

DOI: 10.19783/j.cnki.pspc.200247

基于支路振荡法 E 类逆变器软开关实现研究

张俊伟, 赵晋斌

(上海电力大学, 上海 200090)

摘要: E 类逆变器作为一种高频逆变电路, 具有拓扑结构简单, 逆变效率高等优点。但是由于其对负载敏感, 易因负载变化而工作于硬开关状态, 造成系统效率下降。针对这一特点, 提出一种带并联振荡支路的改进型 E 类逆变器。在负载阻值小于额定值导致开关管硬开通时, 通过并联反向导通的振荡支路对电容电流进行引流并发生振荡, 从而实现在非最优负载条件下的零电压开通及零电压导数开通。最后在理论的基础上进行实验仿真, 搭建了一台开关频率为 50 kHz 的实验样机, 在非最优负载条件下逆变效率为 97.39%。结果验证了改进型 E 类逆变器理论的正确性。

关键词: E 类逆变器; 并联振荡; 零电压开通; 零电压导数开通; 硬开通

Research on soft switch implementation of an E-type inverter based on the branch oscillation method

ZHANG Junwei, ZHAO Jinbin

(Shanghai University of Electric Power, Shanghai 200090, China)

Abstract: As a high-frequency inverter circuit, the class-E inverter has the advantages of simple topology and high inverter efficiency. However, because of its sensitivity to the load, it is easy for it to work in the hard switching state because of a load change, which causes system efficiency to be reduced. In view of this characteristic, an improved class-E inverter with a parallel oscillating branch is proposed. When the voltage across the switch tube is negative, the capacitor current is drained and oscillated through the shunt branch connected in parallel to the reverse conduction, thereby achieving zero-voltage switching and zero-derivative switching under non-optimal load conditions. Finally, based on the theory, an experimental simulation is carried out, and an experimental prototype with a switching frequency of 50 kHz is built. The efficiency of the inverter is 97.39% under non-optimal load conditions. The results verify the correctness of the improved class E inverter theory.

This work is supported by National Natural Science Foundation of China (No. 51777120).

Key words: class-E converter; parallel oscillation; zero voltage switching; zero-derivative switching; hard turn-on

0 引言

E 类逆变器作为一种单开关管高频逆变器^[1-6], 自 1975 年由 Sokal 首次提出以来^[7], 因其结构简单、理论效率高达到 100% 而广泛应用。由于采用谐振逆变结构, E 类逆变器开关管能够同时工作在零电压开通(ZVS)及零电压导数开通(ZDS)理想工作状态^[8]。目前, E 类逆变器由于其高频、高效的逆变优势而被应用于感应加热技术、通信^[9-11]及无线电能传输技术中^[9-16]。结合 IGBT 大功率、大电流的特征^[20]及 E

类逆变器高频软开关的优势, 可得到较大功率及较高频率的正弦输出^[21-22]。然而, 同时实现 ZVS 及 ZDS 的最理想工作状态往往需要对系统参数进行严格匹配且参数设计唯一^[2]。在大多数应用中, 尤其在无线充电应用场景下^[23-24], 由于高频条件下的集肤效应及耦合机构剩磁影响^[25-28], 其等效负载阻抗通常变化范围较大, 所以难以在等效负载可变条件下同时实现 ZVS 及 ZDS。文献[29]提出通过跟踪 E 类逆变器输出电压电流相位差, 对驱动信号占空比及频率实现实时调整来实现 ZVS, 但逆变器输出正弦频率发生变化, 不适用于对输出频率有较严格要求的应用场景。文献[30-31]在整形电容两端并联

基金项目: 国家自然科学基金面上项目资助(51777120)

可调饱和电抗器以降低负载变化对开关管工作状态的影响, 但该方法电路复杂, 且易造成多余损耗, 降低系统效率。本文通过对与 IGBT 并联的整形电容两边并联反向导通振荡支路, 在开关管电压为负时通过对整形电容电流进行欠阻尼高频振荡, 从而在开关管再次导通时实现 ZVS 及 ZDS。

本文在对 E 类逆变器的工作过程进行分析的基础上, 研究了负载为纯阻性且变化条件下, 开关管两端波形随负载变化特征。并在此基础上, 提出了一种并联反向导通振荡支路的方法。通过对整形电容反向充电电流进行引流振荡, 降低开关管再次导通时电压及续流电流, 同时降低电压电流变化率, 以同时实现 ZVS 及 ZDS 的最佳工作状态。最后搭建一台输出功率 11.67 W、效率为 97.39% 的实验样机, 验证本文分析的正确性。

1 E 类逆变器负载特性分析

图 1 所示为 E 类逆变器等效电路, 其中, R_0 为纯阻性负载, V_{dc} 为理想电压源, L 为与理想电压源串联的扼流电感, 电容 C 为与开关管并联的电压整形电容, C_0 、 L_0 分别为负载支路中串联电感、电容。

