

压电变压器在冷阴极管驱动器中的应用研究

黄以华, 杨 智, 陈挚睿, 宋军江

(中山大学电子与通信工程系, 广东广州 510275)

摘 要: 电磁式变压器用于冷阴极管驱动器时易被击穿, 电磁干扰严重, 功率损耗较大, 难以使驱动器实现平面化和轻量化. 利用压电变压器替代电磁式变压器, 并合理选择及设计半桥型逆变器作为压电变压器的输入级、LC 电路作为输出级电路, 并采用频率跟踪技术控制压电变压器的工作频率, 则可以使冷阴极管驱动器的整体性能得到大幅提高.

关键词: 压电变压器; 冷阴极管; 软开关

中图分类号: TN722.1 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2006) 05-0800-04

The Research on the Application of the Piezoelectric Transformer in Cold-Cathode Fluorescent Lamp Driver

HUANG Yi-hua, YANG Zhi, CHEN Zhi-rui, SONG Jun-jiang

(Department of the Electronic and Communication Engineering, Sun Yat-Sen University, Guangzhou, Guangdong 510275)

Abstract When the electromagnetic transformer is used in the cold cathode fluorescent lamp (CCFL) driver, the transformer is very easy to be broken, the EMI and the power lose is very serious, and the weight and volume is hard to be minimized. If the electromagnetic transformer is replaced with the piezoelectric transformer (PT) in the CCFL driver, and using the Half Bridge inverter as the input stage using the LC circuit as the output stage of the PT, and to trace the frequency of the PT, the performance of the CCFL driver can be improved.

Key words piezoelectric transformer; cold cathode fluorescent lamp; soft switching

1 引言

冷阴极管 (Cold Cathode Fluorescent Lamp, 以下简称 CCFL) 可以为 LCD 显示器提供柔和的、均匀的背景照明. CCFL 的启动电压多在 500V 至 2000V 之间, 维持电压一般也在四、五百伏左右, 因此采用传统的电磁式变压器来设计 CCFL 驱动器会产生如下的问题: (1) 电磁式变压器绕组易被击穿; (2) 驱动器产生的电磁干扰严重; (3) 电磁变压器的功率损耗较为严重; (4) 散热问题严重; (5) 使用电磁式变压器的驱动器很难作的很薄.

压电变压器 (Piezoelectric Transformer, 以下简称 PT) 因其体积小、重量轻、效率高、耐高压及安全可靠, 所以在许多应用领域, 特别是在高频、小电流、高电压条件下, 成为电磁式铁芯变压器极好的替代品, 另外 PT 的电压传输特性与 CCFL 的阻抗特性之间可以形成极佳的配合, 因此使用 PT 来构成 CCFL 驱动器可以大大提高驱动器的整体效率.

2 器件的工作特性

2.1 PT 的特性

一般情况下商品化 PT 的工作频率从几十千赫到几兆赫不等, 当 PT 在其谐振频率附近工作时, 其等效电路如图 1 所示.

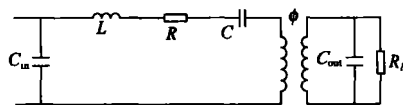


图 1 PT 的等效电路

C_{in} : 输入电容; C_{out} : 输出电容
 L : 等效电感; R : 等效电阻; C : 等效电容
 ϕ : 传输比; R_L : 负载阻抗

PT 具有诸多

特性, 对于使用者来说, PT 的电压传输比及功率传输效率是最为重要的两个特性, 如图 2 所示. 图 2(a) 中 40kHz 处的峰值点对应器件的 1/2 模式, 80kHz 处的峰值点对应器件的 1 模式, 120kHz 处的峰值点对应器件的 3/2 模式. 从峰值的大小可以看出, PT 在 1 模式工作时, 可以达到最大的电压传输比.

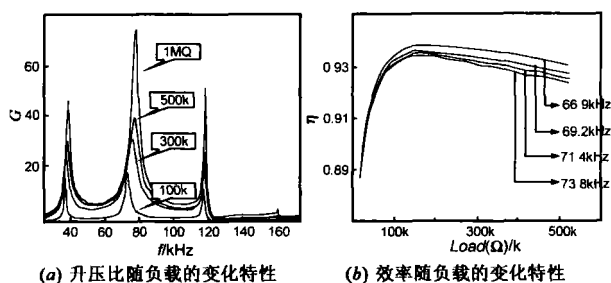


图 2 PT 的升压比及效率随负载的变化特性
PT 电压传输比 $G (= v_o / v_i)$ 可以表示为^[2,3]:

$$G = \frac{v_o}{v_i} = \frac{\phi}{1 + \frac{\phi^2 R}{R_L} + j\omega_s C_0 \phi^2 R} \quad (1)$$

