

数字单周控制的三相六开关APFC电路的研究

传统单周控制采用模拟控制方式实现，器件参数极易影响积分常数而达不到预期效果。研究了基于单周控制的三相六开关高功率因数整流器，推导了基于单周控制的三相六开关整流器的数字控制规律，以TMS320F28035作为控制核心，搭建了一台10 kW的三相六开关整流器的实验样机。实验结果表明，该控制策略简单可靠，三相六开关整流器能够实现高功率因数校正。

冯晓培 李志忠/广东工业大学信息工程学院

0 引言

单周控制技术是一种非线性控制技术^[1]，在控制回路中不会导致误差综合，能够在—个周期内消除稳态、瞬态误差，使得上一个周期的误差不会累积到下一个周期，具有动态响应快、开关频率恒定且鲁棒性好等优点。

目前，单周控制在三相高功率因数整流器中也得到了广泛的应用，如VIENNA拓扑^[2]、三相boost拓扑^[3]等。三相六开关PWM整流器，能够实现能量的双向流动，通常采用双环控制，外环是电压调制环，内环采用平均电流控制或SVPWM控制，但存在控制电路结构复杂、成本高等问题。与此同时，现阶段单周控制基本上采用模拟控制的方式^[4]，需要通过模拟电路来实现一个可以快速复位的积分器和—个稳定的积分常数，器件参数极易影响积分常数而达不到预期效果^[5]。在此，将单周控制技术应用于三相六开关整流器中，并采用数字控制

的方式实现。实验结果证明了数字单周控制技术应用于三相六开关整流器中的有效性。

1 单周控制原理

为了简化推导过程，特作如下理想假设^[6]：电网电压为三相对称、稳定且内阻为零的理想电压源；三相电感相等且都为 L ；三相电路参数对称；输出电容足够大，输出电压保持不变；开关频率远大于电源频率；忽略开关器件的导通压降和开关损耗；忽略电路的分布参数的影响；每个桥臂上下开关管互补导通运行，即若下管导通占空比为 d ，则上管占空比为 $1-d$ 。

图1为三相六开关整流器的主电路。节点A、B和C三点相对节点N的电压为

$$\begin{cases} U_{AN} = (1-d_1)U_o \\ U_{BN} = (1-d_3)U_o \\ U_{CN} = (1-d_5)U_o \end{cases} \quad (1)$$

式中， d_1 、 d_3 和 d_5 分别为开关管 Q_1 、 Q_3 和 Q_5 的占空比。

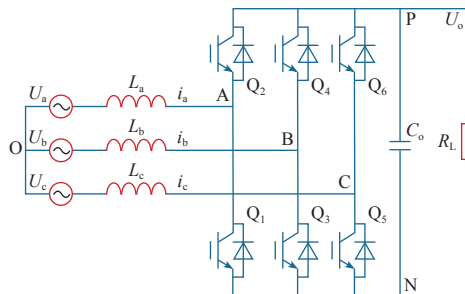


图1 三相六开关的主电路拓扑

由式(1)可得该整流器的等效平均模型，如图2所示，可知节点A、B和C相对于中性点O的电压矢量为



冯晓培/硕士研究生

关键词/Keywords

DSP ·
单周控制 ·
三相六开关 ·
有源功率因素校正 ·

广东省新能源汽车专项(110105752020190)，东莞
市科技计划项目(2012108102052)。

$$\begin{cases} U_{AO} = U_a - j\omega L I_a \\ U_{BO} = U_b - j\omega L I_b \\ U_{CO} = U_c - j\omega L I_c \end{cases} \quad (2)$$

式中, ω 为电源电压的角频率; U_a 、 U_b 和 U_c 为电源电压的相电压矢量; I_a 、 I_b 和 I_c 为对应相的电感电流矢量。

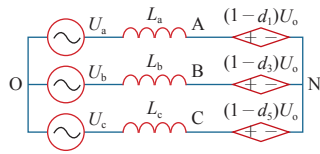


图2 整流器的平均等效模型

由于假设开关频率远大于电源电压频率, 且电感值很小, 就基波分量而言, 电感两端的电压相对于电源电压可以忽略不计。因此, 式(2)可以等效为

$$\begin{cases} U_{AO} \approx U_a = \sqrt{2} \sin(\omega t) \\ U_{BO} \approx U_b = \sqrt{2} \sin(\omega t - 2\pi/3) \\ U_{CO} \approx U_c = \sqrt{2} \sin(\omega t + 2\pi/3) \end{cases} \quad (3)$$