图 1 中, 电容 C_0 、 C 及电感 L_0 构成 E 类逆变器负载网络。

为简化 E 类逆变器分析过程, 首先假设扼流电感 L 及串联谐振电感 L_0 电阻为零; 电压源与扼流电感的串联支路可等效为理想电流源 I , 简化电路如图 2 所示; 开关管导通电阻为零, 且开通关断均在瞬间完成, 并联电容 C 为线性。

$$\frac{v_s(t)}{I} = \begin{cases} 0 & 0 \leq t < 0.5T \\ A_6 + A_7\omega_2(t - T/2) + 2\sqrt{A_4^2 + A_5^2}e^{-g(t-T/2)} \cos[\omega_2(t - T/2) + \lambda] & 0.5T \leq t < T \end{cases} \quad (1)$$

$$i_o(t) = \begin{cases} 2I_{A1}e^{-gt} \cos(\omega_1 t + \varphi) & 0 \leq t < 0.5T \\ I_{o1} + 2I_{A2}e^{-g(t-\frac{T}{2})} \cos[\omega_2(t - \frac{T}{2}) + \varepsilon] & 0.5T \leq t < T \end{cases} \quad (2)$$

$$v_o = i_o(t)R_0 \quad (3)$$

其中, U_2 、 U_3 、 A_1 、 A_2 、 A_3 、 A_4 、 A_5 、 A_6 、 g 、 λ 、 I_{A1} 、 I_{A2} 、 I_{o1} 、 q 及 ε 见附录。结合式(1)及附录可得开关管两端电压波形变化与直流电流源输入电流取值无关。由式(1)可得负载阻抗变化对其波形变化影响如图 3 所示。

根据图 3 可知, 在负载取值 $1.89/100\omega C$ 时, 逆变器开关管导通电压及电压导数均为零, 此时电路中无开关损耗且开关管发热情况不严重, 工作效率最高。随着负载电阻逐渐减小, 开关管两端电压

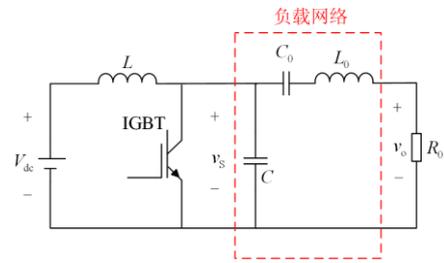


图 1 E 类逆变器基础电路模型

Fig. 1 Basic circuit model of class E inverter

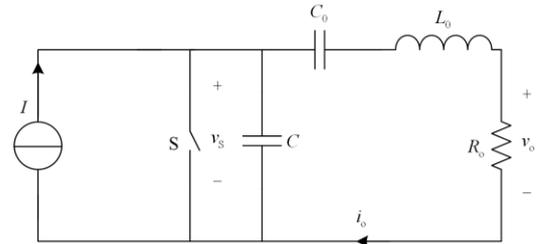


图 2 E 类逆变器等效电路模型

Fig. 2 Equivalent circuit model of class E inverter

在一个工作周期 T 内, E 类逆变器工作于两种谐振状态。为获得最大基频输出, 开关管占空比选择为 50%。在时间 $0 \sim T/2$ 内, 开关管导通, 忽略开关管导通电阻, 则等效电流源经开关管短路, 电容 C_0 、电感 L_0 及负载阻抗 R_0 构成振荡回路, 振荡频率 ω_1 。在时间 $T/2 \sim T$ 内, 开关管断开, 电容 C 串入振荡电路, 振荡频率 ω_2 , 同时开关管工作频率 $\omega = 2\pi/T$ 。其中 ω_1 及 ω_2 见附录。

结合图 2 及两种工作状态分析可得开关管两端电压及输出电流如式(1)一式(3)所示。

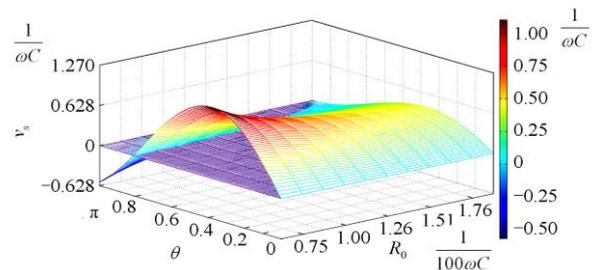


图 3 输入阻抗与电压波形变化关系

Fig. 3 Relationship between input impedance and voltage waveform

峰值逐渐增加, 同时由于振荡支路阻抗减小导致振荡支路阻尼下降, 并联电容 C 充放电速度加快, 在开关管再次导通时刻, 电容 C 电压已过零并反向充电, 导致其导通电压为负。此时, 开关管工作于硬开关状态且导通损耗增加而发热严重, 同时逆变器效率迅速下降。

2 带振荡支路 E 类逆变器

2.1 改进型 E 类逆变器拓扑

结合上节分析可知, 当负载小于额定最优值时, 开关管关断阶段振荡角频率增加导致整形电容 C 充放电速度加快, 电容电压过零点提前并反向充电。在开关管再次导通时, 开关管硬开通而发热严重, 造成开关损耗。

针对负载可变条件下开关管硬开关发热且效率较低的问题, 在一般 E 类逆变器的基础上添加与整形电容 C 并联的反向导通振荡电路。如图 4 所示, 相比一般 E 类逆变器, 带振荡支路逆变器在整形电容旁并联一个二极管 D_1 与 L_1 串联的支路, 如图 5 所示。通过振荡支路的介入, 在振荡电路对电容 C 进行反向充电时, 二极管导通, L_1 与电容 C 的并联支路参与到负载网络的振荡过程中。同时, 电容 C 与并联电感 L_1 发生数倍于负载网络振荡频率的高频振荡。由于并联支路的高频振荡作用, 并联电容电压充放电时间极短, 从而限制其电压幅值的上升, 再加上支路阻尼作用, 在开关管再次导通时, 电容电压趋近于零, 且电压变化率也趋近于零, 从而使得开关管同时工作于 ZVS 状态及 ZDS 状态。

