

三相电压型 PWM 整流器改进型直接功率控制研究

邵帅, 尹忠刚, 钟彦儒

(西安理工大学自动化与信息工程学院, 陕西 西安 710048)

摘要: 本文基于三相电压型整流器的数学模型, 对电压型 PWM 整流器直接功率控制(DPC)系统的拓扑结构、原理及其开关表的构成机理进行了详细的描述和分析。针对传统开关表调节能力不足, 导致的有功功率调节能力弱及无功失调, 提出了一种构造新的开关表方法, 从而改善了系统输出性能。通过仿真和实验结果验证了该策略的可行性。

关键词: PWM 整流器; 直接功率控制; 功率因数; 开关表
中图分类号: TM4

1 引言

PWM 整流器广泛应用于单位功率因数整流、有源滤波及无功补偿、交流传动等变流控制中, 它具有恒直流电压控制、高功率因数、能量双向流动等优点。比起直接、间接两种电流控制方案和非线性控制理论的控制, 直接功率控制(DPC)策略可实现更高的功率因数、低的 THD, 但却无需复杂算法^[1]和 PWM 调制模块。

然而, 传统的 DPC 策略采用开关表来调节有功功率和无功功率, 这种开关表存在有功功率调节能力弱, 无功功率调节能力强的缺点^[2,4]。针对这样的不足, 本文研究了一种新的开关表调制策略使有功功率和无功功率得到合理的调节, 从而改善了有功功率和无功功率的调节能力。Matlab/Simulink 仿真结果和实验结果验证了改进方案的可行性。

2 三相电压型 PWM 整流器 DPC 系统原理

2.1 PWM 整流器主电路结构及数学模型

PWM 整流器的数学模型是深入分析和研究 PWM 整流器的工作机理及动态和静态特性的重要手段。本文从低频角度, 推导出 PWM 整流器两相旋转坐标系下的低频模型。

PWM 整流器低频数学模型是忽略与开关频率相关的高频谐波, 基于整流器基波分析得到的低频模型非常适合于控制系统的设计, 并可直接用于控制器设计。三相 PWM 整流器主电路拓扑结构如图 1 所示。

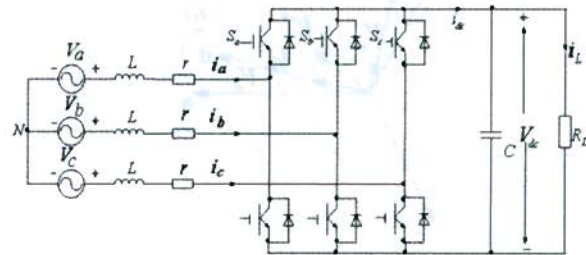


图 1 三相电压型 PWM 整流器主电路

图 1 中, V_a, V_b, V_c 表示电网电压; i_a, i_b, i_c 表示整流器交流侧的输入电流; S_a, S_b, S_c 表示三相桥臂开关管的开关函数, 其中 $S_a=1$ 表示上管导通, 下管关断, $S_a=0$ 表示上管关断, 下管导通, 以此类推; r, L 分别表示滤波电抗器的电阻和电感; C 表示直流侧的滤波电容; V_{dc} 表示整流器的直流输出电压; i_{dc} 表示整流器的直流侧输出电流; i_L 表示整流器的负载电流。

对交流侧应用基尔霍夫电流、电压定律^[3], 而且假设三相电压是平衡的, 图 1 中是无中线系统, 遵守功率不变的原则, 将三相静止对称坐标系系统到经旋转变换到两相旋转坐标系 d-q 中, 经过推导, 可得整流器数学模型为:

收稿日期: 2010-01-19

作者简介: 邵帅 (1985-), 男, 硕士研究生, 研究方向为变频器四象限运行研究。

尹忠刚 (1982-), 男, 博士研究生, 研究方向为交流调速与 PWM 整流电源。

钟彦儒 (1950-), 男, 博士生导师, 研究方向为电机及其控制、电力电子与电气传动。

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = -\frac{r}{L}i_d + \omega i_q - \frac{S_d}{L}V_{dc} + \frac{1}{L}V_{sd} \\ \frac{di_q}{dt} = -\omega i_d - \frac{r}{L}i_q - \frac{S_q}{L}V_{dc} + \frac{1}{L}V_{sq} \\ \frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{3S_d}{2C}i_d + \frac{3S_q}{2C}i_q - \frac{1}{C}i_L \end{cases} \quad (1)$$