在三相平衡系统中

$$U_a + U_b + U_c = 0 \quad (4)$$

从而

$$U_{AO} + U_{BO} + U_{CO} = 0 \quad (5)$$

由图(1)可知, 节点A、B和C相对于中性点O的电压为

$$\begin{cases} U_{AO} = U_{AN} + U_{NO} \\ U_{BO} = U_{BN} + U_{NO} \\ U_{CO} = U_{CN} + U_{NO} \end{cases} \quad (6)$$

联立式(5)和式(6), 可得

$$U_{NO} = -(U_{AN} + U_{BN} + U_{CN})/3 \quad (7)$$

联立式(3)和式(6), 可得矩阵

$$\begin{pmatrix} 2/3 & -1/3 & -1/3 \\ -1/3 & 2/3 & -1/3 \\ -1/3 & -1/3 & 2/3 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} U_{AN} \\ U_{BN} \\ U_{CN} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} U_a \\ U_b \\ U_c \end{pmatrix} \quad (8)$$

联立式(1)和式(8), 整理可得占空比与电源相电压的关系为

$$\begin{pmatrix} -2/3 & 1/3 & 1/3 \\ 1/3 & -2/3 & 1/3 \\ 1/3 & 1/3 & -2/3 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} d_1 \\ d_2 \\ d_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} U_a \\ U_b \\ U_c \end{pmatrix} \frac{1}{U_o} \quad (9)$$

式(9)为奇异矩阵, 有无数组解, 设其中一组解为

$$\begin{cases} d_1 = K_1 + K_2 U_a / U_o \\ d_3 = K_1 + K_2 U_b / U_o \\ d_5 = K_1 + K_2 U_c / U_o \end{cases} \quad (10)$$

根据电压型PWM整流器的工作原理 $U_o > U_i$, 故可得 $K_2 = -1$, K_1 取值范围为 $0 < K_1 < 2$ 。所以式(10)可整理为

$$\begin{cases} \frac{U_a}{U_o K_1} = 1 - \frac{d_1}{K_1} \\ \frac{U_b}{U_o K_1} = 1 - \frac{d_3}{K_1} \\ \frac{U_c}{U_o K_1} = 1 - \frac{d_5}{K_1} \end{cases} \quad (11)$$

为了实现三相单位功率因数校正, 控制的目标是在一个开关周期内迫使各相电感电流 i_a 、 i_b 及 i_c 分别跟踪正弦相电压 U_a 、 U_b 和 U_c , 即 $U_a = R_e i_a$ 、 $U_b = R_e i_b$ 和 $U_c = R_e i_c$ 。其中 R_e 为输入等效电阻。代入式(11), 可得

$$\begin{cases} \frac{R_e i_a R_s}{U_o R_s K_1} = 1 - \frac{d_1}{K_1} \\ \frac{R_e i_b R_s}{U_o R_s K_1} = 1 - \frac{d_3}{K_1} \\ \frac{R_e i_c R_s}{U_o R_s K_1} = 1 - \frac{d_5}{K_1} \end{cases} \quad (12)$$

式中, R_s 为三相输入等效电流检测电阻。理论情况下, 电压外环控制器的输出 u_m 与输出电压成比例, 故可取 $u_m = U_o R_s K_1 / R_e$, u_m 。取 K_1 为0.5, 整理式(12)可得

$$\begin{cases} d_1 = 0.5 - R_s i_a / 2u_m \\ d_3 = 0.5 - R_s i_b / 2u_m \\ d_5 = 0.5 - R_s i_c / 2u_m \end{cases} \quad (13)$$

式(13)即为单周控制的关键函数。根据单周期工作原理, 在一个开关周期内, 式(13)又可等效为

$$\begin{cases} V_1(t) = R_s i_j / u_m & j = a, b, c \\ V_2(t) = \frac{1}{T_s} \int_0^{(1-d_k/K_1)T_s} 1 d\tau & k = 1, 3, 5; 0 \leq \tau \leq T_s \end{cases} \quad (14)$$

