

文章编号 1000-5013(2003)03-0257-07

恒定功率的高功率因数电子镇流器

杨毅明

(华侨大学信息科学与工程学院, 福建 泉州 362011)

摘要 介绍一种新的单级电子镇流器. 它具有功率因数高、输出功率稳定和电路简单的优点. 镇流器的电源部分是由变换器和逆变器两级简化成一级而来. 控制部分主要由集成电路 555 组成. 两者对降低镇流器的成本起了很大作用. 文中从电路原理、电路分析和试验方面论证了该镇流器的可行性.

关键词 电子镇流器, 恒定功率, 控制, 功率因数, 相位

中图分类号 TM 461.3 TN 787+.2

文献标识码 A

电子镇流器自诞生以来, 在照明设备中发挥着越来越重要的作用. 与传统的电磁镇流器相比, 电子镇流器具有节能、重量轻、省材料、功率因数高、灯光无闪烁、无噪音等许多优点, 有绿色照明的美称. 一般的电子镇流器都采用交流变成直流和直流变成交流的两个变换器. 通常, 商品化的电子镇流器都是由一个交流变成直流的功率因数校正器, 以及一个直流变成交流的逆变器组成, 每一级需要一个控制器. 虽然现有的各种集成控制电路简化这种电子镇流器, 但是这种两级式的电子镇流器所用的元件还是偏多, 价格相对偏高. 成本是设计电子镇流器必须考虑的因素, 这是它们与传统电磁镇流器竞争市场的关键. 针对这个问题, 近来出现的几种电子镇流器的拓扑图, 在降低电子镇流器的造价上作了许多工作^[1,2], 但是它们的控制电路还是比较复杂. 有些电子镇流器采用单级电源电路, 降低电路成本, 增加恒定功率的功能, 提高电子镇流器的性能. 但是, 它们的控制电路还是复杂^[3], 因而实用价值还不够. 现在本文提出一种新的解决单级电源拓扑图的控制方法, 它也有恒定功率的功能. 它的电源拓扑图采用单级的双开关变换器, 由降压升压型功率因数校正器和谐振逆变器结合而成. 它的控制系统采用最常用的 555 集成电路, 而不必依赖任何专用的集成控制电路, 使控制电路的复杂程度和镇流器的成本进一步降低.

1 电源部分的特点和工作原理

本文的电子镇流器分为电源部分和控制部分. 电源部分是由两级式电子镇流器的拓扑图演变来的, 如图 1 所示. 图 1(a) 是典型的两级式电子镇流器的拓扑图. 第 1 级是整流兼功率因

收稿日期 2002-12-14

作者简介: 杨毅明(1957-), 男, 讲师, E-mail: fyangyiming60@kyd.com

Copyright © 2003 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net

数校正的降压升压变换器. 它把线电源的交流电 v_1 变成可调节的直流电压 v_2 输出, 同时保证高的输入功率因数. 第 2 级是半桥式谐振逆变器. 它把直流电压转变成高频交流电压 v_3 提供给荧光灯, 使荧光灯的闪烁频率远远超过人的眼睛感觉闪烁的极限, 让眼睛感觉这种灯光柔和. 在图 1(a) 中, 开关 T_1 , T_3 和 D_3 有一公共端, 它们可以同步地工作, 我们巧妙地把它用一个开关来代替, 如图 1(b) 所示的 T_2 , D_7 和 D_8 . 这样就可以得到一个新的单级大功率因数镇流器. 下面简要介绍它的工作原理.

