

文章编号: 1000-2022(2003) 04-0552-05

一种减少开关损耗的变频控制技术

赵志伟, 李祥超, 陈钟荣

(南京气象学院 电子工程系, 江苏 南京 210044)

摘要: 讨论了一种减小反激变换器开关损耗的变频控制技术。该技术使得反激变换器工作在临界的完全能量转换(DCM)状态, 负载可以有较大的变化范围; 同时也提高了变换器的效率。

关键词: 变频控制; 反激变换器; 开关损耗

中图分类号: PM 131 **文献标识码:** A

如何减少甚至完全消除变换器开关元件在开关过程中的损耗, 提高变换器工作的可靠性和效率是当前电力电子技术领域中的研究热点之一。众所周知, DC/DC(Direct Current)反激变换器的工作方式根据变压器磁通的连续性主要分为完全能量转换(DCM: Discontinuous Conduction Mode)和不完全能量转换模式(CCM: Continuous Conduction Mode)^[1]。当变换器输入电压在一个较大范围变化或负载电流在较大范围变化时, 必然跨越这两种方式^[2]。脉宽调制(PWM)电流控制方式适合于变换器的 CCM 模式。在 CCM 情况下, 负载变轻时, 输出功率减少, 开关的占空比不随负载变化而变化, 充入储能电容上的能量大于传递到负载上的能量, 导致储能电容电压上升。因此, 负载减小的后果是电容电压显著地增加。而在 DCM 转换方式中, 若采用开关频率固定的 PWM 控制方式, 则因高频变压器的磁化电感与开关管输出电容之间的谐振, 使开关管的电流应力很大, 导通损耗也较大, 变换器电路的效率较低。本文以反激变换器电路^[3](图 1)为研究对象, 利用变频调制技术实现变换器的临界电流导通模式, 让变换器工作在 CCM 与 DDM 之间, 不仅减少了开关损耗, 而且也提高了电路的工作效率和功率因数。

1 电路工作原理

图 2 是变换器的主电路等效工作原理图^[3]。电容 C_{ds} 是开关管 T 的等效并联输出电容。假设开关管工作在理想状态, 高频变压器等效为一理想变压器和一个并联于变压器原边的励磁电感 L_M 。变压器的匝比: $n = \frac{N_p}{N_s}$, $N_p = N_1 + N_2$, 因开关频率远大于输入电压频率, 可认为变换器的输入电压在一个开关周期里是不变的。

在图 2 中, 电感 L_B 为加速电感, 工作于完全能量转换方式, 而反激变换器的励磁电感电流

收稿日期: 2002-05-13; 改回日期: 2003-01-16

基金项目: 南京气象院校科研基金资助项目(Y005)