基于以上理论分析, 三相六开关单周PWM高功率因素整流器可以通过控制占空比 d_1 、 d_3 和 d_5 来实现。

2 三相六开关整流器数字控制策略

图3为三相六开关整流器数字单周控制策略结构框图。从图3可以看出,要实现对三相六开关整流器的控制,需检测三个信号,三相电感电流(i_a 、 i_b 和 i_c)中任意两相电流和直流母线输出电压(U_{dc})。单周期控制策略采用电压外环和电流内环双环控制,其中电压外环用于维持直流母线输出电压的稳定,电流内环用于实现输入电流为正弦波且与输出电压相位一致。整个控制过程为:输出电压 u_c 经过分压电阻 R_1 、 R_2 取样得到 U_{dc} , U_{dc} 与参考输出电压 u_{ref} 比较,产生的误差信号 u_e 作为电压控制器的输入信号,电压控制器的输出信号 u_m 与绝对值运算结果相除,分别得到三相的单周控制量 u_{1abc} ,然后分别和斜波发生器输出 u_2 进行比较,当 u_{1abc} 大于 u_2 时开关导通;反之,开关关断,比较器输出的PWM信号通过驱动电路,得到适当的PWM波形,用于控制三相六开关整流器的三相电流输入波形。

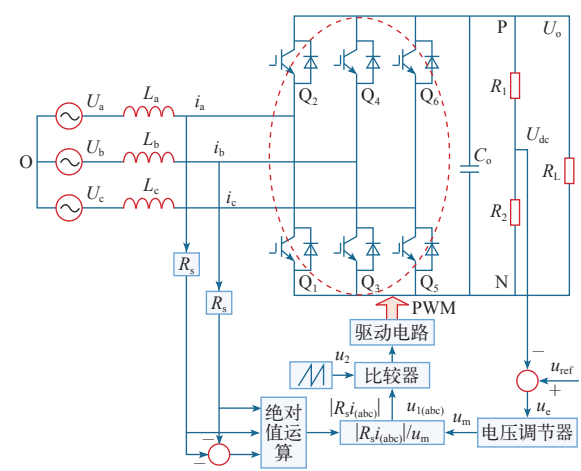


图3 三相六开关整流器结构框图

3 实验验证

设计了一台三相输入线电压380 V,额定输出700 V/10 kW的实验样机。其中,主控芯片采用TI公司TMS320F280035 定点DSP,ADC的采样周期与三相六开关的控制周期相同,取为20 μ s。系统结构如图4所示,主电路的器件参数如下: $L=640 \mu$ H, $C_o=820 \mu$ F,开关器件IGBT采用英飞凌

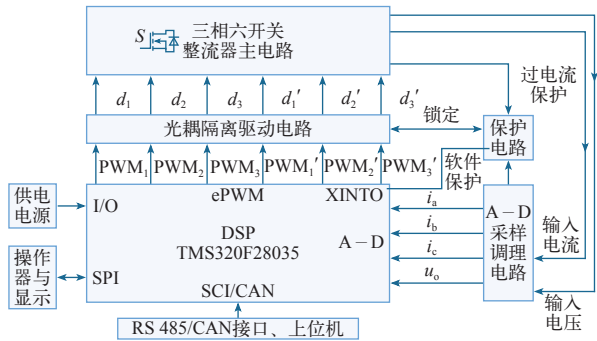


图4 系统的整体结构框图

公司的IGBT IKW40N120T2,开关管工作频率为50 kHz。

在输入电压为220 V,输出功率为10 kW的情况下,得到如图5所示实验波形,三相电感电流基本上为正弦波,且相位与输入电压一致,能够很好地跟随交流输入电压,在输入电流过零点附近,电流能实现平滑过渡,畸变率低,实现了功率因数校正的目的。

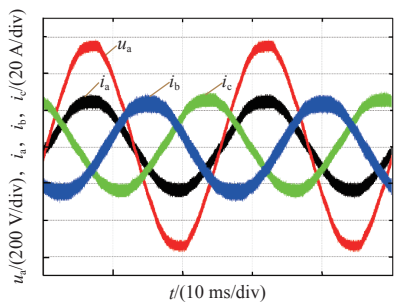


图5 A相输入电压波形和三相输入电流波形

下表为在输出功率为5 kW、7 kW和10 kW的情况下电流总谐波畸变率和PF值。从下表可以看出,随着输出功率的增加,PF值增大,而电流总谐波畸变率随着输出功率增加而下降明显,所以在数字单周控制下,能较好实现功率因数校正的目的。

