

文章编号 1000-5013(2002) 01-023-05

无电流传感器的电流控制 调宽式开关整流器

杨毅明

(华侨大学信息科学与工程学院, 泉州 362011)

摘要 介绍一种新型单相开关整流器的控制方案. 它采用有源电流波形整形技术, 控制输入电流连续导通, 其控制开关的周期是固定的, 导通时间的大小是根据输入电流的斜率进行调控. 它不需要电流传感器、线路功率因数高和电路简单等特点. 该控制方案的理论分析和实验结果都证明其可行性.

关键词 开关整流器, 电流波形整形技术, 脉冲宽度调制

中图分类号 TM 461.3: TN 787+.2

文献标识码 A

随着电磁污染越来越威胁着电子、电气设备和公共电源的安全经济运行, 国际上已制定了很高的标准, 以保护电力供应和公共电子电气环境. 我国对电磁污染的重视始于 20 世纪 70 年代的军工产品^[1]. 正在实施和即将实施的谐波限制标准, 进一步促进了高功率因数电源的研究^[2]. 基于这种形势, 开关式整流器日益受到重视^[3-6]. 这是因它利用一个升压电感和相应的电子开关, 极大地增大输入电流的导通角和减小电流的畸变. 因此, 它具有使电路的输入电流接近正弦波、功率因数, 以及效率提高、体积缩小、输出电压可控等优点.

1 电路的控制原理

开关式整流器与普通整流器不一样, 能保持输入电流的连续. 它采用了有源电流波形整形技术, 即用自控开关对升压电感上的电流进行断续地控制, 使输入电流能跟随电源电压的规律变化, 达到实现单位功率因数的目的. 在许多连续控制电流的电路中, 有些需要高精度电流传感器和采用变化开关频率的方式. 虽然它们有控制简单、动态反应快和可靠性高等优点, 但却增加了电路的成本和滤波的难度, 并且增加了抑制电磁干扰的难度. 这里介绍一种新型的开关整流器, 它采用脉冲宽度调制的控制方法, 免去了调频式控制法(如滞环电流调节器)所必需的电流传感器. 理论上, 输入电流的波形由升压电感上的充电电压和放电电压, 以及开关的导通比确定. 由于用输入电流的斜率可以确定开关周期固定的开关导通比, 所以可以采用检测输入电流斜率的方法代替检测输入电流. 下面介绍运用检测电流斜率控制开关整流器的原理和实

验结果,以说明这种方法的可行性.

图 1 是这种开关整流器的基本结构图. 它采用 MOSFET 作为控制开关 S_1 和 S_2 . 开关对

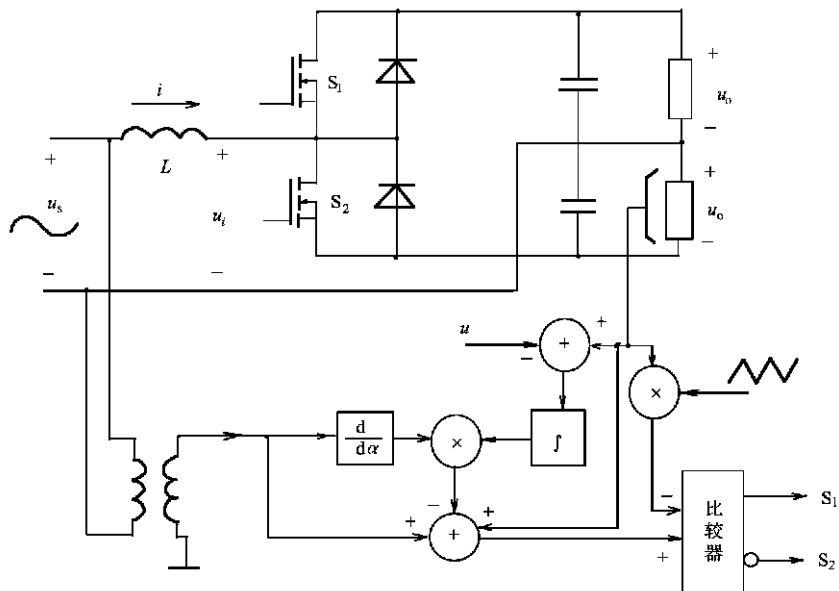


图 1 无电流传感器的调宽式开关整流器

输入电流 i 进行控制时, 它的开关频率并不需要很高. 例如, 可以在 $3 \sim 60 \text{ kHz}$ 的范围内选择频率的值^[7]. 这时, 流过升压电感 L 的电流 i 波形的示意图, 如图 2 所示. 其中, ω 为电源的角频率. 根据电感上电流和电压的关系式 $u = L di/dt$, 可以得到升压电感 L 上瞬间电流 i 对电源电压 $u_s (u_s = E_m \sin \alpha)$ 的相角 α 斜率为

$$\frac{di}{d\alpha} = \frac{uL}{\omega L} = \frac{u_s - u_i}{\omega L}. \quad (1)$$