其中, ω_s 是 PT 的谐振频率. 由上式可以看出, G 是负载 R_L 的函数, R_L 越大, 则 G 也越大, 而 CCFL 在启动瞬间的等效阻抗非常高, 如果将 CCFL 作为 PT 的负载, 则 PT 在 CCFL 启动瞬间, 可以输出极高的电压, 从而点亮 CCFL. 另外 PT 的谐振频率会随着负载变化而变化, 当 R_L 变小时, PT 的谐振频率也会降低. 这一特性也很重要, 因为这一特性会影响到驱动器的频率控制方法的选取.

PT 的功率传输效率 $\eta = (P_o / P_{in})$ 随负载 R_L 的变化规律在理论上可以表示为^[1]:

$$\eta = \frac{P_o}{P_{in}} = \frac{1}{1 + \frac{\phi^2 R}{R_L} + (\omega_s C_0 \phi)^2 R_L R} \quad (2)$$

研究证明, 当 R_L 取一定值时, η 可达到最大值. 在图 2 (b) 中的 η 达到最大值时, R_L 大致是 100k ~ 200k 之间, 这与多数 CCFL 稳态工作时的等效阻抗大小非常接近.

2.2 CCFL 的特性

CCFL 的启动电压多在 500V 以上, 而稳态工作时的电压是启动电压的 1/2 ~ 1/3 不等. 对典型的 CCFL 进行测试的结果表明^[4,5], CCFL 在被点亮的一瞬间, 加在其上的电压非常高 (此电压就是启动电压, 否则难以点亮), 流过其上的电流近似为零, 所以此时 CCFL 的等效阻抗非常大, 近似于开路; 当 CCFL 被点亮之后, 一直到达到稳定状态前的过程中, 工作电流逐渐增大, 工作电压逐渐降低, 所以在这个过程中, 其等效阻抗逐渐变小; 当 CCFL 上的电压和电流都达到稳定值时, 其等效阻抗也达到稳定值. 另外, CCFL 的亮度随驱动频率的变化不大, 而随电流的变化比较大. 在某一特定的电流下, 当 PT 供给的电压达到 CCFL 的维持电压时, CCFL 的输入阻抗呈现纯电阻特性, 并且随着电流值的变化而变化.

因此, 如果以 PT 作为 CCFL 的功率输入级, 则二者可构成极佳的配合: 首先, CCFL 启动时需要很高的启动电压, 而这时 CCFL 的等效阻抗也非常大, 从图 2(a) 中可看出, 对于大的 R_L , PT 恰好输出高电压, 满足了 CCFL 的要求; 接下来, 随着 CCFL 等效阻抗的降低, PT 的输出电压也

会自动降低; 最后, 当 CCFL 的等效阻抗稳定时, PT 的输出电压也将保持稳.

3 电路结构、控制方式及电路分析

3.1 PT 驱动电路结构

CCFL 驱动器经常工作在电池供电的场合, 所以驱动器的效率是至关重要的. 虽然普通的功率放大器可以驱动 PT 来点亮 CCFL, 但是效率太低. 经过实际测试及计算发现, 由普通放大器构成的 CCFL 驱动器整体的效率一般低于 50%, 而且 CCFL 的亮度不易调节, 另外电路的工作频率, 主要是 PT 的工作频率也不易控制, 这也是导致整个驱动器效率低下的重要原因. 目前直流开关变换器技术已经相当成熟^[6-8], 效率可达 95% 以上, 因此可以考虑利用开关变换器中的直流逆变器部分作为 PT 的驱动级, 而 PT 恰好可以替代开关变换器中原有的电磁变压器. 因为半桥电路结构简单, 元件个数少, 易于实现各种控制, 所以图 3 选用了半桥型逆变器.

3.2 PT 与 CCFL 之间的匹配网络

由于半桥逆变器输出的是方波电压, 而驱动 PT 最好使用与 PT 谐振频率相同的正弦电压, 这样可以确保 PT 工作在单模状态, 所以必须在 PT 与半桥逆变器之间设置匹配网络, 滤除 (或衰减) 方波电压中的高次谐波成分, 使其变成 PT 所需的正弦波. 另外, 为了提高效率, 避免硬开关方式所产生的开关损耗大、感性关断电压尖峰大、容性开通电流尖峰大以及电磁干扰严重等问题, 半桥逆变器的两个开关管必须采用软开关方式.