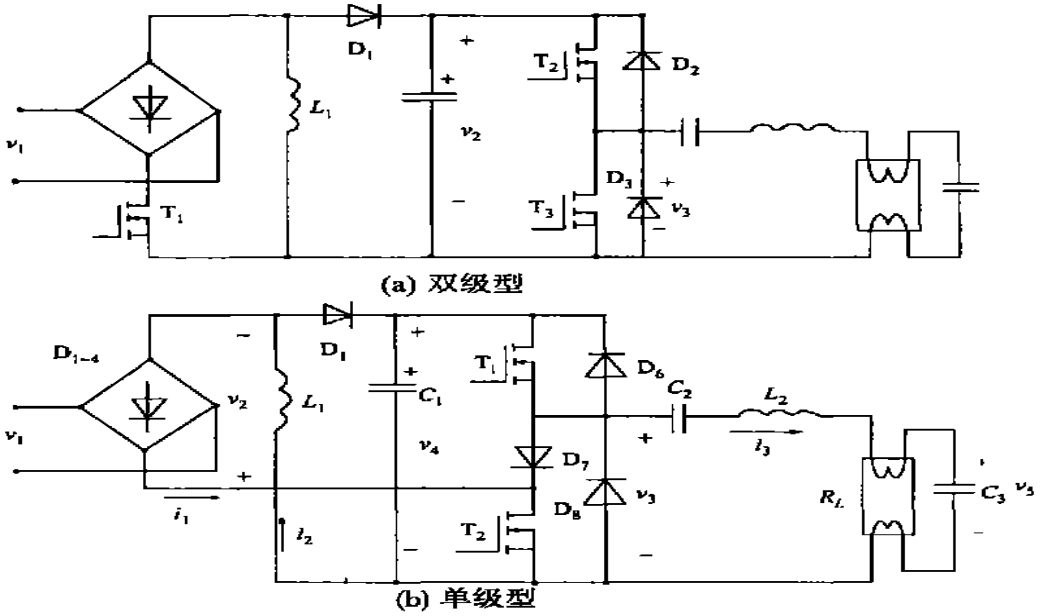


图 1 电子镇流器拓扑图

图 1(b) 的单级镇流器的输入部分由 D_{1-4} , D_5 , T_2 , L_1 和 C_1 组成, 它相当于图 1(a) 的降压升压变换器. 线电压 $v_1 = V_m \sin(2\pi f t)$ 经整流后的电压 $v_2 = |v_1|$, V_m 是线电压的峰值, f 是线电压的频率. 当开关 T_2 导通时, 电感 L_1 上每次充电电流 i_2 的最大值为

$$i_{2m} = \frac{v_2 t_1}{L_1} \tag{1}$$

式(1)中 t_1 是开关 T_2 的导通时间, 在开关的一个周期 T 输入电流 i_1 的平均值为

$$I_1 = \frac{D^2}{2L_1 f_s} v_2 \tag{2}$$

式(2)中 $D = t_1/T$ 是开关 T_2 的占空比, $f_s = T^{-1}$ 是该开关的频率. 它说明只要开关的频率和占空比不变, 镇流器的输入电流就能跟随线电压的变化, 使功率因数达到 1. 变换器的输入功率 P_i 可以用 I_1 与 v_2 的积分算出, 即

$$P_i = \frac{D^2}{4L_1 f_s} V_m^2 \tag{3}$$

式(3)说明, 当电网电压波动时, 只要维持变换器的开关频率 f_s 不变, 通过改变占空比 D 就可以保证镇流器的输入功率不变.

图 1(b) 的单级镇流器的输出部分由 T_{1-2} , D_{6-8} , C_{2-3} 和 L_2 组成, 它相当于图 1(a) 的半桥

式谐振逆变器. 在启动阶段谐振电路的谐振频率略低于逆变器的工作频率, 这样产生的大电流可以在灯管两端产生高压点燃荧光灯. 在工作阶段谐振电路的谐振频率低于逆变器的工作频率, 这样谐振电路的大阻抗可以降低荧光灯的电流, 保证荧光灯的省电和长寿命. 工作阶段谐振电路呈感性使谐振电路的输入电流 i_3 落后于输入电压 v_3 , 使开关管 T_1 成为零电压开关, 而开关管 T_2 能在零电流接通^[1]. 图2有谐振电路中电压 v_3 和电流 i_3 的波形, 它说明 i_3 比 v_3 落后一段时间 t_3 . 逆变器的开关 T_1 可以在零电压开关状态工作, 保证开关低损耗. 为了不改变谐振电路的电压和电流的关系, 开关 T_2 的开始导通时刻 t_2 的调整只能在 $0 \sim t_3$ 之间进行. 相应地, 占空比 D 的变化范围只能在 $D_{\min} \sim 0.5$ 之间. 这里占空比的最小值为

$$D_{\min} = 0.5 - t_3/T. \quad (4)$$

它是由谐振电路的电流 i_3 滞后于电压 v_3 的时间 t_3 来确定, 而时间 t_3 又是由电流 i_3 滞后电压 v_3 的相角 Φ 来决定的. 一旦变换器的占空比超出这个范围, 它将转到别的工作模式, 并使加在谐振电路的电压 v_3 失真. 为了让镇流器工作在最佳状态, 下面介绍如何在占空比的变化范围内实现调光和稳定功率.