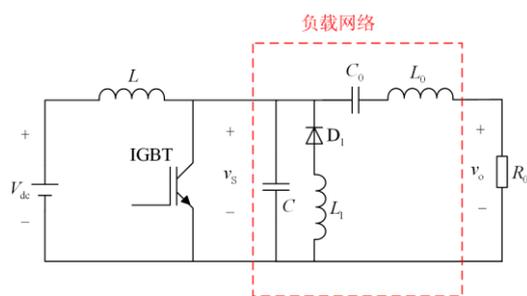


图 4 带并联振荡支路 E 类逆变器

Fig. 4 Class E inverter with parallel oscillating branch

2.2 原理及工作特性

根据开关管 S 导通关断及二极管导通关断的工作特征, 在实际负载值小于额定负载时, 逆变器工作于 3 种工作状态, 如图 5 所示。

在前半个工作周期中, 开关管导通, 如图 5(a) 所示。由于不考虑开关管导通阻抗, 整形电容 C 及并联振荡支路均短路, 开关管电流 i_s 上升, 由电容

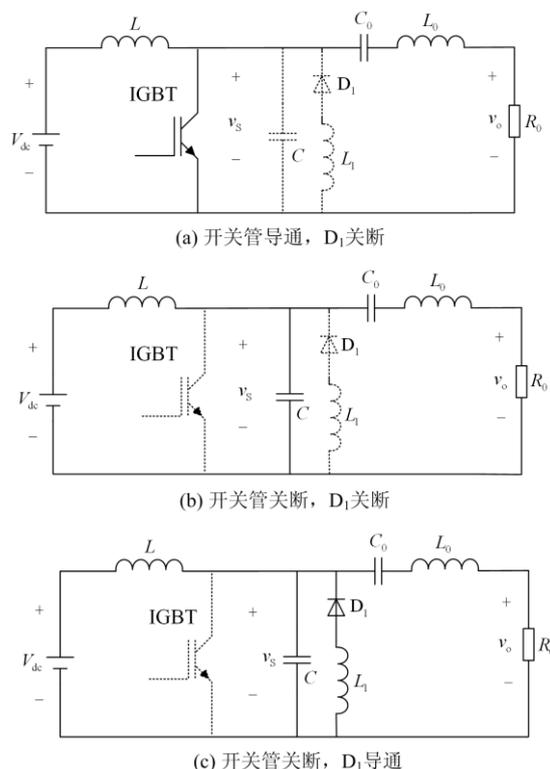


图 5 改进型 E 类逆变器 3 种工作状态

Fig. 5 Three working states of improved class E inverter

C_0 、电感 L_0 及电阻 R_0 构成的负载支路经开关管导通并以角频率 ω_1 进行欠阻尼振荡。在此过程中, 整形电容 C 因短路电压保持为零。这一工作过程与改进前 E 类逆变器工作过程相同。

开关管关断后, 到并联整形电容电压过零前, 由于并联整形电容电压为正, 所以并联振荡支路中二极管无法导通, 如图 5(b) 所示。电容 C 串入负载支路中以角频率 ω_2 进行欠阻尼振荡, 电容先充电, 再放电, 直到电容电压为零。

开关管关断以后, 电容 C 充放电至电压为负时, 二极管 D_1 导通, 电容 C 及振荡支路同时串入负载支路中, 如图 5(c) 所示。由于电感 L_1 取值较小, 对电路整体振荡频率改变较小。此时, 电感 L_1 与电容 C 构成振荡电路, 通过 L_1 与电容 C 的振荡, 限制电容电压的上升, 在开关管再次导通前, 发生多次振荡, 开关管两端电压逐渐下降, 其电压波形及电流波形如图 6 所示。

2.3 改进型 E 类逆变器参数设计

下面的设计给出了在标称条件下, 逆变器参数的表达式。在进行参数设计前, 已知直流输入电压 V_{dc} , 开关管工作频率 f 及输出负载功率 P_o , 负载品质因数设定为 Q 。

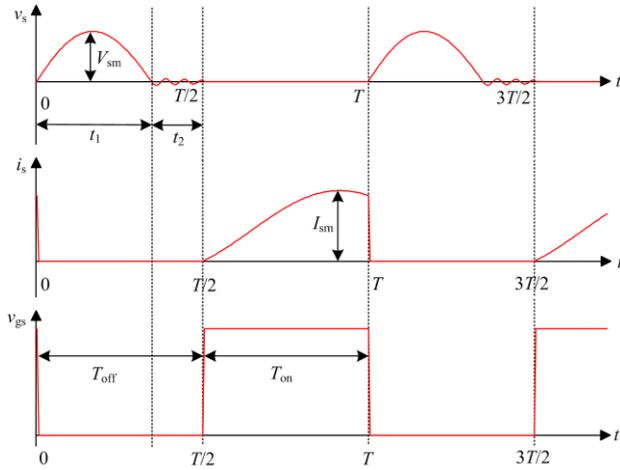


图6 改进型E类逆变器工作波形

Fig. 6 Working waveforms of improved class E inverter

由文献[32]中关于E类逆变器直流输入电压与负载电阻及输出功率的关系,可得在额定输出功率条件下的额定负载为

$$R_0 = \frac{8V_{dc}^2}{\pi^2 P_o} \cos^2 \lambda \quad (4)$$

由于在一个周期内扼流电感电压降为零,所以有:

$$V_{dc} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v_s(\theta) d\theta = -\frac{2P_o V_{dc} \sin 2\lambda}{4\omega C V_{dc}^2 \cos^2 \varphi} \quad (5)$$

