

基于 Boost-class E 变换器的高升压比 S.E.L 驱动电源设计与研究

张婷婷¹, 赵晋斌¹, 邓平², 屈克庆¹, 张俊伟¹

(1. 上海电力大学 电气工程学院, 上海 200090;

2. 上海城建物资有限公司, 上海 200120)

摘要: 针对采用智能电致发光(S.E.L)技术的交通标识电源输入电压低及驱动电压频率高、幅值大的问题, 提出了一种基于带软开关的 Boost 电路与 E-class 电路级联的高升压比高频逆变驱动电路。利用 S.E.L 材料在驱动频率下高阻抗特性, 采用带电流源特征的 E-class 变换器, 实现对负载两端电压的提升。所提变换器在满足负载所需驱动频率及驱动电压时, 可同时实现两级变换器的零电压导通。最后, 通过一台升压比为 14 的样机验证了分析的正确性。

关键词: S.E.L 元件; E-class 逆变器; Boost 变换器; 零电压导通; 高升压比

中图分类号: TM7 **文献标识码:** A **DOI:** 10.19457/j.1001-2095.dqed22778

Design and Research of High Voltage Ratio Driving Power on S.E.L Based on Boost-class E Converter

ZHANG Tingting¹, ZHAO Jinbin¹, DENG Ping², QU Keqing¹, ZHANG Junwei¹

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

2. Shanghai Urban Construction Material Co., Ltd., Shanghai 200120, China)

Abstract: Aiming at the problems of low input voltage and high demand on driving voltage frequency and amplitude of the traffic sign power supply using smart electroluminescent(S.E.L) technology, a high rise ratio high frequency inverter drive circuit based on the cascade connection of the Boost circuit with soft switching and the E-class circuit was proposed. Utilizing the high impedance characteristics of S.E.L material at the driving frequency, the E-class converter with current source characteristics was used to achieve the high increase of the voltage across the load. The proposed converter could realize the zero voltage switching(ZVS) of the two-stage converter at the same time when the driving frequency and driving voltage required by the load were satisfied. Finally, a prototype with a boost ratio of 14 was used to verify the correctness of the analysis.

Key words: smart electroluminescent (S. E. L) components; E-class inverter; Boost converter; zero voltage switching(ZVS); high voltage ratio

我国交通运输业的高速发展带动机动车数量的激增, 一定程度上导致了车辆事故率的上升。传统反光标识因其发光条件, 在复杂天气及道路条件下极易引起交通事故。而发光二极管(light emitting diode, LED)自发光交通标识由于光污染、炫光及结构问题, 在城市道路中也常引发群发性交通事故^[1-2]。采用晶体电子离化发光的智能电致发光(smart electroluminescent, S.E.L)标识由于其便携性(采用太阳能系统供电)、无光

污染、高可视性及高可靠性成为新一代交通标识的必然选择。

由于采用中间层晶体电子离化发光, S.E.L 元件具有极高的发光效率。为实现单位时间内足够数量光子的释放以保证元件发光亮度, 发光晶体电子应以高速离化并退回基态释放光子。同时, 考虑到采用 S.E.L 技术的交通标识的便携性, 其一般以锂电池作为电源^[3-5]。因此, 需设计出一种高升压比、高频逆变器以使发光晶体电子充分

离化并快速进入基态。

传统全桥逆变器级联变压器虽可实现逆升压,但由于逆变频率较高,电路结构复杂,电源整体效率不高。且由于升压要求较高,变压器体积较大,电源装配困难。本文在分析S.E.L元件负载特性的基础上充分利用其在特定频率条件下高阻抗的特点提出了一种将带软开关的Boost变换器与E类逆变器级联的升压变换器。E类逆变器作为一种单开关管逆变器,自提出以来便广泛应用于通信射频领域^[6-7]。由于其特殊的谐振逆变特性,开关管易工作在软开关状态,理论最高效率可达100%^[8-10]。带软开关Boost电路通过对开关管并联塑形电容并在负载端串联谐振电感,实现对开关管电压的缓冲,从而实现软开关^[11-13]。