在式(1)中, α 为自变量是为了方便对电路的分析. 在图 1 的电流中, 如果忽略开关管的导通压降, 根据式(1)可得电流 i 的斜率在电源电压 u_s 的正半周期. 其受开关 S_1 和 S_2 的控制有两种情况. (1) 当 S_1 断开和 S_2 导通时, $u_i = -u_o$. 这时 i 是增加, 其斜率为

$$k_1 = \frac{u_s + u_o}{\omega L} > 0. \quad (2)$$

(2) 当 S_1 导通和 S_2 断开时, $u_i = u_o$. 这时 i 是减少, 其斜率为

$$k_2 = \frac{u_s - u_o}{\omega L} < 0. \quad (3)$$

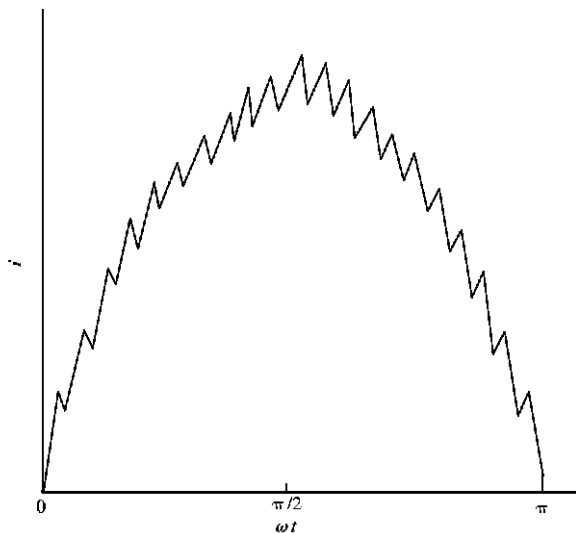


图 2 输入电流特性

对式(2), (3) 进行分析可以得到: (a) 电流 i 的斜率 k_1 和 k_2 随开关的断开和导通, 在 $u_s/\omega L$ 上作正负变化. (b) 当电压 u_s 较小时, 电流 i 增长的斜率 k_1 与减少的斜率 k_2 相差不大. 若要 i 能及时跟随 u_s 的变化, 应该根据 u_s 是上升还是下降的情况, 调整 S_1 的导通比, 使之略高于或略低于 S_2 的导通比. 同理, 当 u_s 较大时, i 增长的斜率 k_1 很大, i 减少的斜率 k_2 很小. 这时, 应该调整 S_2 的导通比, 使其比 S_1 的导通比小得多. 这样, 才能使电流 i 跟踪 u_s 的变化.

由分析可见, 根据 i 的斜率恰当调节开关的导通比, 就可以使输入电流 i 接近电源电压 u_s 的正弦波变化规律, 实现单位功率因数.

现把电感上的电流 i 在开关 S_1 和 S_2 的某个周期内的波形放大, 如图 3 所示. 可以方便地分析电流 i 随开关 S_1 和 S_2 的接通和断开的变化情况. 由于开关 S_1 和 S_2 是交替导通和截止的, 它们对输入电流断续控制的目的是, 使输入电流能跟踪电源电压的规律变化. 所以, 设输入电流 i 的整体波形 (即基波) 按正弦波 $I_m \sin \omega t$ 的规律变化, 并且分析开关的状态时以 S_1 为主. 这里 ω 是开关的角频率, I_1 是 S_1 为断开状态时电流 i 的初始值, I_2 是 S_1 由断开状态转换到接通状态的时刻电流 i 的值, I_3 是 S_1 为接通状态电流 i 的末尾值. 至于 ΔI , 它是电流 i 的纹波在开关的一个周期内, 相对于 $I_m \sin \omega t$ 波动的峰值. 由图 3 可以得到, 开关 S_1 在断开状态 θ_1 时, 电流 i 增加的斜率为

$$k_1 = (I_2 - I_1) / \theta_1, \quad (4)$$

以及 S_1 在接通状态 θ_2 时电流 i 减小的斜率为

$$k_2 = (I_3 - I_2) / \theta_2. \quad (5)$$

合并式(4), (5), 可得

$$k_1 \theta_1 + k_2 \theta_2 = I_3 - I_1, \quad (6)$$

$$(k_1 - k_2) \theta_1 + k_2 \theta = I_m [\sin(\alpha + \theta) - \sin \alpha], \quad (7)$$