其中, $\theta = \omega t$, $\omega = 2\pi f$;

所以有

$$C = -\frac{P_o \sin \lambda}{4\omega V_{dc}^2 \cos \lambda} \quad (6)$$

由文献[32]知,当 λ 取值为 -32.5° 时,可在最佳负载时实现ZDS。

同样,由于负载支路中,在工作频率 f 条件下,谐振压降为零,可得负载支路阻抗 X 为

$$X = \frac{8V_{dc}^2 \cos^3 \lambda}{\pi^2 P_o \sin \lambda} - \frac{P_o \sin \lambda}{4\omega V_{dc}^2 \cos \lambda} \quad (7)$$

负载支路中谐振 L_0 表达式为

$$L_0 = \frac{8QV_{dc}^2}{\pi^2 \omega P_o} \cos^2 \varphi \quad (8)$$

负载支路中电感 L_0 除去阻抗 X 后与电容 C_0 在开关管工作频率 f 时发生谐振,所以有

$$C_0 = \frac{\pi^2 P_o}{8\omega V_{dc}^2 \cos^2 \lambda - \omega X \pi^2 P_o} \quad (9)$$

根据文献[4],则扼流电感 L 取值为

$$L = \frac{4(\pi^2 + 4)V_{dc}^2 \cos^2 \lambda}{\pi^2 f P_o} \quad (10)$$

为在负载远小于额定负载情况下,开关管仍同时工作于ZVS及ZDS状态,与整形电容并联振荡支路振荡频率应当数倍于负载支路振荡频率,这里根据实际功率器件条件及经验,选择20倍于负载支路振荡频率,则可得并联振荡电感 L_1 为

$$L_1 = \frac{1}{(20\omega)^2 C} \quad (11)$$

根据式(4)一式(11)可得改进式E类逆变器参数设计方法。按上式计算拓扑结构可以在额定负载条件下实现ZVS及ZDS。同时在负载变小时,仍能实现ZVS及ZDS状态。此时,开关管并联结构在开关导通过程中无电流突变。

3 仿真与实验结果

3.1 仿真结果对比

为了验证本文所提改进型E类逆变器在非额定负载条件下实现ZVS及ZDS的有效性,利用PSIM软件搭建了一套开关频率为50kHz的实验样机,并将两者进行对比。仿真模型具体参数如表1所示。

表1 仿真参数

Table 1 Simulation parameters

参数	数值	参数	数值
V_{dc}/V	30	$L_0/\mu H$	429.7
P_o/W	10	C_0/nF	26.65
R_0/Ω	0~13.5	C/nF	49
$L/\mu H$	1890	f/kHz	50
$L_1/\mu H$	0.62	Q	10

图7(a)为在最优负载 $R_0=13.5\Omega$ 时开关管电压 v_s 、开关管电流 i_s 及开关管驱动电压 v_{GS} 波形。由图可得在最优负载条件下,开关管断开时,电容 C 电流迅速上升为正,继而下降为负,最后在开关管再次导通时电压为零,同时开关管电流从零缓慢上升,开关管可实现零电压及零电压导数开通。但是,由于采用谐振逆变结构,负载的变化将影响电容 C 充放电速度。负载减小时,振荡电路阻尼减小,电容 C 充放电速度加快,在开关管再次导通前电压提前过零并反向充电。图7(b)所示负载为 2Ω ,在开关管再次导通时,开关管两端电压值为负且幅值较大。开关管工作于硬开关状态,系统工作效率降低。

如图7(c)所示为采用带体二极管的IGBT作开关管的仿真。由图可见,当开关管电压过零时,电容电流并不为零。此时开关管体二极管反向导通。在开关管再次导通时,流过体二极管电流发生突变。可见,采用带体二极管的IGBT虽能实现ZVS,但是无法实现ZDS。同时,由于体二极管续流损耗,将导致开关管温度上升。

如图 7(d)所示, 通过与开关管并联单反向导通振荡电路, 在电容电压为负时, 并联振荡支路导通, 在电容电压过零到开关管再次导通时刻, 负载支路与整形电容 C 以工作频率 50 kHz 振荡的同时, 整