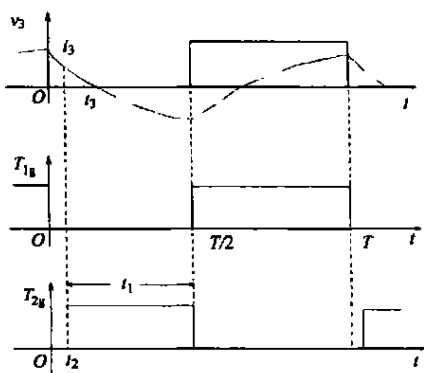


图2 谐振电路和开关的电压电流

2 控制电路

电子镇流器的控制电路一般有变压器式振荡器、专用集成控制电路、555 集成电路等方式, 但它们都没有稳定荧光灯功率的功能. 为了达到稳定荧光灯功率的要求, 又满足电路简单和降低成本的要求, 本文采用 555 集成电路和反相器构成控制电路. 图3是该镇流器的控制电路, 它用两个 555 集成电路构成既能产生矩形波, 又能产生脉冲宽度可调的控制电路. 它对应的波形如图4所示. 第1个 555 电路 IC_1 利用两个二极管 D_1 和 D_2 的单向导电性转换振荡器

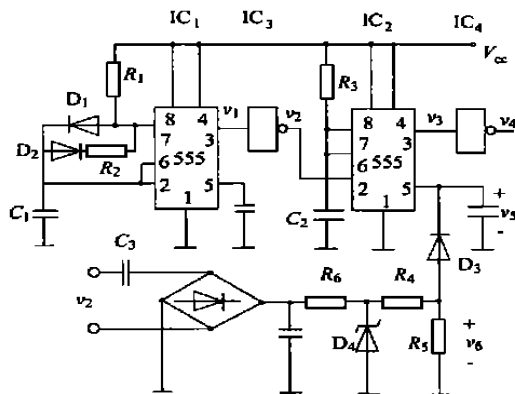


图3 控制电路

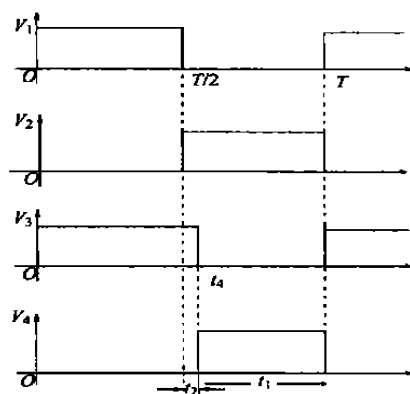


图4 控制电路的波形

的充放电电阻 R_1 和 R_2 , 使电容 C_1 的充放电时间相等, 产生周期固定的矩形波 v_1 . 这个矩形波作为逆变器开关的控制信号, 使谐振电路的电压 v_3 和电流 i_3 可以按图2的规律变化. 第2个

555 电路 IC₂ 是一个脉冲宽度调制器, 它的触发信号来自反相器 IC₃ 的输出 v_2 , 控制脉冲宽度的电压 V_5 来自变换器的整流输出电压 v_2 , 它反映线电压的大小. 若控制电压 V_5 增加时, 调制器 555 内部的比较器的参考电压将随着增加. 它使调制器的输出脉冲 v_3 的宽度增加, 经过反相器 IC₄ 输出宽度变窄的控制脉冲 v_4 . 这个宽度可调的周期脉冲作为变换器开关的控制信号, 使电源变换器的占空比 D 可以根据线电压的大小变化进行调整. 同时, 它可稳定变换器的输出电压, 使荧光灯的发光功率稳定在设定值, 充分发挥镇流器和荧光灯的效益. 控制电路的电源是从变换器的整流电压 v_2 经电容 C_3 耦合获得, 这么做既可以滤波又可以降低电压.