其中 α 是电源 u_s 对应该开关周期开始时刻的相角, $\theta = \theta_1 + \theta_2$ 表示一个开关周期的相角. 当选择开关的频率 ω 足够高时, 由于 $\theta \ll 1$, 式(7)可以化简为

$$(k_1 - k_2) \theta = I_m \theta \cos \alpha - k_2 \theta. \quad (8)$$

将式(2), (3) 代入式(8), 可得开关 S_1 的断开比为

$$D_1 = \theta_1 / \theta = \frac{u_o + \omega L I_m \cos \alpha - u_s}{2 u_o}. \quad (9)$$

同时, 由 S_1 的断开比 D_1 和接通比 D_2 的关系 $D_2 = 1 - D_1$ 可知, S_1 的接通比为

$$D_2 = \frac{u_o - \omega L I_m \cos \alpha + u_s}{2 u_o}. \quad (10)$$

同理, 在电源电压 u_s 的负半周期, 电流 i 的斜率受开关 S_1 和 S_2 的控制有两种情况. (a) 当 S_1

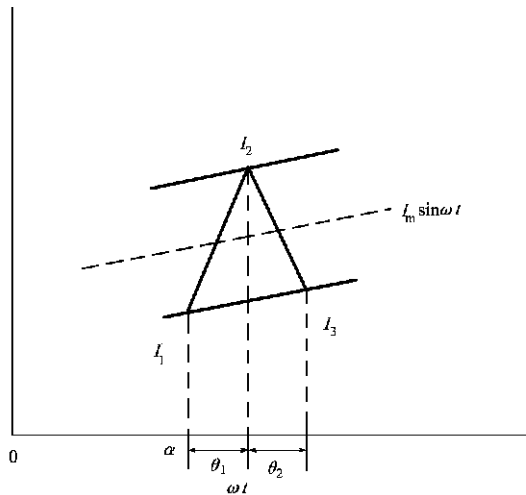


图3 开关周期的典型电流

断开和 S_2 接通时, 由式(1)可知 $u_i = -u_o$, 这时 i 是增加, 其斜率 k_1 与式(2)类似. (b) 当 S_1 接通和 S_2 断开时, 由式(1)可知 $u_i = u_o$. 这时 i 是减少, 其斜率 k_2 与式(3)类似. 可见电源电压 u_s 负半周时, 电流 i 的斜率变化规律与 u_s 正半周时相同. 所以, u_s 负半周时, 开关 S_1 和 S_2 的断开比和接通比与式(9), (10)相同.

从式(9), (10)可以看出, D_1 和 D_2 的复杂程度相同, 其中 I_m 与负载电压 u_o 的反馈量有关, 它正比于输出电压 u_o 相对参考电压 u_r 的偏差量. 可见, 根据式(9), (10), 只要测出源电压 u_s 和输出直流电压 u_o , 就可以确定开关 S_1 和 S_2 的断开比和接通比. 例如, 选择 D_2 作为调制信号与高频三角波比较, 其余弦项可采用积分或微分源电源电压的方法获取. 由于用集成运放构成积分电路时, 容易因运放的输入失调电压、输入偏置电流和失调电流的影响出现积分误差. 这里采用微分的方法产生余弦项, 同时采用在输入回路中串联电阻和反馈回路中并联电容的方法来限制高频增益, 抑制高频噪声. 根据以上分析, 可得到开关整流器的 S_1 的接通比 D_2 用电压表达的公式为

$$D_2 = (u_s - K \Delta u_o) \frac{du_s}{d\alpha} + u_o) / 2u_o, \quad (11)$$

式中 K 是乘法器的系数, Δu_o 是反馈电压 u_o 与参考电压 u_r 相比较的误差电压, 它对应 I_m , $u_s = E_m \sin \alpha$. 根据负反馈环路控制系统的原理, 当反馈电压 u_o 跟三角波相乘, 再经比较器输入 PWM 控制信号后, 形成的负反馈控制回路可以稳定比较器的另一输入量, 达到限定加法器和乘法器的输入量在有限范围的目的. 这种原理组成的控制系统, 可以及时地通过开关控制 D_2 调整 I_m 的量, 保证电源提供的能量和负载消耗的能量平衡, 并且使电流 i 能跟踪电压 u_s 的变化. 它符合前面所设, 电流 i 按正弦波的规律变化.