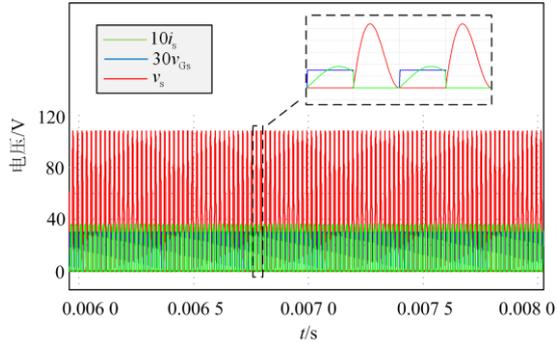
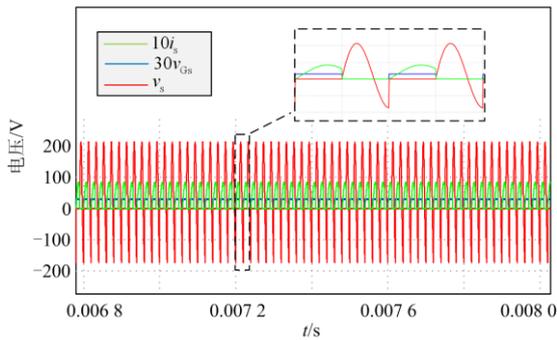
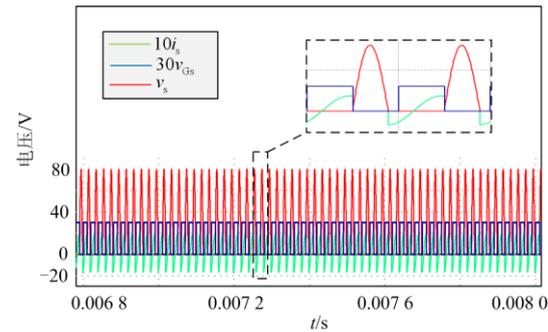
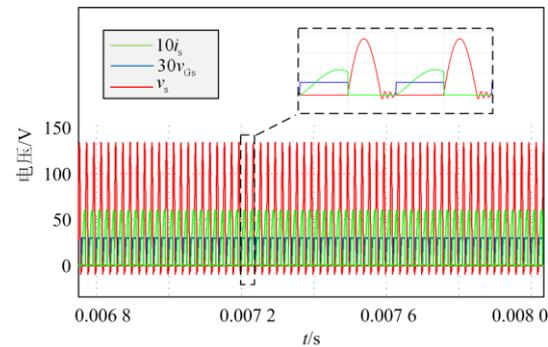
(a) 最优负载 $R=13.5 \Omega$ (b) 负载 $R=2 \Omega$, 无振荡并联支路(c) 负载 $R=2 \Omega$, 无振荡支路带二极管(d) 负载 $R=2 \Omega$, 有振荡并联支路

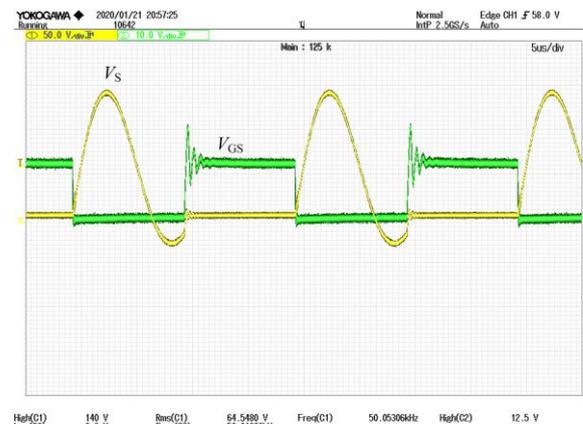
图 7 仿真输出波形对比

Fig. 7 Comparison of simulation output waveforms

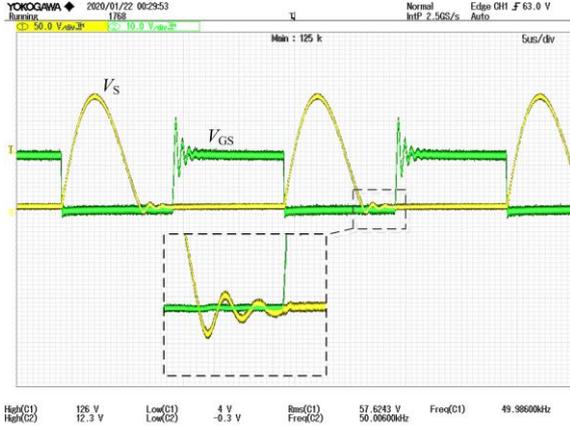
形电容 C 与振荡支路 L_1 构成振荡频率为 1 MHz 的振荡支路。由 7(d)可见, 振荡支路的介入, 开关管两端电压在振荡同时, 幅值不断下降, 同样整形电容 C 上电流也以同样频率振荡下降, 在开关管再次导通时, 开关管两端电压及电流均趋近于零, 且开关管导通电流从零缓慢上升, 实现在负载小于额定负载条件下 ZVS 及 ZDS 状态, 同时系统效率及输出电流 THD 均有提升。