从能量的角度看, 线电压经变换器连续不断地将电能传送给输出电容 C_1 , 逆变器再把电容上的电能转变为高频的方波电压 v_3 输给谐振回路, 向荧光灯供电. 根据傅里叶级数分析, 高频的方波电压 v_3 向谐振电路传送的能量主要部分是基波电压. 基波电压为

$$V_3 = \frac{2V_4}{\pi} \sin(\omega t). \quad (5)$$

式(5)的 $\omega = 2\pi f_s$ 是开关频率的角频率, 基波电压 V_3 在谐振电路中产生的基波电流为

$$i_3 = \frac{V_3}{|Z|} \sin(\omega t - \Phi). \quad (6)$$

$$Z = |Z| e^{j\Phi} = R_L + j(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2}), \quad (7)$$

$$|Z| = \sqrt{R_L^2 + (\omega^2 L_2 C_2 - 1)^2 / (\omega C_2)^2}, \quad (8)$$

$$\Phi = \tan^{-1}[(\omega^2 L_2 C_2 - 1) / (\omega R_L C_2)]. \quad (9)$$

上式的 Z 是谐振电路正常工作时的阻抗, 这时荧光灯已经导通, R_L 是荧光灯的工作电阻, 它远小于并联电容 C_3 的容抗. 所以, C_3 的容抗的作用近似不算; Φ 是电流 i_3 滞后电压 v_3 的相角, 式

中 $(\omega^2 L_2 C_2 - 1) > 0$. 这是由于在正常工作的情况下, 谐振回路的谐振角频率 $1/\sqrt{L_2 C_2}$ 小于开关角频率 ω . 把式(9)代入式(6)中可以计算 i_3 滞后 v_3 的时间为

$$t_3 = \Phi / \omega, \quad (10)$$

根据式(5)~(9)可以计算变换器送给逆变器的功率, 即

$$P_0 = \frac{2V_4^2}{\pi^2 |Z|} \cos \Phi. \quad (11)$$

从功率平衡的角度看, 电容 C_1 上的电压 V_4 取决于荧光灯的功率. 设变换器的效率为 100%, 则稳定状态时电容 C_1 上的电压 V_4 可以根据式(3)和式(11)得到, 即

$$V_4 = k D V_m, \quad (12)$$

其中 $k = \frac{|Z|}{8L_1 f_s \cos \Phi} \pi$. 为了使镇流器的功率因数为 1, 必须保证变换器在整个交流电的周期都在不连续导电模式工作. 考虑到这个因素, 在线电压 v_1 达到峰值 V_m 时, 变换器应该还是在 不连续导电模式工作, 不能进入连续导电模式. 即开关 T_2 的截止时间应大于电感 L_1 的放电时间, 由此可得

$$V_4 = D V_m / (1 - D). \quad (13)$$

式(13)是不连续导电模式在开环工作状态或标准工作状态下的工作条件, 这时式中 D 和 V_m 的值是确定值. 由于直流电压 V_4 在闭环控制时是恒定不变的, 根据式(12)和式(13)得

$$V_4 = (k - 1)V_m. \quad (14)$$

式(14)是不连续导电模式在闭环工作状态下的工作条件,它包括不连续导电模式和连续导电模式的临界点.因为在闭环工作状态,占空比要随着线电压的波动而改变,以维持电压 V_4 稳定在设计数值上.所以,根据式(14)可以确定允许线电压 V_m 波动的最小值,它是连续导电模式和输入功率因数下降的开始值.为了防止线电压太低,镇流器进入连续导电模式.在脉冲宽度调制器的控制电压输入端增加箝位电路,它是由 R_4 , R_5 和 D_3 组成.当线电压太低,电阻 R_5 上的电压 V_6 低于 IC_2 内部的参考电压时,二极管 D_3 自动截止.这时 IC_2 的脉宽控制电压 V_5 固定在 $2V_{cc}/3$,输出的脉冲宽度不再受到调整,占空比 $D = 0.5$ 不再增加.当线电压 v_1 因电源波动增加时,控制电压 V_5 随着增加,使脉冲宽度调制器输出的正脉冲 v_3 变宽.同时,反相器 IC_4 输出的正脉冲 v_4 的宽度变窄,变换器的占空比相应减小.这样升压电感获取的能量相应减少,变换器输出的直流电压 V_4 跟着降低.这是一个负反馈系统,起到线电压升高时降低荧光灯上的电压、稳定输出功率的作用,达到稳定荧光灯的光通量的目的.为了防止因线电压的增加,使控制电路调整占空比 D 的值低于最小值 D_{\min} ,控制电路同时增加限幅电路.它由电阻 R_6 和稳压二极管 D_4 组成.当线电压太高时,稳压二极管 D_4 被击穿.这时 IC_2 的脉宽控制电压 V_5 不再增加,其输出脉冲 v_3 的宽度不再受到调整,相应地变换器的占空比 $D = D_{\min}$ 也不再下降.