本文首先在不同频率条件下对S.E.L元件的负载特性进行分析,找到最优升压频率。结合其高阻抗负载特性,对带软开关Boost电路及E类逆变器工作过程进行分析,并对电路参数进行设计。最后通过实验验证理论分析的准确性及可行性。

1 新型发光元件阻抗特性分析

S.E.L元件采用双导电层激发发光层的结构。荧光体粉末母体材料为ZnS,在ZnS颗粒内沿线缺陷会有Cu析出,形成电导率较大的Cu_xS,Cu_xS与ZnS形成异质结构。在高电压条件下,荧光粉发光层晶体中的电子被加速,达到较高能量级别,并与发光中心碰撞离化。当受激的发光中心退回到基态或电子与空穴复合时,高速电子释放出的能量以光子形式发出而实现S.E.L元件发光。为实现S.E.L元件的持续发光,发光中心须不断接受高频高电压刺激,从而使其能在进入基态后再次进入激发态,持续释放大量光子达到稳定发光的目的。

一般S.E.L元件发光电压大于135 V,电压频率在700 Hz以上。由于交通标识体积限制,装配锂电池数量有限,电池输出电压不超过20 V。常规升压逆变拓扑电路结构复杂且变压器体积过大导致驱动器装配困难。谐振变换器由于其高效、高功率密度及变换拓扑简单而广泛适用于高频逆变的应用场景。而S.E.L元件由于其特殊发光条件及发光特性,在不同频率条件下将表现出不同的负载特性,这将对变换器工作状态产生较

大影响。

为获得S.E.L元件不同频率下负载特性,本文通过阻抗分析仪对其进行测试,测试频率范围为10~60 kHz,为简化电路设计及分析,测试中对元件负载等效为电阻 R_{eq} 、电感 C_{eq} 及 L_{eq} 串联,等效电路如图1所示,测量结果如图2所示。



图1 负载等效电路模型

Fig.1 Equivalent circuit model of load

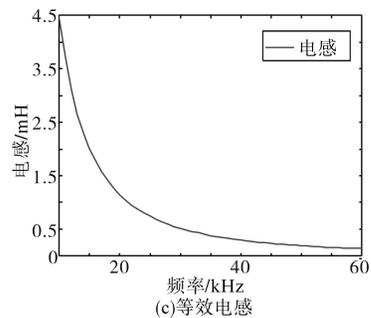
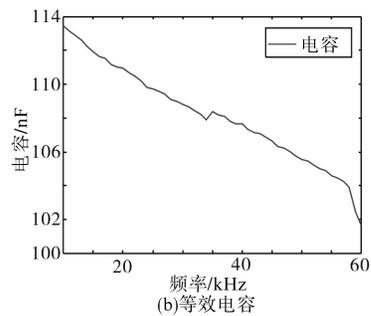
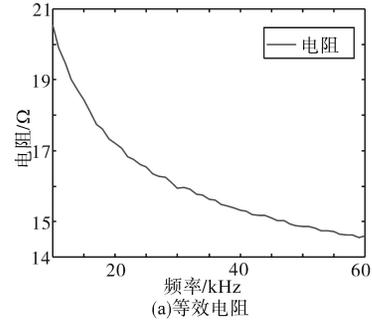


图2 负载特性分析

Fig.2 Analysis on the characteristics of the load

图2a为S.E.L元件等效电阻随频率变化特征。当频率为60 kHz时,其等效电阻为14.7 Ω ,随着频率下降,其电阻值增速加快,在输入频率为10 kHz时,电阻取值为20.5 Ω 。图2b为S.E.L元件等效电容随频率变化特征。随着频率下降,电容取值上升。在60 kHz时,电容取值101.7 nF,在10 kHz时,电容取值113.5 nF。图2c为不同频率条件下等效电感取值。当频率为60 kHz时,电感取值为170 μ H,随着频率下降,电感取