3.2 实验结果对比

基于上述分析及仿真, 本文设计并搭建了改进型 E 类逆变器实验平台。平台采用英飞凌 IGB15N65S5 作为主开关管, 分别搭建一般 E 类逆变器及改进型 E 类逆变器, 对输出功率及系统效率进行对比。反向并联二极管采用安森美 FFSH1065B-F085 以满足反向并联反向导通时高频振荡频率及电流要求。负载设定 13.5Ω 纯阻性负载为额定负载, 输入电压 30 V 。影响逆变器工作效率主要因素为负载大小。实验中, 将纯阻性负载降为 2Ω , 以测试改进型 E 类逆变器输出效率。图 7 所示均为负载在 2Ω 时开关管电压及驱动信号。图 8(a)为无并联支路时开关管电压波形。由图可见, 此时开关管电压应力上升, 且在开关管再次导通时, 电压幅值 32.5 V , 工作在硬开关状态。同时开关管发热严重, 系统输出功率迅速上升为 37.1 W , 效率为 49.4% , 开关管发热严重, 输出电流 THD 为 7.01% 。图 8(b)所示为改进型 E 类逆变器开关管电压波形。通过反向导通并联振荡支路的引入, 在开关管电压为负时, 通过并联支路的振荡避免电容电压及电流突变, 同时电容反向电压幅值下降。在开关管再次导通时, 开关管电压趋近于 0, 其变化率也趋近于 0, 输出功率为 11.67 W , 系统工作效率 97.39% , 输出电流 THD 为 5.35% 。相较无反并联振荡支路, 效率及输出电流 THD 均有改善。



(a) 无振荡支路开关管电压波形



(b) 有振荡支路开关管电压波形

图 8 实验波形对比

Fig. 8 Experimental waveforms comparison

4 结论

本文针对 E 类逆变器对负载敏感, 在负载变化范围较大条件下易于工作于硬开关状态下的特点, 提出了一种带并联振荡支路的改进型 E 类逆变器。在不影响电路正常工作的条件下, 当在负载阻值低于最优值时, 通过对开关管并联电容电流进行引流振荡, 在负载小于最优值时实现 ZVS 及 ZDS 状态。同时, 输出电流 THD 较无振荡支路也有提升。通过实验对比, 并联振荡支路的引入, 使电路系统效率由 49.4% 提升至 97.39%, 同时输出电流 THD 由 7.01% 提高至 5.35%。同时, 电路系统 ZVS 及 ZDS 状态的实现解决了开关管发热问题, 提升了电路系统工作稳定性。

附录

$$U_2 = \frac{(U_1 + IR_0)C_0(C + C_0) - IR_0CC_0}{(C + C_0)^2} \quad (1)$$

$$U_3\omega_2 = \frac{I}{C + C_0} \quad (2)$$

$$A_3 = \sqrt{a^2 + b^2} \quad (3)$$

$$A_1 = \frac{QC_0}{(2 - Q)(C + C_0)} \quad (4)$$

$$A_2 = \frac{Q[T(C + C_0) - CC_0R_0(2 + Q)]}{[4(C + C_0) + Q(2C_0 - QC)](C + C_0)} \quad (5)$$

$$A_4 = \frac{R_0C_0C}{2(C + C_0)^2} - \frac{(-A_2 + R_0)C_0}{2(C + C_0)} \quad (6)$$

$$A_5 = -\left[\frac{A_1}{C} + \frac{C_0}{(C + C_0)C} + \frac{R_0C_0A_2}{2L_0(C + C_0)} - \frac{R_0^2C_0^2}{2L_0(C + C_0)^2}\right]/(2\omega_2) \quad (7)$$

$$A_6 = \frac{(-A_2 + R_0)(C + C_0)C_0 - R_0CC_0}{(C + C_0)^2} \quad (8)$$

$$a = \frac{I_1}{C} - \frac{IC_0}{(C + C_0)C} + \frac{R_0C_0U_1}{2L_0(C + C_0)} + \frac{IR_0^2C_0^2}{2L_0(C + C_0)^2} \quad (9)$$

$$\omega_1 = \sqrt{1/L_0C_0 - (R_0/2L_0)^2} \quad (10)$$

$$\omega_2 = \sqrt{1/L_0C_0 + 1/L_0C - (R_0/2L_0)^2} \quad (11)$$

$$b = \frac{IR_0CC_0}{2(C + C_0)^2} - \frac{(U_1 + IR_0)C_0}{2(C + C_0)} \quad (12)$$

$$\lambda = \arctan \frac{a}{b} \quad (13)$$

$$U_1 = -\frac{q[TI(C + C_0) - ICC_0R_0(2 + q)]}{[4(C + C_0) + q(2C_0 - qC)](C + C_0)} \quad (14)$$

$$I_1 = -\frac{qC_0I}{(2 - q)(C + C_0)} \quad (15)$$

$$I_{o1} = \frac{C_0}{C + C_0} I \quad (16)$$

$$I_{A1} = \sqrt{a_1^2 + b_1^2} \quad (17)$$

$$a_1 = \frac{R_0I_0 + 2U_0}{4\omega_1L_0} \quad (18)$$

$$b_1 = \frac{I_0}{2} \quad (19)$$

$$I_{A2} = \sqrt{a_2^2 + b_2^2} \quad (20)$$

$$a_2 = \frac{(2U_1 + R_0I_1)(C + C_0) + R_0IC_0}{4L_0(C + C_0)\omega_2} \quad (21)$$

