

单级功率因数校正变换器的拓扑研究

张继红, 王 卫, 徐殿国

(哈尔滨工业大学, 黑龙江 哈尔滨 150001)

摘要:简单介绍了国内外的单级功率因数校正变换器电路。对其主要电路拓扑进行了适当分类。同时提出一种新型的单级 AC/DC 变换器电路, 并对电路的工作原理进行了分析和实验研究, 得到了较为满意的实验结果。

关键词:变换器; 功率因数/电流不连续方式; 电流连续方式

中图分类号:TM46, TM714.3

文献标识码:A

文章编号:1000-100X(2005)02-0118-03

Study of Single-stage Power Factor Correction Converter

ZHANG Ji-hong, WANG Wei, XU Dian-guo

(Harbin Institute of Technology, Harbin 150001, China)

Abstract:This paper introduces briefly circuits of single-stage PFC converter at home and overseas. The main circuit topologies are properly classified. At the same time, it presents a novel single-stage AC/DC converter. The operation is studied and the corresponding experimental results are dealt with as well. The results are satisfactory.

Key words:converter; PFC/DCM; CCM

1 引言

近年来,随着谐波抑制国际标准 IEC61000-3-2 的制定,人们越来越重视对功率因数校正技术的研究,特别是对单相数百瓦电器所采用的单级功率因数校正变换器,给予了很大的关注,研究论文也逐年增加^[1-5]。本文对目前的主要电路拓扑和工作模式进行了适当的分类,按开关的工作模式可分为:①PFC(DCM)+DC/DC(DCM, CCM)组合方式;②PFC(CCM)+DC/DC(DCM, CCM)组合方式两大类^[4]。此外,列举了一些具有代表性的电路方式,对电路的工作原理及特性进行了比较说明。提出了一种新型的单级功率因数校正 AC/DC 变换器电路。经过实验证明,该电路可在宽的输入电压范围内(100~240V)满足谐波限制国际标准 IEC61000-3-2 ClassD 的要求。

2 单级功率因数校正电路

以往对单级 PFC 电路的研究主要集中在以下几个方面:①输入电流波形;②储能电容两端电压;③元件数、控制方法;④开关的电压、电流应力;⑤效率;⑥EMI 滤波;⑦输入输出隔离。这些性能指标的优劣很大程度上取决于采用的电路方式。下面介绍几种典型的隔离式单级功率因数校正电路及发展过程。

2.1 反激式(flyback)电路

图 1 示出反激式单级功率因数校正电路。由于它的电路结构简单,控制方便,可在升压和降压两种

方式下工作,因此长期以来是应用最广泛的一种电路拓扑。它的变压器既是一种储能装置,又能起到隔离变换的作用。在高频 PWM 开关作用下,输入电流工作在不连续导电(DCM)状态,对输入电路而言,DC/DC 变换器可等效为一个受占空比 D 控制的无损电阻,可使输入功率因数近似为 1。但因工作在 DCM 模式下,开关管的电流应力很大,同时由于它是以低于输入交流频率的截止角频率进行 PWM 控制的,所以输出电压中含有很高的低频纹波,除了特殊用途一般不单独使用。

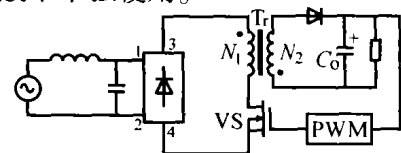


图 1 反激式功率因数校正电路

2.2 混合并联式

混合并联式电路可以克服反激式低频纹波大,响应速度慢等问题。图 2 示出基本电路。

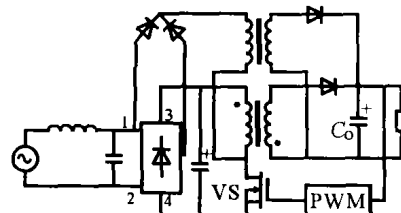


图 2 混合并联式 AC/DC 基本电路

图 2 是带 PFC 功能的 flyback 电路与电容输入型电路共同输出的结合,它采用一个开关的通用 PWM 控制。输入电流 i_m 是工作在 DCM 状态下 PFC 侧电流和流入储能电容电流之和, i_m 的谐波频谱满足谐波限制国际标准 IEC1000-3-2 Class A 的要求。上、下变

