较大,可采用较粗线径或多股导线绕制以降低内阻,在很大程度上提高电路的电压增益。

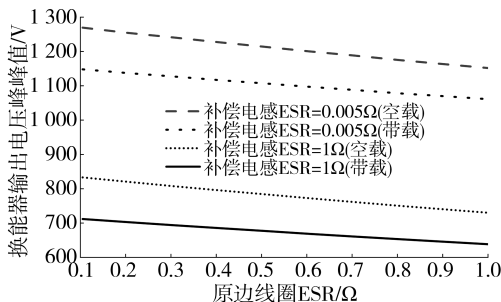


图 6 改变线圈 ESR 对输出电压峰峰值的影响

Fig.6 Effect of changing coil ESR on output voltage peak

在 $k=0.95$, $L_p=11 \mu$ H, $L_1=47 \mu$ H, $L_2=1.183$ mH, $R_{comp}=2 \text{ k}\Omega$, $C_{comp}=14.7 \text{ nF}$ 时得出的仿真输出波形如图 7 所示。

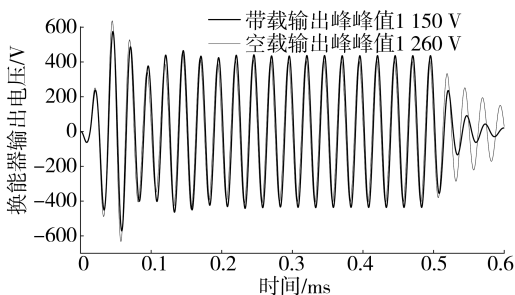


图 7 仿真输出波形

Fig.7 Simulation output waveform

3 实验验证

根据以上两章分析及仿真,绘制了硬件版图,加工出印刷电路板,进行焊接,绕制补偿电感和变压器,调试整个超声波驱动电路板。实验装置包括提供直流侧母线电压的直流源,全桥逆变电路的触发源由波形发生器提供,超声波换能器驱动电压波形由示波器测得。超声波换能器驱动电源 PCB 板主要由全桥逆变电路,补偿电感 L_p , 补偿电容 C_p , 补偿电容 C_1 , 高频变压器组成。

表 1 变压器参数表
Tab.1 Transformer parameter table

骨架	初级电感/ μH	初级电阻/ $\text{m}\Omega$	初级线径/匝数	次级电感/ mH	次级电阻/ Ω	次级线径/匝数	耦合系数
EE-20	47	225.4	0.5 mm/40	1.18	6.5	0.3 mm/190	0.952
EE-25	40	200.0	0.4 mm/25	1.21	2.0	0.25 mm/140	0.993

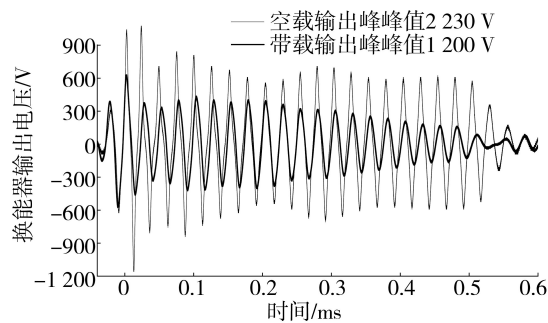


图 8 补偿电感为 $2\ \mu\text{H}$, 耦合系数 k 为 0.993 时实测波形
Fig.8 Measured waveform when the compensation inductor is $2\ \mu\text{H}$ and the coupling coefficient is 0.993

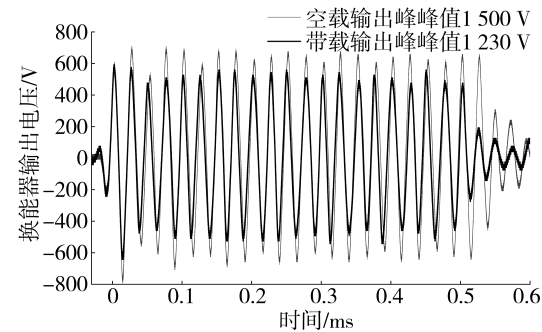


图 9 补偿电感为 $11\ \mu\text{H}$, 耦合系数 k 为 0.993 时实测波形
Fig.9 Measured waveform when the compensation inductor is $11\ \mu\text{H}$ and the coupling coefficient is 0.993

使用 EE-20 骨架重新绕制变压器对图 4 及 1.2 节分析耦合系数对电路的影响进行验证, 变压器参数见表 1, 此时电路中其他参数为 $L_p =$

使用 EE-25 变压器对图 5 及 1.2 节分析补偿电感对电路的影响进行验证, 变压器参数如表 1 所示。根据图 6, 使用 Litz 线进行绕制以减小补偿电感的 ESR, 绕制 $2\ \mu\text{H}$ 和 $11\ \mu\text{H}$ 两个补偿电感进行实验, 测得的电压波形分别如图 8、图 9 所示。补偿电感为 $2\ \mu\text{H}$ 时, 压差高达 $1\ \text{kV}$, 而补偿电感为 $11\ \mu\text{H}$ 时, 压差降至 $270\ \text{V}$, 正弦度也有所提升, 验证了仿真中对于补偿电感改变的趋势, 故选择 $11\ \mu\text{H}$ 作为驱动电源的补偿电感。