$$b_2 = \frac{I_1}{2} - \frac{IC_0}{2(C + C_0)} \quad (22)$$

$$\varepsilon = \arctan \frac{a_2}{b_2} \quad (23)$$

$$g = -\frac{R_0}{L_0} \quad (24)$$

$$q = e^{-g\frac{T}{2}} \quad (25)$$

参考文献

- [1] 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.
- [2] AYAGHIT A, CORTI F, REATTI A, et al. Zero-voltage switching operation of transformer class-E inverter at any coupling coefficient[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2019, 66(3): 1809-1819.
- [3] 梁奋强, 黄靖, 黄晓生, 等. 并联电路 E 类逆变器软开关特性研究[J]. *福建工程学院学报*, 2019, 17(3): 272-278.
LIANG Fenqiang, HUANG Jing, HUANG Xiaosheng, et al. Research on soft-switching behavior of Class-E inverters in parallel circuits[J]. *Journal of Fujian University of Technology*, 2019, 17(3): 272-278.
- [4] SAINI D K, AYACHIT A, REATTI A, et al. Analysis and design of choke inductors for switched-mode power inverters[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2018, 65(3): 2234-2244.
- [5] 李甜, 肖文勋, 张波, 等. ZVS E 类逆变器的磁谐振无线输电系统参数分析和设计[J]. *电源学报*, 2017, 15(3): 100-106.
LI Tian, XIAO Wenxun, ZHANG Bo, et al. Parameter analysis and design of MCR-WPT system based on ZVS Class E inverter[J]. *Journal of Power Supply*, 2017, 15(3): 100-106.
- [6] SHIGENO A, SHIMIZU T, KOIZUMI H. Current-source parallel resonant class E inverter with low peak switch current[C] // *IECON 2017 - 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, December 18, 2017, Beijing, China: 5330-5335.
- [7] 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.
- [8] 周佳丽, 张波, 谢帆. 磁谐振无线输电系统 E 类逆变电路分析[J]. *北京交通大学学报*, 2015, 39(5): 112-117.
ZHOU Jiali, ZHANG Bo, XIE Fan. Analysis on Class E inverter for a magnetic resonant wireless power transfer system[J]. *Journal of Beijing Jiaotong University*, 2015, 39(5): 112-117.
- [9] 伍晓平, 肖振锋, 李沛哲, 等. 全域信息融合的电力通信网架构设计[J]. *电力信息与通信技术*, 2019, 17(12): 49-53.
WU Xiaoping, XIAO Zhenfeng, LI Peizhe, et al. Design of global information fusion power communication network architecture[J]. *Electric Power ICT*, 2019, 17(12): 49-53.
- [10] 孙晨, 童军民, 张俊, 等. 电力 230 MHz 无线本地自组网技术研究与应用[J]. *电力信息与通信技术*, 2019, 17(11): 51-56.
SUN Chen, TONG Junmin, ZHANG Jun, et al. Research and application of 230 MHz power wireless local ad HOC network technology[J]. *Electric Power ICT*, 2019, 17(12): 49-53.
- [11] 陆旭, 李尧, 张海全, 等. 基于 SDN 架构的电力通信网络能耗动态调节[J]. *电网与清洁能源*, 2019, 35(12): 31-36, 42.
LU Xu, LI Yao, ZHANG Haiquan, et al. Research on dynamic energy consumption regulation of power communication network based on SDN architecture[J]. *Power System and Clean Energy*, 2019, 35(12): 31-36, 42.
- [12] 李甜, 肖文勋, 张波, 等. ZVS E 类逆变器的磁谐振无线输电系统参数分析和设计[J]. *电源学报*, 2017, 15(3): 100-106.
LI Tian, XIAO Wenxun, ZHANG Bo, et al. Parameter analysis and design of MCR-WPT system based on ZVS class E inverter[J]. *Journal of Power Supply*, 2017, 15(3): 100-106.
- [13] 李均锋, 廖承林, 王丽芳. 基于 E 类放大器的中距离无线能量传输系统[J]. *电工技术学报*, 2014, 29(9): 7-11.
LI Junfeng, LIAO Chenglin, WANG Lifang. Mid-distance wireless power transfer system using E-class amplifier[J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2014, 29(9): 7-11.
- [14] 邢英翔, 崔玉龙, 朱洪卿. 基于推挽式 E 类逆变器的磁耦合谐振式无线电能传输研究[J]. *电器与能效管理技术*, 2017(2): 24-28, 35.
XING Yingxiang, CUI Yulong, ZHU Hongqing. A wireless power transfer system based on push-pull class-E inverter[J]. *Apparatus and Energy Efficiency Management Technology*, 2017(2): 24-28, 35.
- [15] 李应智, 魏业文, 王琦婷, 等. 应用于磁耦合谐振式无线电能传输系统的高效率 E 类逆变电源设计方法[J]. *电工技术学报*, 2019, 34(2): 219-225.
LI Yingzhi, WEI Yewen, WANG Qiting, et al. Design method of high efficiency class-E inverter applied to magnetic coupled resonant wireless power transmission system[J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2019, 34(2): 219-225.
- [16] 韩冲, 张波. 谐振式无线电能传输系统中高频逆变器的特性分析和参数设计[J]. *电工技术学报*, 2018, 33(21): 5036-5050.
HAN Chong, ZHANG Bo. Characteristics analysis and parameters design of high frequency inverters in magnetic coupling resonance wireless power transfer system[J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2018, 33(21): 5036-5050.
- [17] 曹少卿, 闫荣格, 郭晓婷, 等. 基于新型 E 类放大器的磁耦合谐振式无线传输在负载变化时的效率[J]. *科学技术与工程*, 2018, 18(14): 30-36.
CAO Shaoqing, YAN Rongge, GUO Xiaoting, et al. Efficiency of magnetically coupled resonant wireless