值上升速度加快,在频率为60 kHz时,等效电感为4 350 μH 。

由于负载特性随频率动态变化较大,升压驱动电源设计的难度较大。其设计必须综合考虑不同频率时新型发光元件的发光条件和负载特性。

2 级联型升压逆变拓扑

由上节分析可知,由于频率对发光元件负载特性的影响,一种输出谐波含量低、逆变频率高的高升压比逆变器的设计成为必然。结合上述特性,本文提出一种级联型高频升压软开关逆变器,如图3所示。

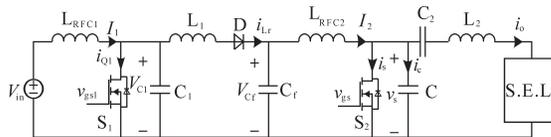


图3 驱动电路系统拓扑

Fig.3 The topology of driving circuit system

为简化分析过程,作出如下假设:

1) 扼流电感 L_{RFC1} 和 L_{RFC2} 电感值足够大,其输出可等效为理想电流源且其电阻为零,因此扼流圈上的直流电压降为零。

2) 滤波电容 C_f 足够大,Boost 输出电压 V_{Cf} 可视为恒定不变。

3) 并联电容 C_1 、串联谐振电感 L_1 及并联电容 C 为线性。

4) 两级电路 MOSFET 的导通电阻为零,且导通及关断均在瞬间完成。

5) 负载电阻包含串联谐振电路的寄生电阻。

6) 串联输出谐振电路的负载品质因数足够高,因此可以将输出电流视为正弦波。

2.1 原理及工作特性分析

2.1.1 Boost 软开关工作状态分析

图4为带软开关Boost型电路模型。其与E类逆变器类似,通过与开关管 S_1 并联电容 C_1 实现对开关管电压上升率的限制。而当开关管 S_1 断开时,电容 C_1 与电感 L_1 及负载 R_{eqp1} 构成振荡回路,实现开关管的零电压导通。

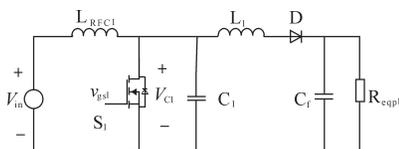


图4 带软开关Boost电路模型

Fig.4 Circuit model of the Boost topology with soft switching

根据开关管 S_1 工作状态及二极管导通条件,带ZVS型Boost电路工作在如图5所示的四个模式。

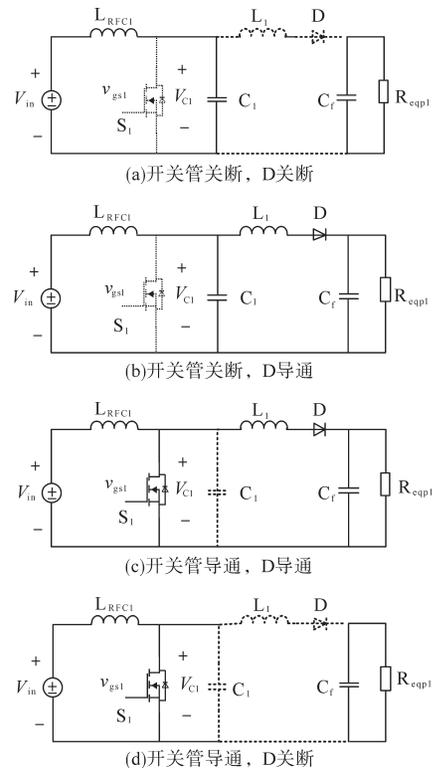


图5 带ZVS型Boost变换器四种工作模式

Fig.5 Four operating modes of Boost converter with ZVS

在一个工作周期中,开关管 S_1 工作于两个工作状态。在开关管 S_1 关断瞬间,并联电容 C_1 电量为零,电容 C_1 相当于短路,电源向电容充电。由于二极管存在导通压降,此时二极管未导通。由于电容 C_f 充分大,在此期间,电容 C_f 持续向负载 R_{eqp1} 供电。