软开关技术从原理上讲就是利用电容与电感谐振, 使开关器件中电流 (或电压), 按正弦或准正弦规律变化. 当电流过零时, 使器件关断; 当电压过零时, 使器件开通, 实现开关损耗为零. 观察图 1 所示的 PT 在谐振频率附近的等效电路不难发现, 如果以 PT 作为半桥逆变器的负载, 并且在半桥逆变器与 PT 之间增加一电感 L , 则 PT 等效电路输入端的等效输入电容 C_{in} , 以及开关管的结电容与电感 L 恰好可构成 LC 谐振电路, 既可以达到滤波的目的, 同时又可实现两个开关管的软开关, 如图 3 所示. 图中虚线框中是 PT 的等效电路.

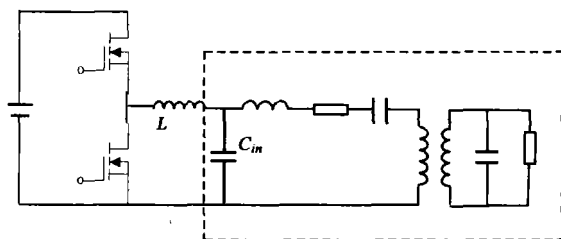


图 3 驱动器原理框图

为了同时实现滤波和软开关两个目的, 合理地选择 L 成为关键. 选择 L 时应当使得所构成的 LC 谐振电路能够允许 PT 工作所需的基波频率成分顺利通过, 同时, 要有效

地衰减高次谐波成分, 因为高次谐波会使 PT 产生高次寄生耦合振动模式, 扰乱其正常的工作状态, 降低其能量传输效率. 这就要求 LC 电路的振荡频率至少要大于开关频率. 也就是

$$\frac{1}{2p\sqrt{LC_{in}}} > f$$

$$\text{所以有 } L < \frac{1}{4p^2 f^2 C_{in}} \quad (3)$$

在上式中, C_{in} 是 PT 输入端的等效输入电容, f 是开关频率.

公式 (3) 给出的仅仅是电感 L 的最大值, 在此上限内, 电感值还要进行进一步的优化, 否则电感 L 的取值太大, 太小或是恰好取到某些特殊值时, 都会对电路产生不利影响. 电感 L 值太大, 则 LC 电路对输入电压衰减过大, 造成整个电路的增益不足; L 的值太小, 会导致 LC 谐振频率过高, 使得输入电压中的高频成分得以到达 PT 的输入端, 影响输入端的波形.

3.3 控制方式

当用 PT 驱动 CCFL 时, 为了充分发挥 PT 的优点, 就必须使用频率跟踪控制, 因为 PT 的谐振频率及效率会因负载阻抗、环境温度、元件、尺寸及其误差的影响而变化, 当以 CCFL 为 PT 的负载时, CCFL 的等效阻抗从启动到稳态工作过程中会由大变, 因而 PT 的增益也会随着负载的减小而下降, 显然 PT 的这一特性有助于点亮 CCFL. 但是如果以恒定频率的电压驱动 PT, 则 PT 的电压增益不能达到曲线的峰值, PT 的优点失去意义. 而频率跟踪控制则不同, 如图 4 所示. 对恒定频率的电路而言, 电路的启动点在 A_1 , 工作点在 A_2 . 可以看到, A_2 点并未处在相应负载 (如 105k) 曲线的峰值点上, 而频率跟踪电路的启动点在 B_1 , 工作点在 B_2 . 从 B_1 到 B_2 的过程是由各曲线的峰值点 (B_1 点除外) 连接而成的, 两种路径相比而言, 当以相同的电压供电时, 频率跟踪电路可以保证 CCFL 所需的启动电压, 并且 PT 的优点得以充分利用, 而恒定频率控制的电路不能保证 CCFL 一定能可靠地启动, 所以 CCFL 驱动器应当采用频率跟踪控制方式.