- transmission based on the new class E amplifier under varying load[J]. *Science Technology and Engineering* 2018, 18(14): 30-36.
- [18] 张波, 疏许健, 黄润鸿. 感应和谐振无线电能传输技术的发展[J]. *电工技术学报*, 2017, 32(18): 3-17.
ZHANG Bo, SHU Xujian, HUANG Runhong. The development of inductive and resonant wireless power transfer technology[J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2017, 32(18): 3-17.
- [19] AYACHIT A, SAINI D K, SUETSUGU T, et al. Three-coil wireless power transfer system using Class-E2 resonant dc-dc converter[C] // *Proceedings IEEE International Telecommunication Energy Conference*, October, 2015, Yokohama, Japan: 1116-1119.
- [20] 卞正达, 黄天一, 徐长福, 等. 针对碳化硅器件的高频逆变器缓冲电路设计[J]. *电力工程技术*, 2019, 38(6): 167-172.
BIAN Zhengda, HUANG Tianyi, XU Changfu, et al. Spikes and oscillation suppression methods based on SiC devices in high frequency inverter[J]. *Electric Power Engineering Technology*, 2019, 38(6): 167-172.
- [21] 李青, 刘平. IGBT 大功率 E 类逆变器[J]. *电力电子技术*, 2003, 37(6): 71-73.
LI Qing, LIU Ping. IGBT high-power class-E inverter[J]. *Power Electronics*, 2003, 37(6): 71-73.
- [22] XIA Yang, GOU Bin, XU Yan. A new ensemble-based classifier for IGBT open-circuit fault diagnosis in three-phase PWM converter[J]. *Protection and Control of Modern Power Systems*, 2018, 3(3): 364-372. DOI: 10.1186/s41601-018-0109-x.
- [23] 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.
- [24] 杨晓梅, 王金虎, 费益军, 等. 基于 DC/DC 电路的无线充电系统功率稳定控制方法[J]. *电力工程技术*, 2019, 38(6): 173-178.
YANG Xiaomei, WANG Jinhui, FEI Yijun, et al. Power stability control method of wireless power transfer system based on DC/DC circuit[J]. *Electric Power Engineering Technology*, 2019, 38(6): 173-178.
- [25] 尹忠东, 魏文思, 王萍, 等. 考虑集肤效应和邻近效应的变压器绕组谐波损耗计算及实验研究[J]. *电力系统保护与控制*, 2019, 47(4): 143-151.
YIN Zhongdong, WEI Wensi, WANG Ping, et al. Calculation and experimental study on harmonic loss of transformer windings considering skin effect and proximity effect[J]. *Power System Protection and Control*, 2019, 47(4): 143-151.
- [26] 李勇, 金明亮, 李海涛, 等. 电力变压器剩磁测量方法研究[J]. *电力系统保护与控制*, 2019, 47(15): 102-107.
LI Yong, JIN Mingliang, LI Haitao, et al. Study on measurement method of remanence of power transformer[J]. *Power System Protection and Control*, 2019, 47(15): 102-107.
- [27] 朱彦磊, 傅亚光, 艾建, 等. 一种双不对称升压倍增单元的耦合电感 Boost 变换器[J]. *电力系统保护与控制*, 2019, 47(12): 93-99.
ZHU Yanlei, FU Yaguang, AI Jian, et al. Two asymmetric voltage multiplier cells Boost converter with coupled inductor[J]. *Power System Protection and Control*, 2019, 47(12): 93-99.
- [28] 方园, 施仁毅, 夏家辉, 等. 一种基于 J-A 磁滞模型的变压器在线运行监测方法[J]. *电力工程技术*, 2019, 38(5): 177-184.
FANG Yuan, SHI Renyi, XIA Jiahui, et al. Transformer online operation monitoring method based on J-A hysteresis model[J]. *Electric Power Engineering Technology*, 2019, 38(5): 177-184.
- [29] LI Y. Auto-tuning controller design of class E inverter with resonant components varying[C] // *2012 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, July 12, 2012, Hangzhou, China: 217-221.
- [30] LI Y, TSENG C. Tracking control of class E inverter for the duty cycle control[C] // *2014 IEEE 23rd International Symposium on Industrial Electronics*, July 28, 2014, Istanbul, Turkey: 2643-2647.
- [31] ALDHAHER S, LUK P C-K, WHIDBORNE J F, et al. Tuning class E inverters applied in inductive links using saturable reactors[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2014, 29(6): 2969-2978.
- [32] SUETSUGU T, KAZIMIERCZUK M K. Design procedure of Class-E amplifier for off-nominal operation at 50% duty ratio[J]. *IEEE Transactions Circuits and Systems*, 2006, 53(7): 1468-1476.

收稿日期: 2020-03-11; 修回日期: 2020-04-07

作者简介:

张俊伟(1992—), 男, 硕士研究生, 研究方向为无线电能传输技术, 软开关技术; E-mail: 2414556549@qq.com

赵晋斌(1972—), 男, 通信作者, 博士, 教授, 研究方向为电力电子电路, 装置与系统, 电力电子电路的智能化及模块化技术, 现代电力电子技术在电力系统中的应用, 新能源发电技术, 无线电能传输技术。E-mail: zhaojinbin@shiep.edu.cn

(编辑 葛艳娜)