当电容 C_1 持续充电到二极管两端电压大于其导通压降时,二极管导通,流过电感 L_1 的电流上升,并联电容 C_1 先充电,再放电到电压为零。

当并联电容 C_1 电压为零时,开关管 S_1 导通,此时电源被开关管 S_1 短路,电感 L_1 经开关管 S_1 继续放电到电流为零。由于二极管单向导电性,在开关管 S_1 再次关断前,电感 L_1 上电流持续为零。在一个周期内,开关管 S_1 电压、并联电容电流及电感电流波形如图6所示。

2.1.2 E类逆变器软开关工作状态分析

图7为E类逆变器简化模型。其采用谐振逆变拓扑,由于扼流电感作用,其拓扑可看作电流型逆变器,输出电流取值取决于负载端电阻值。考虑到S.E.L元件负载特征,充分利用目标频率条件下高阻抗特性,可起到有效升压作用。

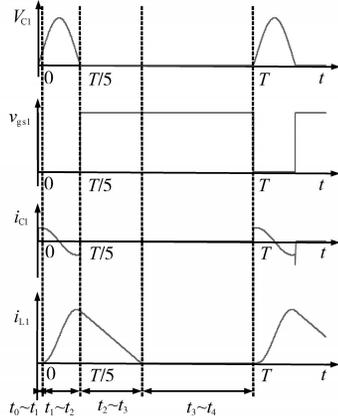


图6 带ZVS型Boost变换器工作波形

Fig.6 Working waveforms of Boost converter with ZVS

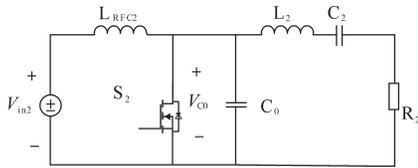


图7 E类逆变器电路模型

Fig.7 Circuit model of class E inverter

根据开关管 S_2 的工作状态,E类逆变器可工作在图8两个模式。

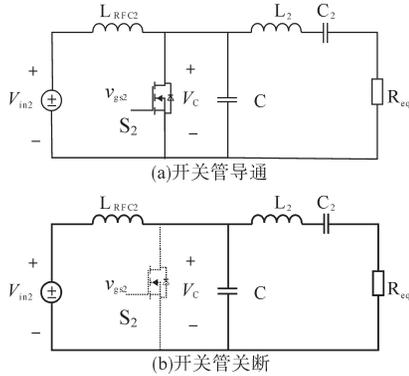


图8 E类逆变器两种工作模式

Fig.8 Two operating modes of class E inverter

当 S_2 关断瞬间,电容电压为零,此时电容瞬间导通,阻抗趋于零。进一步负载支路中电容 C_2 、电感 L_2 与并联电容 C 构成新的震荡回路。在半个开关周期后,并联电容 C 电压重新为零, S_2 导通。

S_2 导通后,并联电容被短路,负载支路中 L_2 、 C_2 通过 S_2 构成新的震荡支路。 S_2 电压、驱动信号及输出电流如图9所示。

2.2 系统参数设计

结合上述分析,对系统拓扑进行参数设计。参数设计分为带软开关型Boost电路及E类逆变器两级。参数设计前,已知输入电压 V_{in} ,前级DC-DC升压比为 k_1 ,开关管 S_1 工作频率 f_1 ,前级输

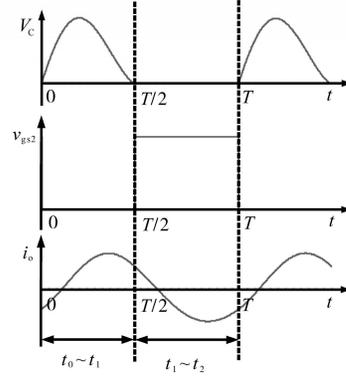


图9 E类逆变器工作波形

Fig.9 Working waveforms of class E inverter

出电压 $k_1 V_{in}$,E类逆变器开关管 S_2 工作频率 f_2 ,输出电压 V_{out} ,输出电压频率 f_{vo} ,输出功率 P_{out} ,逆变器品质因数设定为 Q 。

2.2.1 带软开关型Boost电路参数设计

首先对图4中的电路特征阻抗、谐振角频率及谐振频率作以下定义。

特征阻抗:

$$Z_1 = \sqrt{L_1 C_1} \quad (1)$$

谐振角频率:

$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} \quad (2)$$

谐振频率:

$$f_1 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_1 C_1}} \quad (3)$$

已知Boost升压比 k_1 ,所以开关管 S_1 占空比为

$$d_1 = \frac{k_1 - 1}{k_1} \quad (4)$$

考虑到每个开关周期内电感初始电流等于输出电流时对应电感的电感量,所以有:

$$L_1 = \frac{k_1 V_{in}^2 (1 - d_1)}{2f_1 P_{out}} \quad (5)$$

电容 C_f 充电时间 t_1 :

$$t_1 = \frac{C_f V_{Cf}}{I} \quad (6)$$

式中: V_{Cf} 为电容 C_f 两端电压; I 为电容 C_f 充电过程中充电电流。

在谐振阶段, S_1 两端电压为

$$V_{C1}(t) = V_{Cf} + IZ_1 \sin[\omega_1(t - t_1)] \quad (7)$$

为实现 S_1 软开关,则在其再次导通阶段,有:

$$\left. \frac{dV_{C1}}{dt} \right|_{t=t_2} = 0 \quad V_{C1} \Big|_{t=t_2} = 0$$

所以有:

$$IZ_1\omega_1\cos[\omega_1(t_2 - t_1)] = 0 \quad (8)$$

$$V_{Cr} + IZ_1\sin[\omega_1(t_2 - t_1)] = 0 \quad (9)$$

所以可得 L_1, C_1 计算如下:

$$C_1 = \frac{P_{out}}{\pi\omega_1 V_{in}^2} \quad (10)$$

$$L_1 = \frac{1}{(2\pi f_1)^2 C_1} \quad (11)$$

2.2.2 E类逆变器参数设计

图7中,在一个工作周期 T 内,为获得最大基频输出,逆变器开关管 S_2 占空比选择为50%。参数的设计在标称条件下进行,即电路工作在最优状态下。电容 C_r 选择主要是控制输出的纹波在指标规定的范围内,已知Boost输出侧直流输入电压 $k_1 V_{in}$ 及负载 $R_{S.E.L}$,根据需求设定电容 C_r 的电压 V_{Cr} 、开关管 S_2 工作频率 f_2 及负载品质因数 Q 。

根据E类逆变器工作特性分析可知, φ 为E类逆变器初始相位角,当其取值为 -32.5° 时,工作在最优状态^[14],可得:

$$C = -\frac{2\sin(2\varphi)}{\omega_2 \pi^2 R_{S.E.L}} \quad (12)$$

式中: ω_2 为E类逆变器角频率; C 为E类逆变器并联电容取值。

负载支路中,谐振电路在工作频率 f_2 下的电抗为零,得负载支路阻抗如下式所示:

$$X_2 = R_{S.E.L} [\cot\varphi - \frac{\pi^2}{4} \operatorname{cosec}(2\varphi)] \quad (13)$$

负载支路中谐振 L_2 表达如下:

$$L_2 = \frac{R_{S.E.L} Q}{\omega_2} \quad (14)$$

L_2 除去负载支路阻抗 X_2 后与电容 C_2 在工作频率 f_2 下发生谐振,所以有:

$$C_2 = \frac{1}{\omega_2 (R_{S.E.L} Q - X_2)} \quad (15)$$

扼流电感 L_{RFC2} 取值为^[15]

$$L_{RFC2} = 2 \left(\frac{\pi^2}{4} + 1 \right) \frac{R_{S.E.L}}{f_2} \quad (16)$$