定稿日期:2004-06-07

作者简介:张继红(1965-),女,黑龙江人,副教授,硕士,研究方向为电力电子技术及应用。

换器的电力平衡由高频变压器的励磁电感值决定,电路构成简单。储能电容 C_b 两端的电压总与输入峰值电压相等,容易实现宽范围的电压输入^[2]。

2.3 PFC(DCM)+DC/DC(DCM, CCM)组合方式

属于这类组合方式的首先是 Boost (PFC)+Flyback (DC/DC)的电路方式。图 3 示出基本电路。这类电路由升压电感 L 和 Flyback DC/DC 变换器(或正激式等 DC/DC 变换器)构成。变换器中只使用一个开关进行控制。 i_m 只决定于为了稳定输出电压 u_o 的 PWM 控制, i_m 工作在 DCM 状态下。

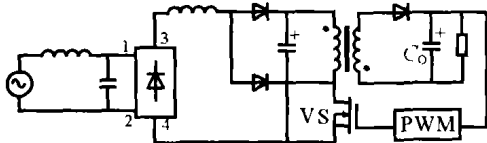


图 3 Boost (PFC)+Flyback (DC/DC)

采用电流不连续导电模式的电路拓扑还有图 4 的 MS(Magnetic-Switch)电源电路方式。MS 电源中的主变压器 T_r (高频变压器)的另一个线圈 N_1 与开关结合作为一种 MS 开关,直接参与 L 的工作。

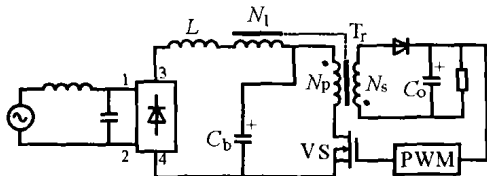
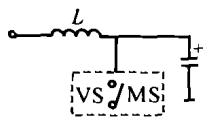


图 4 MS 电源电路方式

图 5 示出上述 PFC (DCM)+DC/DC(DCM, CCM)组合电路工作方式有一个共同点,即功率因数校正用 L 与开关或开关工作直接相联。该方式的电路中, i_m



处于 DCM 模式, i_m 的波形为准正弦波形,但电流应力、输入 EMI 滤波体

积较大。同时连接在 DC/DC 变换器(CCM)中的 C_b 两端电压因受负载变化的影响,轻载时存在电容电压上升的问题^[4]。

2.4 PFC(CCM)+DC/DC(DCM, CCM)组合方式

这类电路首先列举电荷泵式。图 6 示出其基本电路。 L 和小容量的电容 C_r 与开关 VS 串联。当开关断开时,变压器 T 存储的励磁电能给 C_r 充电,当 VS 接通时,因 C_r 被充电,使 A 点的电压下降,流过 L 的电流导通角扩大,从而提高了功率因数。同时在开关断开时, C_r 还起到吸收漏感引起的浪涌能量的作用。

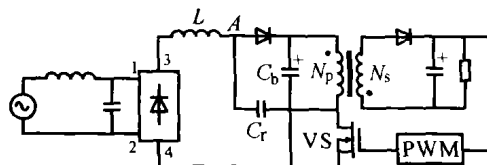


图 6 电荷泵方式

图 7 示出用辅助电感 L_r 代替 C_r 的电路。追加 L_r 后,使升压型变换器的工作状态变成电流连续 (CCM)方式,流过 L 的电流导通角扩大^[1]。该电路中的 L_r 也有与 T_r 结合的电路方式。

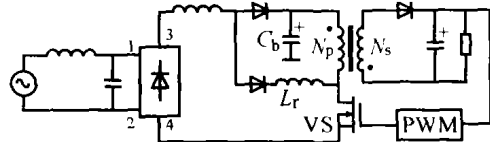
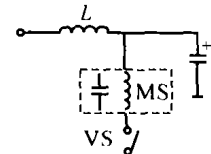