$11\ \mu\text{H}$, $R_p = 40\ \text{m}\Omega$, $R_{\text{comp}} = 2.0\ \text{k}\Omega$, $C_{\text{comp}} = 14.7\ \text{nF}$, 由于带载与空载时副边电感 L_2 都能与后级电路实现近似零相位, 而 LCC-S 良好的恒压输出特性可降低带载与空载之间的压差, 仿真和实验可验证得出该方案的可行性。在耦合系数降低时, 其输出正弦度会更优, 但在实际绕制变压器匝数变多, ESR 增大等问题, 从而导致其输出电压降低。最终的输出波形如图 10 所示, 实现带载 $1.2\ \text{kV}$ 工作和带空载压差 $90\ \text{V}$ 。

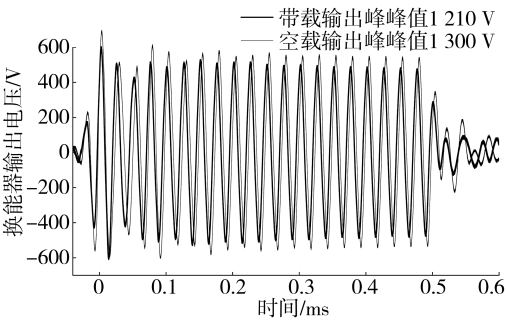


图 10 补偿电感为 $11\ \mu\text{H}$, 耦合系数 k 为 0.952 时实测波形
Fig.10 Measured waveform when the compensation inductor is $11\ \mu\text{H}$ and the coupling coefficient is 0.952

4 结论

本研究在考虑换能器工作在特殊工况下, 对驱动器进行保护以及防止电磁干扰, 解决驱动电源在空载时电压过高损坏元件的问题, 提出了基于 LCC 补偿网络和谐振阻抗匹配的超声波换能

器驱动拓扑,经过分析验证,得出以下结论:

1)通过仿真分析验证了 LCC 拓扑良好的恒压输出特性和原边电流恒定的特性,解决了带空载时原边电流变化大导致的压差问题,并通过谐

振阻抗匹配,使得带空载时阻抗角都接近 0° 。

2)实际测试证明该换能器驱动电源可以在 24 V 直流输入下实现带载 1.2 kV 和带空载压差控制在 90 V,实现了高升压比和空载低压差。

参考文献:

[1] 闵锐. 超声波测距系统数字信号处理设计[D]. 合肥:合肥工业大学,2017.

[2] 涂晓凯,吴彦,李国锋,等. 一种高频超声波换能器驱动电路的设计[J]. 电子测量技术,2009,32(4):23-25.

[3] 秦佳才,韩翔,肖光宗,等. 超声波换能器驱动电源的研究综述[J]. 电子设计工程,2020,28(9):135-139.

[4] 向风云. 超声波换能器可调驱动电源的研究[D]. 重庆:重庆理工大学,2012.

[5] 范思航. 超声波换能器驱动及前端接收电路研究[D]. 西安:西安石油大学,2014.

[6] 陈张平. 超声波换能器特性分析及其电源设计[D]. 杭州:杭州电子科技大学,2013.

[7] YUAN T,DONG X X,SHEKHANI H,et al. Driving an inductive piezoelectric transducer with class E inverter[J]. Sensors and Actuators A:Physical,2017,261:219-227.

[8] 汪群. 超声波测距系统硬件电路的研究与设计[D]. 合肥:合肥工业大学,2017.

[9] 高龙. 高精度超声波单探头测距与多探头定位技术的研究[D]. 沈阳:东北大学,2015.

[10] 翟宇鹏,张志杰,张浩. 基于小波变换的高精度测距系统设计与 DSP 实现[J]. 包装工程,2019,40(7):148-155.

[11] 马姝亭. 基于 LCC-S 型磁耦合谐振式 DWPT 系统控制策略研究[D]. 天津:天津工业大学,2021.

[12] 郑宏展. 基于 LCC 谐振的级联型高压直流电源设计与实现[D]. 广州:广东工业大学,2021.

[13] YAN Z C,ZHANG Y M,ZHANG K H,et al. Fault-tolerant wireless power transfer system with a dual-coupled LCC-S topology[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology,2019,68(12):11838-11846.

[14] WANG X Q,XU J P,LENG M R,et al. A hybrid control strategy of LCC-S compensated WPT system for wide output voltage and ZVS range with minimized reactive current[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,2021,68(9):7908-7920.

[15] CHEN Y F,ZHANG H L,PARK S J,et al. A switching hybrid LCC-S compensation topology for constant current/voltage EV wireless charging[J]. IEEE Access,2019,7:133924-133935.

(责任编辑:方素华)