由于具体的某个 CCFL 的启动电压以及具体的 PT 的工作频率并不确知 (当然可以知道这些参数, 但是实际的

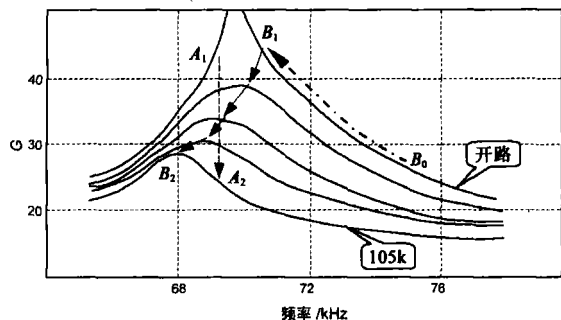


图 4 频率控制策略的对比

设计往往是针对成批量的器件进行的), 所以, 为了有效地保护 CCFL, 应当采用软启动方式, 逐步增加施加在 CCFL 上的电压, 以此来确保启动过程中所提供的电压刚好可以点亮 CCFL, 而不会将其击穿. 为了实现这一功能, PT 的驱动电路在点亮 CCFL 之前, 是从高于 PT 谐振频率的 B_0 点, 沿着 PT 开路增益特性曲线 (因为 CCFL 在点亮前的阻抗近似于开路), 逐步向低频扫描, 随着驱动频率的降低, PT 上输出的电压逐步升高, 直至到达某个合适的频率点 B_1 , 此处 PT 的输出电压刚好能够点亮 CCFL. 此后由于 CCFL 被点亮后其阻抗会逐步减小, 这时因为 PT 的谐振频率将会随着负载阻抗的变化而改变, 所以整个电路会自动跟踪 CCFL 阻抗变化而调整工作频率直至稳定点 B_2 .

3.4 模型简化及分析

为了简化分析, 当 PT 稳态下工作在谐振点上时, 图 3 中虚线框内所示的 PT 的等效电路 (已包含了 CCFL 的等效负载), 可以简化为图 5

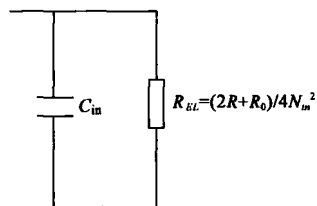


图 5 PT 的简化等效电路

上图中 R_{EL} 是从 PT 的输入端向输出端看进去的包含 CCFL 在内的 PT 稳态工作时的等效阻抗, 其中:

$$R = p \tan \theta_l \frac{rw}{2} \frac{t}{N_m} \frac{1}{S_{11}} = wd_{31} \frac{E}{S_{11}} \\ R_0 = 16v \frac{d_{33} R_L}{l S_{33}} \left[1 + \frac{1}{\omega R L} \left(\epsilon_{33}^T (1 - 2(\frac{l}{k_{31}})^2 \omega t) / (C_s) \right)^2 \right]$$

其中, d_{31} , d_{33} , ϵ_{33}^T , S_{11} , S_{33} , k_{31} 及 θ_l 为压电材料的特性参数, l , w , t 为压电变压器的长度、宽度及厚度.

在上述基础上, 图 3 可以简化为图 6

为了防止两个开关

同时导通造成短路, 同时也为了实现软开关, 图 6 中的两个开关 S_1 和 S_2 分别由占空比略小于 50% 的两个互补

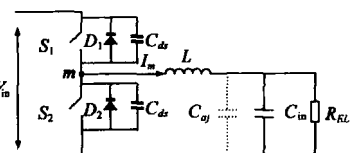


图 6 CCFL 驱动器等效简化模型

的门控电压控制. 我们把两个开关同时关断的时间间隔被称为死区时间 (T_d , dead time), T_d 以外的时间记为 T_w .

当 S_1 或 S_2 处于导通状态 (T_w 时间段) 时, 图 6 中的 m 点处输出的方波电压经过 LC 滤波后输入到 PT. 从等效的观点来看, 图 6 中的 V_{in} , S_1 和 S_2 构成的半桥逆变器对于后面的电路而言, 相当于电压源. 而 LC 滤波的目的, 是为了提供与 PT 基频相同的正弦波, 考虑到 LC 低通滤波器的幅频特性, 所以滤波器的转折频率只要取 PT 基频的 1.5 倍即可. 这样高于二次基频以上的信号就会被大幅衰减. 另外为了减小所用的 L 的值, 必要的时候可以在 PT 的输入端并联一个电容, 作为调整元件, 如图 6 虚线所示的 C_{aj} .