根据这种控制原理组成的开关整流器的拓扑结构图, 如图 1 所示. 从中可以看出, 只要合理地选择各乘法器的系数, 就可以使该控制系统依照式(11)的规律工作, 完成对开关整流器的输入电流的控制. 为了消除 u_o 的低频纹波对输入电流质量的影响, 可将比例积分 PI 控制器的角频率设置在 100 Hz 以下.

2 试验结果和分析

根据图 1 组成的开关整流器控制系统进行电路试验. 其输入电压有效值选为 60 V, 频率 50 Hz, 输出额定功率为 0.25 kW. 当开关频率为 2 kHz 时, 直流电压约为 100 V, 所得 u_s 和 i 的波形, 如图 4 所示. 试验测得输入电流 i 的谐波相对基波的百分比, 3 次谐波在 5% ~ 6%, 更高次的谐波小于 1% 忽略不计. 试验还测得输入电流与输出电流呈线性关系, 在额定

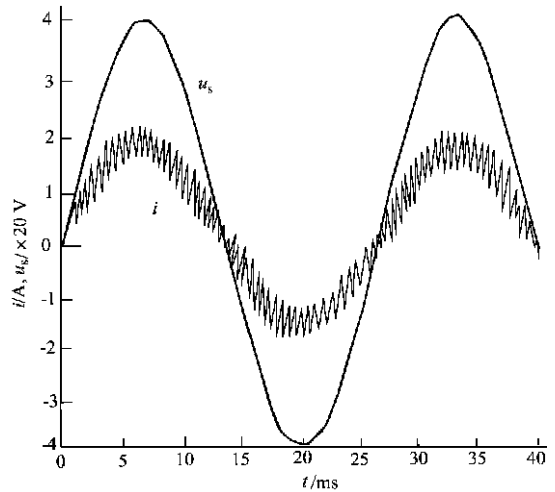


图 4 典型的实验结果

功率内, 输出电压不随负载电阻变化. 从图可见, 在电源 u_s 的任何时候, 电流 i 都能很好地跟踪 u_s 的变化, 即 i 与 u_s 同频同相. 所以, 其线路功率因数非常接近单位功率因数, 实现了提高功率因数的目的. 这点由前面分析式(2)和(3)的结果, 即 k_1 和 k_2 的正负变化规律和导通比可

以控制 i 的变化, 可以得到解释. 实验的波形与理论分析的波形都是相符的. 总的来说, 虽然每个开关周期的电流 i 高频纹波不尽相同, 但 i 的基本波形还是正弦波, 并与电源电压同频率同相位.

3 结束语

以上介绍所及, 乃是一种新的单相开关整流器控制方法. 它采用有源电流控制技术控制输入电流的连续导通, 使其能跟踪电源电压的瞬时变化轨迹. 它让整流器的线路功率因数, 趋近于单位功率因数. 该电路的特点是开关的工作频率固定, 不需要电流传感器.

参 考 文 献

- 1 吕飞燕. 电子产品的电磁兼容性[J]. 电子世界, 2001, (3): 4 ~ 6
- 2 严百平, 刘 健, 程红丽. 不连续导电模式高功率因数开关电源[M]. 北京: 科学出版社, 2000. 1 ~ 9
- 3 Stihl O, Ooi B T. A single-phase controlled-current PWM rectifier[J]. IEEE Trans. Power Electron., 1988, 3(10): 453 ~ 459
- 4 Manias S. Novel full bridge semiconrolled switch mode rectifier[J]. Proc. Inst. Elect. Eng., 1991, 138 (9): 252 ~ 256
- 5 Salmon J C. Circuit topologies for single-phase voltage-doubler boost rectifier[J]. IEEE Trans. Power Electron., 1993, 8(10): 521 ~ 529
- 6 Dawande M, Kanetkar V R, Dubey G K. Three phase switch mode rectifier with hysteresis current control[J]. IEEE Trans. Power Electron., 1996, 11(5): 466 ~ 471
- 7 Dawande M, Dubey G K. Bang-bang current control with predecided switching frequency for switch-mode rectifiers[J]. IEEE Trans. Ind. Electron., 1999, 46(2): 61 ~ 66

Current Control by a PW Modulated Switching Rectifier Instead of a Current Sensor

Yang Yiming

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

Abstract A new plan of current control by using a single phase switching rectifier is presented. It adopts the technique of active current wave-shaping to control continuous conduction of input current. Its switching-cycle is constant, and its conduction time is modulated according to the slope of input current. This control plan is characterized by no current sensor is needed, high in pf of circuit and simple in circuit. It has been proved by theoretical analysis and experimental results to be workable.

Keywords switching rectifier, technique of current wave-shaping, pulsewidth-modulation