作者简介: 赵志伟(1960-), 女, 河南平顶山人, 讲师, 硕士。

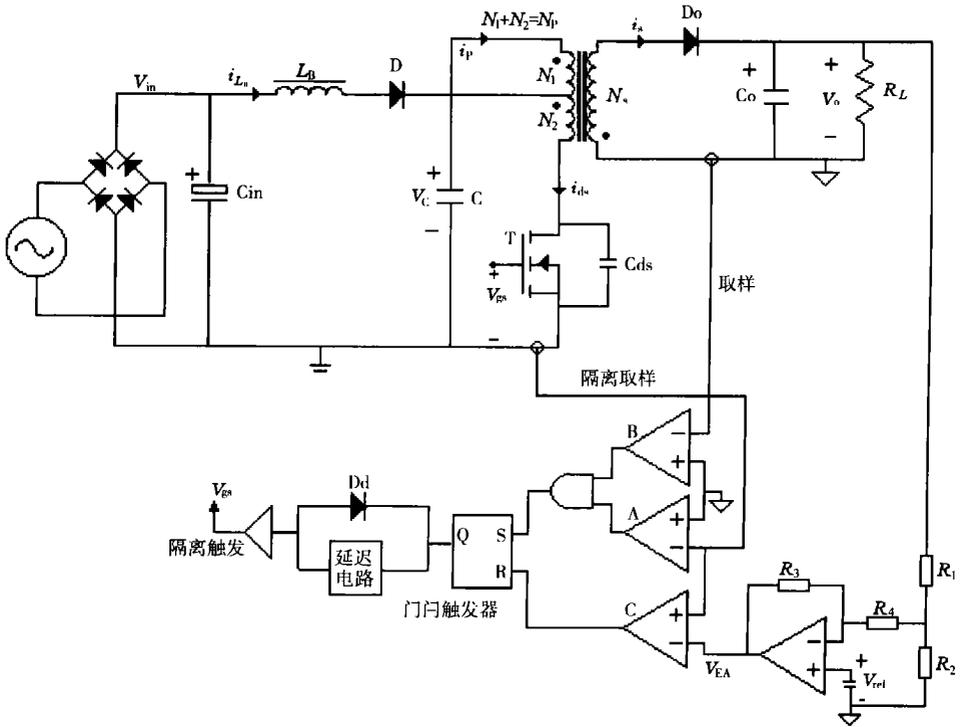


图 1 反激变换器主电路及其变频控制电路原理

Fig. 1 The principle circuit of flyback converter and its control circuit

i_M 工作在 DCM、CCM 之间。设开关在导通前一瞬间, 电流 i_{L_B} 、 i_M 和 i_S 是零值。开关管的导通时刻为 $t = T_0$ (图 3), 流过开关管的电流 i_{ds} 由零开始增加。由于储能电容 C 上的电压 V_C 在一个开关周期里接近恒定, 磁化电流 i_M 按下式线性增加: $\frac{di_M}{dt} = \frac{V_C}{L_M}$ 。如果输入电压 V_{in} 低于 $\frac{N_1}{N_2} V_C$, 那么二极管 D 反偏, $i_{L_B} = 0$ 。否则就有电流 i_{L_B} 流过 D 、变压器的原边 N_1 和开关管 T , 开关管的电流按下式变化

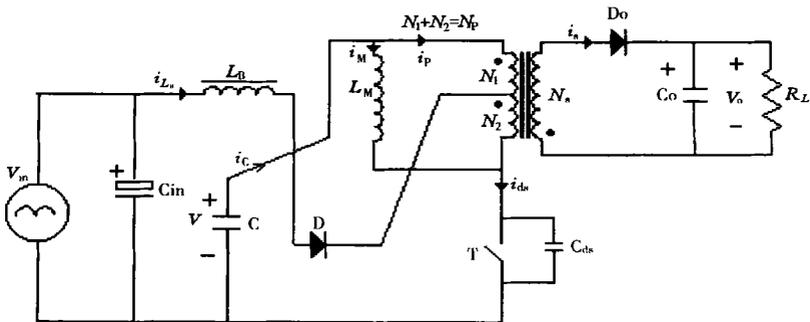


图 2 变换器等效主电路

Fig. 2 Equivalent principle circuit of converter

$$\frac{di_{L_B}}{dt} = \frac{V_{in} - \frac{N_1}{N_P} V_C}{L_B} \quad (1)$$

由于 N_1 、 N_2 的磁耦合, 流过 N_1 、 N_2 的电

流 $i_P = -\frac{N_1}{N_P} i_{L_B}$, 储能电容上的电流 i_C 为

$$i_C = i_M + i_P = i_M - \frac{N_1}{N_P} i_{L_B} \quad (2)$$

从而有

$$i_M = i_C + \frac{N_1}{N_P} i_{L_B} \quad (3)$$

由上式可看出, 在开关管导通期间, 变压器的磁化电流由两部分组成: 一是来自于储能电容的电流 i_C , 一是直接来自于整流后的输入电流 i_{L_B} 。直接从电源端获得能量使变换器效率得到提高。由图 2 知开关管的电流 i_{ds} 由电容电流和加速电感上的电流组成

$$i_{ds} = i_C + i_{L_B} = i_M + \left(1 - \frac{N_1}{N_P}\right) i_{L_B} \quad (4)$$

开关导通期间, 图 1 中的过零比较器 A 输出低电平, 过零比较器 B 输出高电平, 门触发器置 1 端、输出 Q 保持为零状态, 保持开关管的导通状态。当取样信号电平达到比较器 C 的阈值电平 V_{EA} , 比较器 C 输出高电平送到门触发器置 0 端, 使门触发器输出端 Q 由“1”到“0”, (由高变低), 与延迟电路并联的二极管 D_d 导通, 快速地控制开关管的关断(此时记为 T_1)。开关管关断后, 电流 i_{L_B} 和 i_C 不会立即停止, 而是继续给开关管的(输出)电容充电, 开关管两端电压开始上升。当开关管电压达到: $V_{ds} = V_C + nV_o$ 时(此时记为 T_2), 变压器副边整流二极管 D_o 正偏导通, 开关管漏源电压被钳位在 $V_C + nV_o$ 。副边有电流 $i_s = -\frac{N_P}{N_S} i_P$ 。在 $t = T_2$ 时, 输入端的加速电感电流 i_{L_B} 开始沿二极管 D、原边线圈 N_2 和储能电容 C 流动, 由于线圈 N_2 和 N_S 的磁耦合, i_{L_B} 也反映到变压器的副边。由图 3, 副边电流 i_s 由两部分组成

