

文章编号 1000-5013(2002)03-0289-04

# 复合方式电压共振型逆变器的特性改善

郑耀林 尚智强

(华侨大学机电工程与自动化学院, 福建泉州 362011)

**摘要** 提出一种复合方式的电压共振型逆变器, 给出7种电路拓扑. 分析运行中主开关存在着高电压应力的原因, 采用减小扼流圈电感和共振回路特征阻抗的办法, 减小主开关的电压应力. 为克服失真增大、功率因素降低及出现纹波的不足, 在加入附加控制电路后, 不但可以抑制主开关的电压应力, 而且可以改善功率因数和失真系数, 获得良好的动态和静态特性.

**关键词** 逆变器, 复合电路, 电子镇流器, 功率因数, 失真系数

中图分类号 TM 464 TM 13

文献标识码 A

目前, 体积小、重量轻、高效率和高发光率的高频点灯电子镇流器, 已经在荧光灯中应用. 这种电子镇流器的主电路由三部分组成, 即把工频交流电整流、平滑为直流的电源部分, 用数十赫兹开关频率, 把直流变换成正弦波状交流电的高频变换部分, 以及点灯电路等. 其中, 高频变换部分一般采用高效率的共振型逆变器, 以使电子镇流器的体积小、重量轻, 并提高发光效率. 直流电源部分, 则要求它既能维持灯管的发光, 又要防止闪烁现象的产生. 同时, 电子镇流器在稳定工作时, 输入功率因数要高而电流失真系数要小. 但是, 直流电源部分大多采用的是全波整流, 然后用大容量的滤波电容来平滑. 这将造成因交流输入电流在大容量电容充电期间的急剧流动, 而使功率因数降低, 电流中高次谐波含量增多的不足. 为此, 我们设计了一种复合方式电压共振型逆变器电路. 它具有结构简单、效率高、输出电压平滑和可抑制荧光灯的闪烁现象等优点. 选择逆变器参数的同时, 在原有控制电路中加入附加控制电路, 便可减少主开关的电压应力、提高功率因数, 以及降低失真系数.

## 1 电路的构成及电路拓扑

图1是设计的复合方式电压共振型逆变器的基本电路. 其中,  $L_F$ ,  $C_{F1}$  和  $C_{F2}$  为噪声滤波器,  $D_{11}$ ,  $D_{12}$ ,  $D_{13}$  和  $D_{14}$  是桥式整流电路,  $L_1$ ,  $D_2$ ,  $C_1$  和  $T_r$  构成有源滤波器,  $C_3$ ,  $L_2$ ,  $L_3$  和  $T_r$  构成高频逆变器. 主开关  $T_r$  是有源滤波器和高频逆变器的共用元件, 故称为复合方式. 两者之间通过电容  $C_2$  连接.  $R$  为荧光灯稳态工作时的等效电阻,  $C_4$  是点灯预热电容,  $C_3$  和  $L_2$  为并联共振回路. 它们与  $T_r$  构成单管电压共振型逆变器. 另外, 由于  $C_1$  的容量较大, 使逆变器的直流输入电压很平稳. 为了便于分析, 对图1电路进行4点的假设. (1) 整流二极管  $D_{11}$ ,  $D_{12}$ ,  $D_{13}$  和  $D_{14}$  用一个  $D_1$  代表. (2) 主开关  $T_r$ , 二极管  $D_1$ ,  $D_2$  为理想器件, 视为开关<sup>[1,2]</sup>. (3) 各电感为一常数,

且铁芯不饱和,忽略  $C_{F1}$  的影响.(4)  $e_{ac}$  经整流后为一连串的正半波,用  $e_{ac}^*$  表示.