按上式计算拓扑结构可以满足新型发光材料的负载特性和发光条件,并且实现ZVS及ZDS工作状态。此时可达到低损耗,高发光效率的设计目标。

3 实验验证

根据图3所示系统拓扑结构,为验证本文所提拓扑结构的有效性,搭建实验样机。

实验样机系统中Boost电路中开关管 S_1 采用RCX450场效应管作为主功率管,E类逆变器中开关管 S_2 采用IRF740作为主功率管。

实验样机的系统参数设置如下: $V_{in}=11.5\text{ V}$, $L_{RFC1}=680\ \mu\text{H}$, $C_r=100\ \mu\text{F}$, $L_1=170\ \mu\text{H}$, $C=1\ 330\ \text{nF}$, $f_1=10\ \text{kHz}$, $f_{vo}=25\ \text{kHz}$, $L_{RFC2}=680\ \mu\text{H}$, $C_1=4\ 730\ \text{nF}$, $C_2=76\ \text{nF}$, $L_2=946\ \mu\text{H}$, $Q=9$, $f_2=25\ \text{kHz}$ 。

图10为在Boost电路开关管 S_1 频率 f_1 为10 kHz时,开关管电压波形及其驱动信号。图11为Boost电路输入、输出电压。

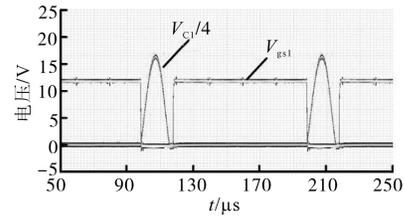


图10 Boost电路开关管电压波形

Fig.10 The waveforms of Boost circuit switching tube voltages

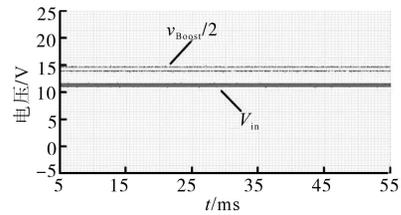


图11 输入电压及Boost输出电压波形

Fig.11 Voltage waveforms of input voltage and Boost output voltage

由图10、图11可以看出,Boost电路可对输入电压进行2.5倍有效升压且此时,升压变换器可实现ZVS状态。在室内温度 $25\text{ }^\circ\text{C}$ 条件下,采用FLUK VT02红外测温仪测量,开关管稳定工作时温度恒定在 $35\text{ }^\circ\text{C}$ 。

图12为开关管 S_2 在工作频率 f_2 为25 kHz时,其漏源极电压及驱动信号波形图。此时,经阻抗分析仪测量可得S.E.L元件等效电容、电感及电阻测量值分别为109.73 nF,0.739 mH及16.542 Ω ,开关管恒定工作在ZVS状态。开关管稳定工作时,同样的测温条件下温度恒定在 $45\text{ }^\circ\text{C}$ 。

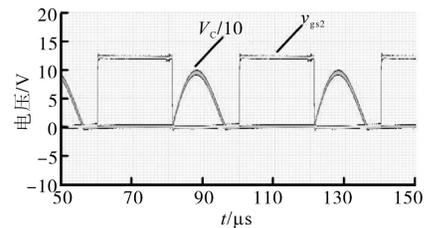


图12 E类逆变器开关管电压波形

Fig.12 Voltage waveforms of the E-class inverter switch tube

图13为系统输入直流电压及负载两端交流

电压波形图。直流输入 11.4 V,负载两端交流电压为 160 V,频率 f_{vo} 为 25 kHz,升压比达到 14。

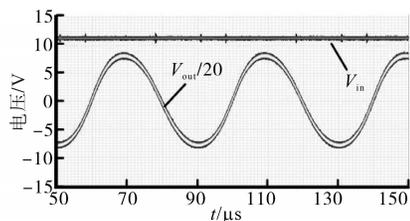


图13 输入电压及输出交流电压波形

Fig.13 Voltage waveforms of the input and output of the system

4 结论

本文设计了一种基于Boost-class E变换器的高升压比高频S.E.L驱动电源。

在对S.E.L负载特性充分分析的基础上,提出将带软开关的Boost电路与E-class逆变器级联的变换拓扑,在保证两级变换器都工作在软开关的同时,实现对低压直流的有效逆变升压。

实验结果表明,当输入电压为 11.4 V 直流时,逆变输出电压为 160 V,频率 f_{vo} 为 25 kHz,升压比达到 14,稳定工作时,两级主功率管温度分别为 35 °C,45 °C。