3 电路设计

在启动阶段,为了获得最大的启动电流和点燃电压,选择串联谐振电路的谐振频率 ω_1 接近开关频率 ω .同时,还要保证最大启动电流不能超过荧光灯的额定电流的五倍^[1].由于刚接通电源时,荧光灯还没有点燃导通,所以串联谐振电路的谐振频率

$$\omega = \sqrt{C_2 + C_3} / \sqrt{L_2 C_2 C_3} \quad \omega. \quad (15)$$

根据对串联谐振电路在启动阶段的过渡状态进行分析,得

$$i_3 = \frac{\omega V_4}{2L_2(\omega^2 - \omega_1^2)}(\cos\omega t - \cos\omega_1 t). \quad (16)$$

式(16)说明启动时,灯丝电流有可能达到最大值

$$I_{3m} = \frac{\omega V_4}{2L_2(\omega^2 - \omega_1^2)}. \quad (17)$$

这个电流使荧光灯的点燃电压 v_5 达到最大值

$$V_{5m} = I_{3m} / \omega C_3, \quad (18)$$

然后点燃荧光灯.

一般荧光灯的工作电压、电流、功率和电阻是已知的.根据这些条件和荧光灯正常工作时的限流要求,在电路正常工作时选择谐振电路的谐振频率 ω 小于开关频率 ω 的 3 倍.由于荧光灯导通时极大地减小了并联电容 C_3 的作用,所以这时谐振频率

$$\omega = 1 / \sqrt{L_2 C_2}. \quad (19)$$

根据以上分析的条件和式(15)~(19),可以推出 3 个关系式.即

$$C_2 = 15C_3, \quad (20)$$

$$L_2 = \frac{(C_2 + C_3)I_{3m} - \omega V_4 C_2 C_3}{I_{3m} C_2 C_3 \omega^2}, \quad (21)$$

$$C_3 = I_{3m} / (\omega V_{5m}). \quad (22)$$

由于控制电路的方波发生器 IC₁ 的充放电时间常数相同, 所以其输出的方波 v_1 的频率为

$$f_s = 1.43 / (R_1 + R_2) C_1. \quad (23)$$

脉冲宽度调制器 IC₂ 输出的脉冲 v_3 宽度为

$$t_4 = R_3 C_2 \ln\left(\frac{V_{cc}}{V_{cc} - V_5}\right), \quad (24)$$

$$V_5 = 2V_{cc}/3 + \Delta V. \quad (25)$$

这里 $2V_{cc}/3$ 是 555 内部的基准电压, ΔV 是外部的控制电压高于基准电压的那部分. 在 $\Delta V < V_{cc}/3$ 的条件下, 利用泰勒级数公式得

$$t_4 \approx (1.1 + 3\Delta V/V_{cc}) R_3 C_2. \quad (26)$$

当线电压降低于下限值时, 脉冲宽度调制器 IC₂ 的控制电压 V_6 低于 $2V_{cc}/3$, 二极管 D₃ 截止. 这时, 输出脉冲 v_3 的宽度为

$$t_4 \approx 1.1 R_3 C_2. \quad (27)$$

当线电压高于下限值时, 控制电压 V_6 高于 $2V_{cc}/3$, 二极管 D₃ 导通. 这时, 脉冲 v_3 的宽度可以用式(26)来估算. 当线电压高于上限值时, 稳压二极管 D₄ 被击穿. 这时, 控制电压 $V_5 = V_{5m}$, 不让占空比继续减小而影响不连续导通状态. 根据式(26)和前面分析的开关 T₂ 的导通调整范围, 如果选择线电压在下限值时的 $t_4 = T/2 = 1.1 R_3 C_2$, 则控制脉冲 v_4 的调整时间为

$$t_2 = (3\Delta V/V_{cc}) R_3 C_2. \quad (28)$$

而且, 脉冲 v_4 的调整时间 t_2 必须满足 $0 < t_2 < t_3$, 显然有

$$0 < (3\Delta V/V_{cc}) R_3 C_2 < t_3. \quad (29)$$

由式(25)和式(29)可以得到控制电压 V_5 的最大值, 即

$$V_{5m} = \left(2 + \frac{t_3}{R_3 C_2}\right) \frac{V_{cc}}{3}. \quad (30)$$

以上分析为设计单级高效率恒定功率电子镇流器提供了理论依据, 它的公式比文[4]的公式直观和简单.