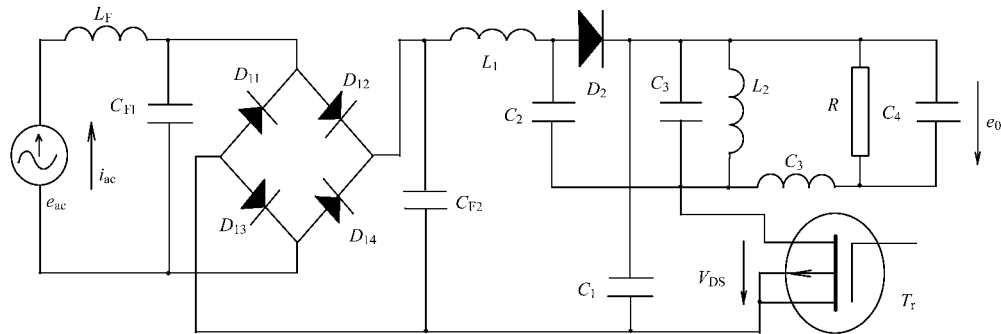


图 1 复合方式电压共振型逆变器基本电路

经以上假设后,分析  $T_r$ ,  $D_1$  和  $D_2$  的通断情况. 图 1 电路有如表 1 所示的 7 种通断状态. 据

表 1 通断状态

项 目	1	2	3	4	5	6	7
$T_r$	断	断	断	断	通	通	通
$D_2$	通	通	断	断	通	通	断
$D_1$	通	断	通	断	通	断	通

这些通断状态,可作出其相应的电路拓扑. 由表 1 可见,状态 1~4 是  $T_r$  断开,由  $C_3$  和  $L_2$  实现电压共振的状态. 此时,  $T_r$  两端将出现电压应力. 状态 5~7 是  $T_r$  导通,因  $C_1$  较大,破坏了  $C_3$ ,  $L_2$  的共振条件的状态. 特别是在状态 6,这时因  $D_1$  断开,故由  $C_1$  所储存的能量向负荷供电.

2 主开关的电压应力及抑制

经分析和试验,若电路在一个开关周期中,按通断状态 2,4,3,1,7,6 顺序工作,则可获得比较高的输入功率因数和低的电流失真系数. 图 2 为该情况的  $e_{ac}$ ,  $i_{ac}$  和  $T_r$  观测波形. 图 2(a)

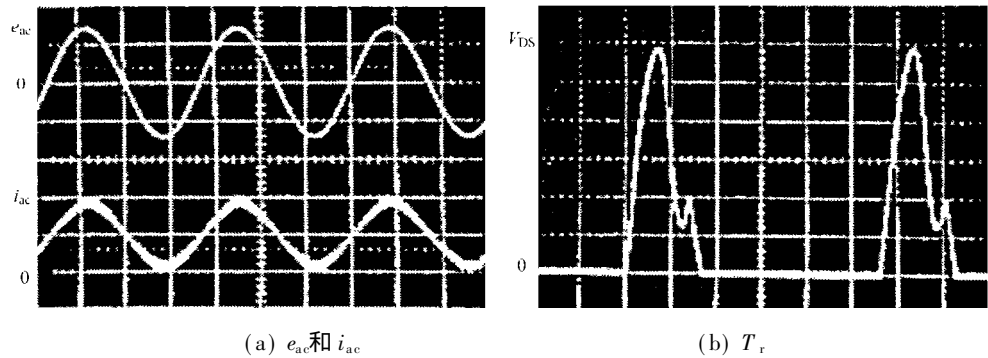


图 2 工作模式 时的观测波形

中,横坐标为  $5\text{ ms} \cdot \text{格}^{-1}$ ,纵坐标  $e_{ac}$  为  $20\text{ V} \cdot \text{格}^{-1}$ ,  $i_{ac}$  为  $0.4\text{ A} \cdot \text{格}^{-1}$ ;  $L_1 = 0.5\text{ mH}$ ,  $Z_n = 426\text{ }\Omega$ . 此时,  $\cos\varphi$  为 0.99,输入电流综合失真系数为 2.1%. 其中  $e_{ac} = 20\text{ V}$ ,  $e_0 = 6\text{ V}$ ,  $R = 20\text{ }\Omega$ . 但  $T_r$  两端所产生的电压应力  $V_{DS}$  将比  $e_{ac}$  高 8 倍以上. 为了把  $T_r$  两端的电压应力抑制在器件可承受的合适范围内,可减少扼流圈电感  $L_1$  及共振回路的特征阻抗  $Z_n = (L_2/C_3)$  来实现. 当减