参考文献

- [1] 康尹,魏炯超,姜杨,等.基于高速公路自能源的LED交通标志[J].电子技术与软件工程,2019(5):77.
Kang Yin, Wei Jiongchao, Jiang Yang, *et al.* LED traffic sign based on self energy of expressway[J]. Electronic Technology, 2019(5): 77.
- [2] 陶权保,阎铁生,胡啸天,等.基于Cuk PFC变换器的LED驱动电源设计[J].电气传动,2020,50(7):108-112.
Tao Quanbao, Yan Tiesheng, Hu Xiaotian, *et al.* Design of a LED driving power based on Cuk PFC converter[J]. Electric Drive, 2020, 50(7): 108-112.
- [3] 杨明军,牛连斌,陈丽佳,等.导电聚合物作为连接层的叠层电致发光器件[J].中国科学:物理学 力学 天文学,2020,50(7):51-57.
Yang Mingjun, Niu Lianbin, Chen Lijia, *et al.* Organic stacked light-emitting devices based on PEDOT-PSS layer[J]. Scientia Sinica Physica, Mechanica & Astronomica, 2020, 50(7): 51-57.
- [4] 杨明军,钱雅睿,余睿,等.高亮度低启亮绿光有机电致发光器件[J].光电子·激光,2019,30(11):1128-1132.
Yang Mingjun, Qian Yacui, Yu Rui, *et al.* High brightness and low turn-on green organic electroluminescent device[J]. Journal of Optoelectronics · Laser, 2019, 30(11): 1128-1132.

- [5] 王福军,汪津,姜文龙.利用激子敏化层研究蓝色有机发光器件的激子扩散问题[J].吉林师范大学学报(自然科学版),2019,40(2):33-36.
Wang Fujun, Wang Jin, Jiang Wenlong. Research on the excitons spread problem of blue organic light-emitting device using the excitons sensitization layer[J]. Journal of Jilin Normal University (Natural Science Edition), 2019, 40(2): 33-36.
- [6] Sokal N O, Sokal A D. Class E-A new class of high-efficiency tuned single-ended switching power amplifiers[J]. IEEE Journal of Solid-state Circuits, 1975, 10(3): 168-176.
- [7] Kazimierczuk M K, Bui X T. Class E DC/DC converters with an inductive impedance inverter[J]. IEEE Trans. Power Electron., 1989, 4(1): 124-135.
- [8] 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, *et al.* 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.
- [9] Li Yen-Fang, Tseng Chung-Shi. Tracking control of class E inverter for the duty cycle control[C]//IEEE Trans. Power Electron., 2014: 2643-2647.
- [10] Aldhafer S, Luk P C-K, Whidborne J F. Tuning class E inverters applied in inductive links using saturable reactors[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(6): 2969-2978.
- [11] 刘国宏,丁喜波.串联谐振三电平Boost电路的研究[J].电气传动,2020,50(9):115-117.
Liu Guohong, Ding Xibo. Design of soft switching technology for electric vehicle fuel cell Booster system[J]. Electric Drive, 2020, 50(9): 115-117.
- [12] 周万鹏,杨艳,赵亚洲,等.高效Boost软开关变换器的研究[J].电子设计工程,2019,27(20):119-123.
Zhou Wanpeng, Yang Yan, Zhao Yazhou, *et al.* Research on high gain Boost soft-switching converter[J]. Electronic Design Engineering, 2019, 27(20): 119-123.
- [13] 熊颖杰,熊贤泰.一种Boost软开关变换器的改进方法[J].信息技术,2017(7):167-174.
Xiong Yingjie, Xiong Xiantai. An improved strategy based on Boost soft-switching converter[J]. Information Technology, 2017(7): 167-174.
- [14] Ayachit A, Corti F, Reatti A. Zero-voltage switching operation of transformer class-E inverter at Any coupling coefficient[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(3): 1809-1819.
- [15] Kazimierczuk M K, Zarkowski D C. Resonant power converters [M]. 2nd ed., Hoboken, NJ, USA: Wiley, 2012.

收稿日期:2020-12-07

修改稿日期:2020-12-14