图 7 辅助电感方式

图 8 示出 PFC(CCM)+DC/DC(DCM, CCM)组合方式电路的共同点,即 L 充电励磁不是直接与 VS 相联,而是通过电容、电感及 T_r 的结合,间接受开关工作的影响。上述电路均可满足国际标准 IEC61000-3-2 ClassD 的



要求。这类单级方式 PFC 变换器有实现宽输入电压范围的可能, C_b 两端的电压可以控制在 450V

以下,可使用耐压为 450V 的通用电容,以降低成本。同时输入 EMI 滤波器、元件的电压、电流应力也得到了缓解^[4]。由这类电路方式派生的电路还有许多,其中即能实现功率因数校正,又可实现 u_o 的高速响应是目前最受欢迎的电路方式。

3 新型单级功率因数校正 AC/DC 变换器

用带有公共端的变压器代替 L_r 方式中的两个升压用电感,同样可实现电流连续(CCM)。若合理利用变压器的漏感,则有可能进一步减少器件。在 $i_m=100\sim 240V$ 的宽范围内,均可满足国际标准 IEC61000-3-2 ClassD 的要求。

3.1 电路构成

图 9 示出新型单级 AC/DC 变换器的电路结构。它是由 C_b 、 T_r 、 VS 及输出二极管 VD_o 、平滑电容 C_o 所构成的反激式 DC/DC 变换器。输入部分是全波桥式整流电路,整流二极管的输出经变压器 T_1 的初级、二极管 VD_2 与 VS 连接。 T_1 次级经 L_s 、二极管 VD_1 与 C_b 连接。反馈电路采用 DC/DC 变换器常用的高速响应 PWM 控制,可达到稳定的 u_o 。采用 RCD 缓冲器吸收变压器漏感中的能量。开关断开时,由于 VD_1 的导通,增大了 i_m 的导通角,抑制了高次谐波的发生。

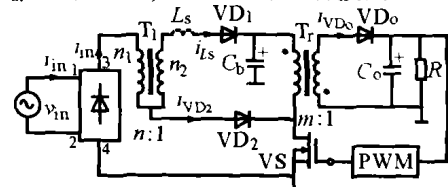


图 9 带公共端变压器的 AC/DC 变换器

3.2 工作原理分析

图 10a 示出变换器的 i_{in} 波形。它可分为模态 1 的 CCM 工作模式和模态 2 的 DCM 工作模式。由图可见, i_{in} 的波形主要由 CCM 部分决定。图 10b 示出对应驱动信号在 CCM 模式下, 励磁电感 L_s 上的电流 i_{Ls} 、流过 VD_2 的电流 i_{VD2} 和 i_{in} 、开关两端的电压 u_{dsVS} 、输出电流 i_{VD0} 的状态波形。

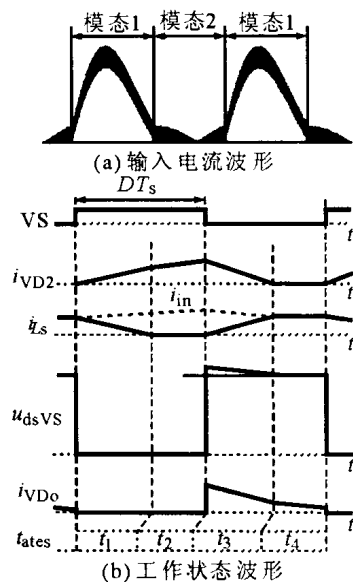


图 10 i_{in} 波形及其工作状态

(1) 模态 t_1 在此时间段, VS 导通, T_1 的初级从输入电源获取能量, 同时 T_1 的初级侧 L_s 从 C_b 获取能量。 i_{Ls} 随 T_1 的次级引起的电压和 C_b 两端的电压差逐渐减小, 同时 C_b 向输出负载提供电力。