4 实验结果

根据前面对镇流器的拓扑图和控制电路的分析得到此上公式, 以及荧光灯的技术参数和选择元件参数, 设计一个 30 W 的荧光灯电子镇流器. 市电电源是 220 V, 50 Hz, 荧光灯的型号是 YZ30RN32. 灯管两端电压是 81 V, 工作电流是 0.37 A, $R_1 = 219 \Omega$, 开关频率是 25 kHz. 考虑到功率的调节范围, 选择交流电源在 220 V 时的占空比 $D = 0.45$. 考虑到谐振电路的延时相角, 如果它太大会增加谐振电路的无功功率. 相应地要求直流电压 V_4 加大, 使加在共用开关 T₂ 上的电压最大值(输入整流电压的峰值和直流电压之和)增大. 此时加大开关管的耐压负担, t_3 不能选得太大. 选择谐振电路的 $L_2 = 1.9$ mH, $C_2 = 330$ nF, $C_3 = 22$ nF 时, $t_3 = 5.8$ μ s. 变换器的主要元件开关管用 IRF840, 二极管用 1N4007, $L_1 = 5.6$ mH, $C_1 = 47$ μ F. 控制电路的主要元件 $R_1 = R_2 = 25$ k Ω , $C_1 = C_2 = 1$ 000 pF, $R_3 = 18$ k Ω , $V_{cc} = 12$ V, $R_4 = R_6 = 1$ k Ω , $R_5 = 1.6$

$k\Omega$, $C_3=0.1\mu\text{F}$, 稳压管 D_4 用 GLL4745 稳压电压为 16 V .

实验室的电路试验结果显示, 电源电压和电流的波形与文 [3, 4] 相同. 输入功率因数为 0.98 , 总谐波含量为 6.9% , 输入功率为 33 W , 灯管的电压为 81 V , 功率为 28 W , 镇流器的效率为 85% . 当电源电压 V_1 小于 190 V 以后, 控制电路的二极管 D_3 截止, 控制电压 V_5 保持 8 V 不变, 占空比 D 为 0.5 最大值. 当 V_1 大于 240 V 以后, 控制电路的稳压二极管 D_4 击穿, V_5 稳定在 8.94 V 左右, 占空比 D 为 0.38 接近最小值 0.36 . 在以上两种情况时, 输入电压的变化不影响控制电路, 输出功率随输入电压的变化而明显变化. 具体的输入电压 V_1 和输出功率 P_o 的数据记录, 如表 1 所示.

表 1 输入电压与输出功率关系表

V_1/V	190	200	210	220	230	240	250
P_o/W	27.4	28.9	29.1	27.8	27.0	26.0	27.0

由这些测量值的关系可以看到, 控制电路在线电压波动的情况下, 对荧光灯的输出功率确实发挥了调整和稳定作用. 这种新型调光电子镇流器的输入功率因数高, 电路简单. 用普通的 555 电路可以产生所需要的控制信号, 不需要专用的集成电路. 它在一定的范围内能保证电路工作在不连续导电状态, 延长了荧光灯的寿命, 保证电路的高效率并降低电路的成本, 各项技术指标也符合国家标准.

参 考 文 献

- 1 Wu T F, Yu T H. Off-line applications with single-stage converters[J]. IEEE Trans. Ind. Electron., 1997, 44(5): 638~647
- 2 Quian J, Lee F C, Yamauchi T. Current-source charge-pump power-factor-correction electronic ballast [J]. IEEE Trans. Power Electron., 1998, 13(5): 564~572
- 3 Alonso J M, Calleja A J, Lopez E, et al. A novel single-stage constant-wattage high-power-factor electronic ballast[J]. IEEE Trans. Ind. Electron., 1999, 46(6): 1148~1157
- 4 杨毅明. 开关整流推挽变换电子镇流器[J]. 华侨大学学报(自然科学版), 2003, 24(1): 83~88

An Electronic Ballast with Constant Power and Higher Power Factor

Yang Yiming

(College of Info. Sci. & Eng., Huaqiao Univ., 362011, Quanzhou, China)

Abstract A new single-stage electronic ballast is presented. It is characterized by a higher power factor and a constant output power and a simple circuit. The part of its power source comes from the simplification from converter and inverter as two stages into one stage. The part of its control is mainly composed of integrated circuit 555. Both have very great effect in lowering its cost. The author demonstrates its feasibility from principle and analysis and testing of circuit.

Keywords electronic ballast, constant power, control, power factor, phase