少到  $L_1 = 0.16 \text{ mH}$ ,  $Z_n = 118 \Omega$  时, 测得  $e_{ac}$ ,  $i_{ac}$  的波形, 如图 3 所示. 图中, 横坐标为  $5 \text{ ms} \cdot \text{格}^{-1}$ , 纵坐标  $e_{ac}$  为  $20 \text{ V} \cdot \text{格}^{-1}$ ,  $i_{ac}$  为  $0.4 \text{ A} \cdot \text{格}^{-1}$ . 这时,  $T_r$  以  $55 \text{ kHz}$  的开关频率工作, 而  $T_r$  的电压应力已被抑制在输入电压幅值的 3.8 倍左右, 如图 4 所示. 由图 3 可看出, 虽然  $V_{DS}$  减少了, 而  $i_{ac}$  的畸变却加大, 使电流波形的综合失真系数上升到 26% 左右. 当  $\cos \varphi$  约降至 0.96 时,  $e_0$  亦出现波纹. 为此, 必须采取其它措施来改善.

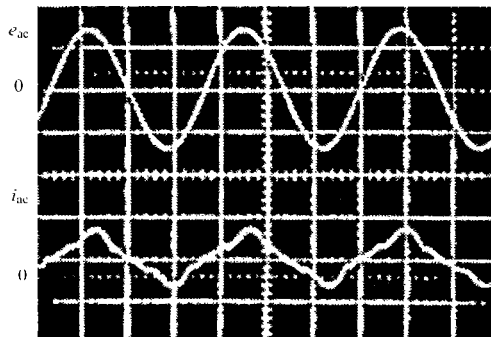


图 3 减少  $L_1$  和  $Z_n$  后的  $e_{ac}$  与  $i_{ac}$  波形

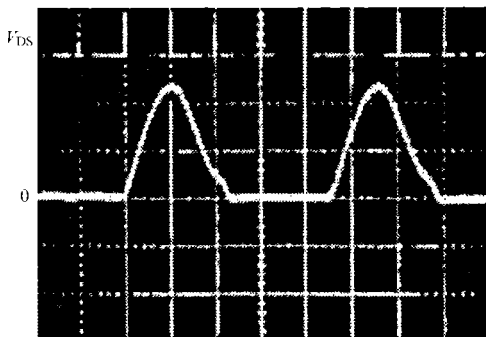


图 4 减少  $L_1$  和  $Z_n$  后的  $T_r$  电压应力

### 3 输入功率因数及失真系数的改善

虽然减少  $L_1$ ,  $Z_n$  可以抑制主开关  $T_r$  的电压应力, 但却使输入电流失真加大, 功率因数降低. 为解决这个问题, 我们在原控制电路中加入附加控制电路即可实现 (图 5 中虚框所围部分)<sup>[6,4]</sup>. 其中, 对  $e_0$  采用反馈控制. 但由于在启动的瞬间, 会有较高的电压附加在灯管上, 故加入延迟电路来克服. 另一路利用检测  $T_r$  两端的峰值电压  $V_{DS}$ , 并采用前馈控制来克服输入电

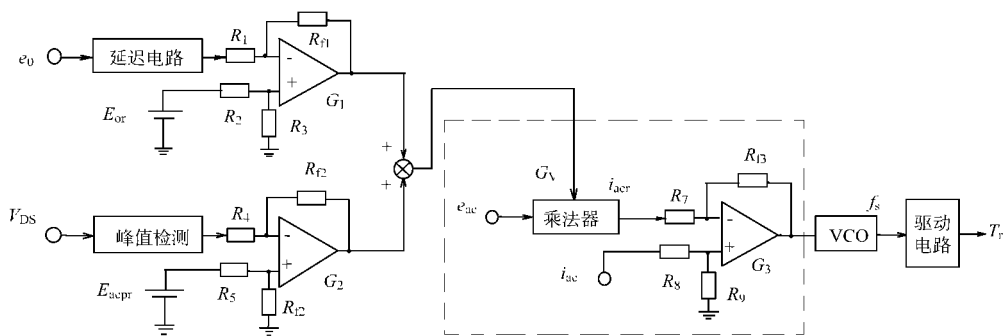
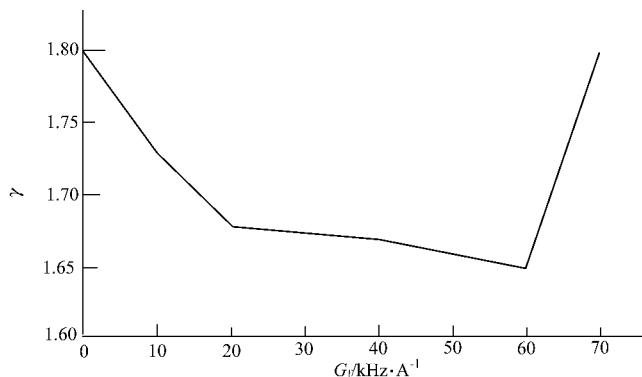