(2) 模态 t_2 VS 仍处于导通状态。此时, i_{Ls} 减小到零。在此阶段 T_1 和 T_r 继续存储能量。

(3) 模态 t_3 在此时间段, VS 关断, VD_0 导通。此时, C_b 及输出电压 u_o 的电压全部加在 VS 的两端。 T_1 初级两端的电压被输入电压 u_{in} 与 VS 两端的电压差所箝位, 随其电流的减少, C_b 被充电, 同时一部分能量通过 T_r 传送到输出。另一方面 T_1 公共端电压比 C_b 的电压高很多, 使得 VD_1 迅速导通。 L_s 上有逐渐增大的电流通过。同时 T_1 初级储存的能量传递到输出。

(4) 模态 t_4 在此期间, T_1 初级储存的能量完全被释放, 流过 VD_2 的电流变为零。 u_{in} 通过 L_s 及等效的 T_1 电感向 C_b 充电。与模态 t_3 相同, T_r 初级储存的能量传递到输出端。

3.3 实验结果

选用下述参数进行了实验。 T_1 初级的 $L_s =$

$400\mu\text{H}$, 匝数比 $n=30:5$, $C_b=100\mu\text{F}$, T_1 初级的匝数比 $n=30:5$, 开关频率 $f_c=100\text{kHz}$ 。图 11 示出 $u_{in}=100\sim 240\text{V}$, 频率 $f=50\text{Hz}$, 负载条件为 $15\text{V}/6\text{A}$ 时的 i_{in} 波形及其谐波频谱。结果均能满足国际标准 IEC61000-3-2 Class D 的要求, 而且在 $u_{in}=240\text{V}$ 的全负载范围内, C_b 两端的电压均在 370 以下, 效率可达到 87%。

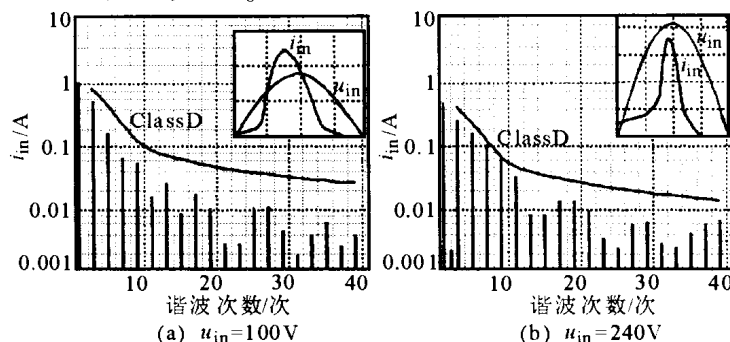


图 11 i_{in} 波形及其高谐波频谱(15V/6A)

4 结论

列举了几种典型的单级功率因数校正变换器电路, 并提出了新型的 AC/DC 变换器电路。这些电路拓扑有其共同点, 即在 DCM 工作方式中, 开关直接支配主电感的工作; 在 CCM 工作方式中, 开关间接对主电感的工作产生影响。通过对单级功率因数校正变换器电路的分类整理及研究, 希望能对从事该方面的研究者起到借鉴和帮助的作用。

参考文献

- [1] Jindong Zhang, Alex Uan-Zo-Li, Fred C Lee. General Studies on Single-Stage Power-Factor-Correction Techniques [A]. Proc. 17th Virginia Tech. Power Electronics Seminar [C]. 1999, 47~53.
- [2] O Garcia. A Simple Single-Switch Single-Stage AC-DC Converter with Fast Output Voltage Regulation [A]. PESC '99 [C]. 1999, 111~116.
- [3] Jindong Zhang, Fred C Lee. Study and Analysis of a High-Frequency Current-Source Single-Stage Power-Factor-Correction Converter [A]. Proc. 17th Virginia Tech Power Electronics Seminar [C]. 1999, 226~232.
- [4] 金春峰. 一段方式功率改善コンバータの回路方式 [J]. スイッチング電源システムシンポジウム, 2002, 17(C5-2): 1~7.
- [5] 金春峰, 张继红, 二宫保. タップインダクタを用いた一段方式 AC-DC コンバータ [J]. 信学技報, 2003, 103(303): 37~41.