当 S_1 和 S_2 都处于关断状态 (T_d 时间段) 时, 由于 T_d 极短, 所以 L 上的电流变化很小, 此时可将 L 及后续电路看

作恒流源。在该电路中, 开关管 S_1 的附加电容被充电, S_2 的附加电容被放电, 当 S_2 的附加电容上的电压降为零时, T_d 结束, 接通 S_2 , 实现零电压开通。

4 试验结果

根据前面的分析, 我们使用 PT (Rosen 型, 5W, 约 70kHz) 为 CCFL (启动电压约 1200V, 工作电压约 500V, 工作电流约 5mA, 几何尺寸: 20mm × Φ3mm) 设计了驱动电路。电路波形如图 7 所示。由于采用了 PT, 并且实现了零电压开关, 该驱动器的效率的测试值已达到 86% 以上。

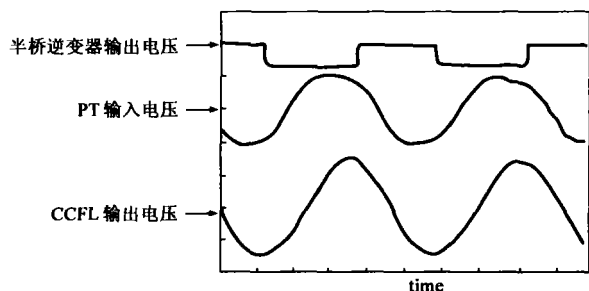


图 7 驱动器工作波形图

5 结论

用电磁式变压器驱动冷阴极管时, 电磁变压器的绕组易被击穿, 电磁干扰严重, 功率损耗较大, 难以实现驱动器的平面化和轻量化设计。由于压电变压器的负载特性与冷阴极管的工作特性非常匹配, 因此利用压电变压器替代电磁式变压器可以解决上述问题。合理地选择及设计半桥型逆变器作为压电变压器的输入级, 采用 LC 电路作为压电变压器的输出级电路, 并采用频率跟踪技术控制压电变压器的工作频率, 则可以使冷阴极管驱动器的整体性能得到提高。

参考文献:

- [1] 黄以华, 周康源, 陈昕. 压电变压器工作特性及应用研究 [J]. 电子学报, 2001, 29(11): 1549-1551
Huang Yihua, Zhou Kangyuan, Chen Xin. A Study of property and application of piezoelectric transformer [J]. Acta Electronica Sinica 2001, 29(11): 1549-1551 (in Chinese)
- [2] 黄以华, 周康源, 施俊. 径向振动压电变压器的等效电路模型及特性研究 [J]. 电子学报, 2002, 30(11): 1585-1588

Huang Yihua, Zhou Kangyuan, Shi Jun. The equivalent circuit model and characteristic of radial vibration mode piezoelectric transformer [J]. Acta Electronica Sinica 2002, 30(11): 1585-1588 (in Chinese)

- [3] 黄以华, 施俊, 周康源. 圆盘形弯曲振动压电变压器等效电路及特性研究 [J]. 电子学报, 2003, 31(11): 1664-1666
Huang Yihua, Shi Jun, Zhou Kangyuan. The research on the equivalent circuit model and characteristic of disk flexural vibration mode piezoelectric transformer [J]. Acta Electronica Sinica 2003, 31(11): 1664-1666 (in Chinese)
- [4] Bhat A K S. Analysis and design of a series-parallel resonant converter with capacitive output filter [J]. IEEE Transactions on Industry Applications 1991, 27(3): 523-530
- [5] Yung L Lin et al. Analysis and design of current-fed push-pull resonant inverters-cold cathode fluorescent lamp drivers [A]. Industry Applications Conference [C]. 1996, 2149-2153
- [6] Kwang-Hwa Liu, Fred C Y LEE. Zero voltage switching technique in dc/dc converters [J]. IEEE Transactions on power electronics 1990, 5(3): 293-304
- [7] C Aguilar A Ruiz et al. Analysis of the HB boost rectifiers as integrated electronic ballast with power factor correction [A]. Power Electronics Specialists Conference [C]. 2001, 707-712
- [8] Philip C Theron, Jan A Ferreira. The zero voltage switching partial series resonant converter [J]. IEEE Transactions on industry applications 1995, 31(4): 878-887.

作者简介:

黄以华 男, 博士, 中山大学电子与通信工程系副教授。主要从事固态电子器件、专用数字芯片及全数字化 B 超的研发工作。目前担任丁肇中先生领导的 AM S02 项目 TTCS 系统组高级硬件助手。

E-mail: huangyi@mail.sysu.edu.cn



杨智 男, 1961 年出生, 1988 年获硕士学位, 自 2001 年以来为中山大学电子与通信工程系教授, 主要研究领域是复杂系统的控制策略研究、电力电子技术研究工业过程的计算机控制技术。