表 单周控制三相六开关整流实验数据

输出功率 /kW	A相		B相		C相	
	THD(%)	PF	THD(%)	PF	THD(%)	PF
5	6.364 5	0.993 1	6.376 4	0.993 0	5.927 0	0.993 2
7	3.837 5	0.996 7	3.465 0	0.997 3	3.602 4	0.996 8
10	3.211 1	0.998 1	3.192 1	0.998 2	3.367 0	0.997 9

(下转第79页)

的识别效率均达到了85%以上,在本次分类识别中表现出了很高的识别率,其适用于小样本、非线性和高维数据分类,对于工程实际具有指导价值。

参考文献

- [1] 程养春, 刁常晋, 刘少宇, 等. 恒定电压下油纸绝缘局部放电发展规律及缺陷状态诊断 [J]. 高压技术, 2013, 39 (5) : 1061-1068.
- [2] 张建文. 电气设备故障诊断技术 [M]. 北京: 中国水利水电出版社, 2006.
- [3] 郑殿春. 给予BP网络的局部放电模式识别 [D]. 哈尔滨: 哈尔滨理工大学, 2005.
- [4] Yan J M, Liao R J, et al. Measurements and analysis of surface damage on oil impregnated insulation paper caused by partial discharge [J]. Measure Ment Science and Technology, 2011, 22 (5) : 655-703.
- [5] 廖瑞金, 严家明, 杨丽君, 等. 局部放电对油浸

绝缘纸表面损伤特性研究 [J]. 中国电机工程学报, 2011, 31 (10): 129-136.

- [6] Sekii Y. Degradation of low-density polyethylene and cross linked polyethylene by partial discharge [J]. IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation, 2010, 17 (1) : 116-124.
- [7] 汪可, 廖瑞金, 郑升讯, 等. 油浸绝缘纸电劣化过程中的局部放电混沌特性 [J]. 高电压技术, 2013, 39 (12) : 3075-3081.
- [8] 陈伟根, 许庭, 谢波, 等. 油纸绝缘气隙放电与油中产气规律相关回归分析 [J]. 高电压技术, 2013, 36 (3) : 59-64.
- [9] 邱昌容, 王乃庆. 电工设备局部放电及其测试技术 [M]. 北京: 机械工业出版社, 1994.
- [10] 成小瑛. 局部放电模式识别特征量提取方法研究与特征量相关性分析 [D]. 重庆: 重庆大学, 2003.

(收稿日期: 2015-06-09) **EA**

(上接第44页)

4 结束语

本文详细分析了三相六开关单周控制的工作原理并推导出其控制方程,针对传统模拟单周PFC技术的缺点,提出了一种单周PFC数字控制方案。该数字方案具有控制灵敏、可靠性高、一致性好、成本低及能够实现稳定数字控制等优点。最后通过实验验证,证明了控制策略的可行性。能够实现输入电流很好地跟踪输入电压,实现高功率因数校正,具有较高的实际应用价值。

参考文献

- [1] Zheren Lai, Keyue Ma Smedley. A family of continuous-conduction-mode power-factor-correction controllers based on the general pulse-width modulator [J]. IEEE Transactions on Power Electron. 1998, 13 (3) : 501-510.

- [2] 樊铤, 韦微, 陈杰, 等. 单周期控制VIENNA整流器的研究 [J]. 电力电子技术, 2013, 47 (2) : 30-32.
- [3] Qiao Chongming, Smedley K M. A general threephase PFC controller for rectifiers with a series-connected dual-boost topology [J] . IEEE Transactions on Industry Applications, 2002, 38 (1) : 137-148.
- [4] Ghodke D V, Chatterjee K, Fernandes B G. Modified one-cycle controlled bidirectional high-power-factor AC-to-DC converter [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2008, 55 (6) : 2459-2472.
- [5] 凌雁波. 数字单周期控制技术的研究和应用 [D]. 南京: 南京航空航天大学, 2009.
- [6] 张厚升. 单周控制的三相六开关高功率因数整流器的研究 [J]. 电能质量, 2010 (11) : 41-44.

(收稿日期: 2015-05-26) **EA**