$$i_s = \frac{N_P}{N_S} i_M + \frac{N_2}{N_S} i_{L_B} \quad (5)$$

上式中第一项来自于开关管导通时储存在变压器原边磁场里的能量, 第二项则表明直接取自加速电感 L_B 储存的能量, 实际上也就是直接从输入获得能量。

因开关管关断, 过零比较器的输出 A 和 B 改变了状态。但触发器的输出不变, 开关管仍保持关断状态。从图 3 知, 在 T_2 之后, 电流 i_{L_B} 和 i_M 线性地下降, 其下降的斜率分别为

$$\frac{di_{L_B}}{dt} = \frac{V_C + \frac{N_2}{N_S} V_o - V_{in}}{L_B}, \quad (6)$$

$$\frac{di_M}{dt} = -\frac{nV_o}{L_M} \quad (7)$$

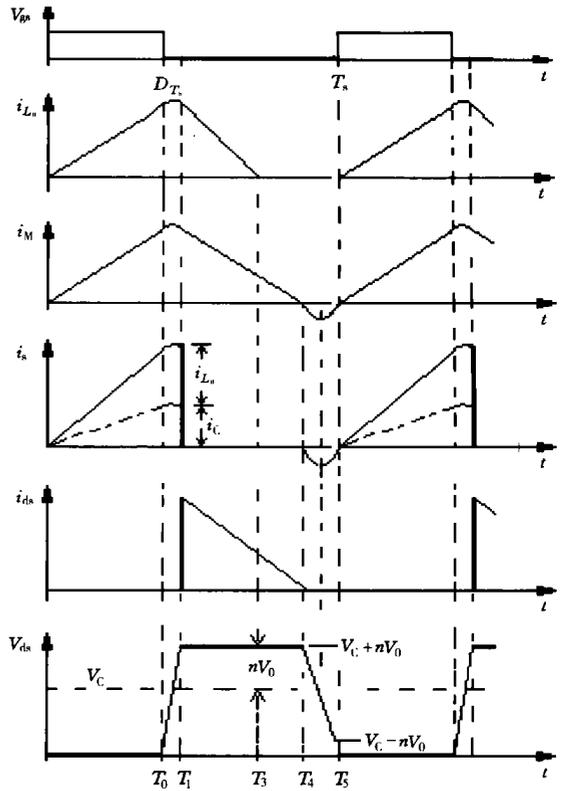


图 3 主电路工作波形图

Fig. 3 Flyback converter's key waveforms

i_{L_B} 降到零的时刻记为 T_3 , 此时二极管 D 关断。变压器副边电流继续按 $i_s = -\frac{N_P}{N_S} i_D$ 的规律减少, 直至降到零(记降到零时刻为 T_4)。

为使反激变换器在 DCM 和 CCM 之间, 即临界电流导通模式, 变压器副边电流 i_s 降到零的 T_4 时刻, 开关管应立即导通。因为 T_4 时变压器副边取样电压使比较器 B 由“0”变为“1”, 门触发电器的输出 Q 也由“0”变为“1”, 二极管 D_d 截止。由于开关管关断时其端电压为: $V_{ds(off)} = V_C + nV_o$, 若在 T_4 时开启, 导通损耗会比较大。为降低开关导通损耗, 需要延迟开关管的开通时间, 延迟时间由控制电路决定。在 T_4 时高频变压器的励磁电感与开关管的漏源间电容 C_{ds} 形成了串联谐振电路。谐振期间, 开关端电压 V_{ds} 随着电容 C_{ds} 放电电压的减少而减少, 在图 3 谐振电压过零点时, 开关电压承受的电压最小: $V_{ds(off)} = V_C - nV_o$, (此时 $t = T_5$)。因此控制电

路的延迟时间 T_D 理论上应等于谐振周期的一半, 即 $T_D = \frac{1}{2} \sqrt{L_M C_{ds}}$ 。 T_5 时开关管导通, 比较器 A 的输出由“1”到“0”, 门触发电器的置“1”端 S 也由“1”到“0”, 触发器的输出 Q 保持“1”不变。开关的瞬时开通和关断是由变压器原边和副边的取样电压与比较器参考电平相比较决定的。控制电路输出的 V_{gs} 无固定的频率, 开关管的开通时间和关断时间是变化的。当输入电压最高、负载最轻时开关频率最高, 相反最低的开关频率出现在负载满载、输入电压最低时。

2 实验结果

在一个输出功率为 56 W 的反激变换器实验装置上验证了变频控制技术的可行性。电路主要元件参数: 快恢复二极管 D_o 和 D: FR307, 高频变压器采用 EI-40 磁芯, 原边: $N_1 = N_2 = 33$ 匝, 副边 $N_s = 16$ 匝。电容 C_{in} : 220 F/450 V, C: 330 F/400 V, 加速电感 L_B 约 560 H, 开关管采用 N 沟道 MOS 管 IRFP450 (500 V, 14 A, 0.40), 输出滤波电容 C_o : 3×2200 F/50 V。图 4 和图 5 分别是加速电感上的电流 i_{L_B} 和开关管的漏源电压 V_{ds} 与电流 i_{ds} 实测波形, 图 4 中加速电感电流上升的斜率与下降的斜率不同, 符合公式 (1) 和 (6), 图 5 显示