图 5 控制电路

压有效值  $E_{ac}$  变化的影响. 两路控制的输出相加, 送入所附加的控制电路, 与  $e_{ac}$  在乘法器相乘后得到输入电路的目标值  $i_{acr}$ . 经过差动放大后, 送入 VCO (压控振荡器). 其输出为开关频率  $f_s = G_f(i_{ac} - i_{acr})$ . 式中,  $G_f$  为电流增益, 是 VCO 增益与差动放大器增益  $G_3$  的乘积. 然后, 由  $f_s$  经驱动电路去控制主开关  $T_r$ . 因此, 图 1 电路中  $e_0$  实际上是按频率调制 (PFM) 控制的. 图 5 中  $E_{or}$  和  $E_{acpr}$  分别为  $e_0$ ,  $E_{ac}$  的目标值. 这时, 可测得波形因数 (振幅与有效值之比)  $\gamma$  随  $G_f$  变化的特性 (图 6). 由图 6 可见,  $G_f$  的变化有一定范围, 且在  $50 \sim 60 \text{ kHz} \cdot \text{A}^{-1}$  之间变化为最佳. 当  $G_f = 60 \text{ kHz} \cdot \text{A}^{-1}$  时, 由于加入前述的附加控制电路, 可得  $\cos \varphi = 0.98$ , 总的波形失真系数约为

图6 波形因数  $\gamma$  与  $G_f$  关系曲线

10% 的良好特性.  $T_r$  的电压应力  $V_{DS}$  也被抑制, 在输入电压幅值的 3.6 ~ 3.8 倍之间.

## 4 结束语

由以上的讨论和实测特性, 可以得出如下两点结论. (1) 本文所提出的电路方案, 有 7 种电路拓扑. (2) 减少  $L_1$  和  $Z_n$  值, 并加入所提出的附加控制电路, 不但可抑制主开关的电压应力, 而且可提高输入功率因数, 减少输入电流失真系数和输出电压  $e_o$  的波形因数. 这对实际应用将具有很好的指导意义.

## 参 考 文 献

- 1 蔡宣三, 龚绍文. 高频功率电子学——直流-直流变换部分[M]. 北京: 科学技术出版社, 1993. 121 ~ 141
- 2 李爱文, 张承慧. 现代逆变器技术及应用[M]. 北京: 科学技术出版社, 2000. 120 ~ 125
- 3 何希才. 新型开关电源设计与应用[M]. 北京: 科学技术出版社, 2001. 110 ~ 113
- 4 郑耀林. 复合方式半桥型逆变器的动作特性[J]. 华侨大学学报(自然科学版), 2002, 23(1): 77 ~ 80

## Improving the Characteristic of a Composite Pattern and Voltage Resonance Type Inverter

Zheng Yaolin Shang Zhiqiang

(College of Electromech. Eng. & Auto., Huaqiao Univ., 362011, Quanzhou)

**Abstract** A composite pattern and voltage resonance type inverter is presented and seven kinds of circuit topologies are given. The authors analyse the reason why a high voltage stress exists in the main switch during operation; and decrease voltage stress of main switch by adopting the means of decreasing the inductance of choke coil and the characteristic impedance of resonant circuit; and overcome the increase of distortion and the decrease of power factor and the appearance of ripple wave by putting in additional control circuit. After putting in additional control circuit, not only voltage stress of main switch can be suppressed but also power factor and distortion coefficient can be improved. The good dynamic and static characteristic are thus obtained.

**Keywords** inverter, composite circuit, electronic ballast, power factor, distortion coefficient