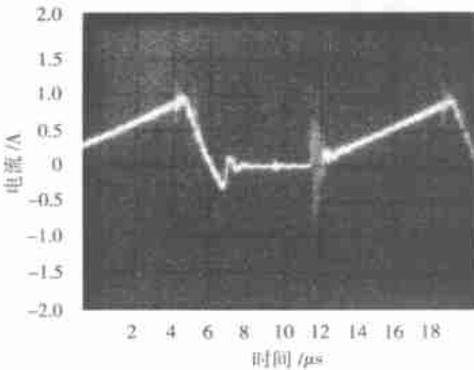


图 4 电感 L_B 上的电流 i_{L_B} 波形

Fig. 4 Experimental current waveform of the boost inductor L_B

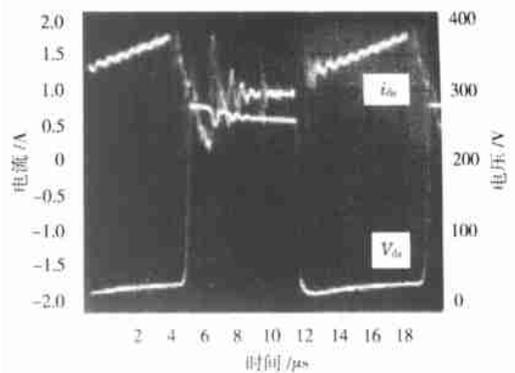


图 5 开关管漏源电流 i_{ds} 和漏源电压 V_{ds} 波形

Fig. 5 Experimental current and voltage waveforms of the MOSFET

出了开关管的管电流降到较低值时开关管才由导通状态转入截止状态,基本实现了零电流的开通与关断,开关管的管耗很低。这与理论分析基本吻合。图 6 是输出电压稳定条件下负载在 25 ~ 40 范围变化时开关频率相应变化曲线。从图上可看出开关频率是变化的,较高的开关频率出现在较轻负载时,负载加重时开关频率降低。

由于实测的变换器的最低工作效率(84%)出现在低电压输入时,而最高输入电压时可获得较高的工作效率(94%);源侧功率因数高于 0.9,因此该电路对输入电压有最低标准要求。需要完善之处是有待通过电路元件的合理配置(比如改进高频变压器的缠绕方法)来降低电磁干扰。

3 结 论

新型的单级开关变频控制技术,为获得宽范围的输入电压和负载条件,使用变频控制技术,控制变换器工作在临界 DCM 状态(即电流不连续导通和连续导通的交界处)。通过检测临界 DCM 状态,调整变频控制器的控制频率,经过一个适当的延迟,当开关管的端电压由于并联电容的放电达到或接近最小值时,控制开关管导通;在开关管电流降至较低值时,关断开关管,使得开关管的通断损耗大大减少。同时直接能量传递提高了变换器的效率。本电路的拓扑最适合通用输入电压(90 ~ 220 V)时,输出中小功率的应用场合。

参考文献:

- [1] 叶治政,叶靖国. 开关稳压电源[M]. 北京:高等教育出版社,1989:44-55;210-211.
- [2] 张占松,蔡宣三. 开关电源的原理与设计[M]. 北京:电子工业出版社,1998:319-322
- [3] Laszlo H, Milan M J. Single-stage single-switch input-current-shaping technique with reduced switching loss[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2000, 15(4): 681-687.

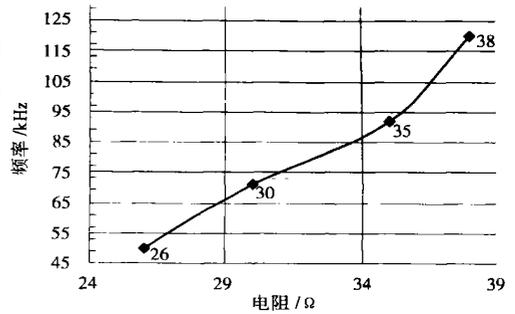


图 6 开关频率随负载变化曲线

Fig. 6 Switch-frequency variation with the load

A Variable-Frequency Control Technique to Reduce Switching Loss

ZHAO Zhi-wei, LI Xiang-chao, CHEN Zhong-rong

(Department of Electronic Engineering, NIM, Nanjing 210044, China)

Abstract: A variable-frequency control technique is applied to the flyback converter to reduce converter's switching loss. It makes the flyback transformer working at the boundary of the continuous conduction mode (CCM) and discontinuous conduction mode (DCM) and having a wider range of the load than ever; meanwhile the converter's efficiency is improved.

Key words: variable-frequency control; flyback converter; switching loss