2.2 功率控制的理论依据

针对整流器两相旋转坐标系下的数学模型,电网电压空间矢量和输入电流空间矢量用复数表示,输入的复数功率为输入电压矢量与电流矢量共轭为

$$s = p + jq = \vec{V} \times \vec{I}^* = (V_d + jV_q)(i_d - ji_q) \quad (2)$$

令 d 轴分量表示有功分量, q 轴分量表示无功分量。如图 2, 初始条件下 d 轴与三相静止坐标系的 a 轴重合, $d-q$ 坐标系与网侧电压矢量 V 方向重合, 因此 $V_q=0$ 。 $d-q$ 坐标系与矢量 V 一起以角速度 ω 沿逆时针方向旋转。则

$$\begin{cases} p = V_d i_d \\ q = -V_q i_q \end{cases} \quad (3)$$

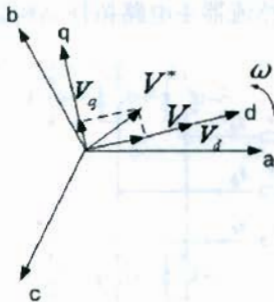


图 2 坐标系中电压矢量关系

由此可见,控制 i_d 就能实现对 p 的控制;控制 i_q 就能实现对 q 的控制。通过控制 i_d 和 i_q 来控制 p 和 q , 这就是直接功率控制的基本思想^[2]。

2.3 传统三相 PWM 整流器 DPC 系统策略

如图 3 为基于开关表的 PWM 整流器直接功率控制(The switching table based direct power control,简称 ST-DPC)系统框图。

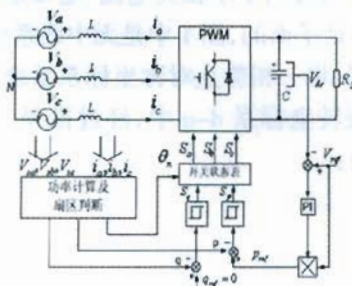


图 3 ST-DPC 系统框图

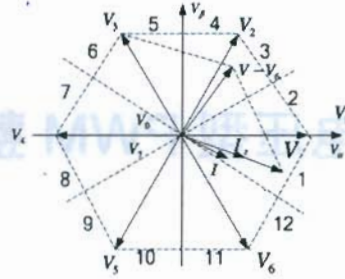


图 4 DPC 系统的空间矢量

定义: $\Delta p = p_{ref} - p, \Delta q = q_{ref} - q$ 。式中, p_{ref} 为有功功率的期望值, q_{ref} 为无功功率的期望值。为了系统运行于单位功率因数, 将 q_{ref} 设为 0。 p_{ref} 的大小决定直流电压的幅值大小。 $S_p=1$ 表示期望开关动作使 p 增加, 对应 $\Delta p > 0$, 反之 $S_p=0$ 。同样 $S_q=1$ 表示期望开关动作使 q 增加, 对应 $\Delta q > 0, S_q=0$ 表示 $\Delta q < 0$ 。开关表的建立是 DPC 系统的核心部分。

3 改进的三相 PWM 整流器 DPC 策略

由图 3 可知,对于 DPC 系统是将检测到的瞬时电压和瞬时电流估算出 p, q , 分别与各自的功率期望值比较送入滞环比较器来输出开关信号 S_p, S_q 。同时经过 3/2 变换计算出网侧电压矢量所在的扇区, 得到扇区信号 θ_n , 由 S_p, S_q, θ_n 在开关表中选择所要驱动的信号 S_{abc} , 来控制上下桥臂 IGBT 管的关断。空间矢量分为 12 个扇区, θ_n 由式(4)确定。

$$(n-2)\pi/6 \leq \theta_n \leq (n-1)\pi/6 \quad n=1,2 \dots 12 \quad (4)$$

其中 n 代表电压矢量所在的扇区号。 n 与 8 个电压矢量 $V_k(k=0,1 \dots 7)$ 对应关系如图 4 所示。

开关表建立原理:开关表的改进是在选择零矢量的时候选择别的电压矢量进行调节。如图 4, 设电源电压矢量 V 在 1 扇区, 电流矢量 I 滞后 V , 给定的电流 I 与 V 同相位, 此时 I 相位落后于 I , 且模值小于 I , 所以需增大 p 减小 q 。开关表是根据 S_p, S_q 及 V 的位置确定 DPC 所需的 V_k , 即 S_a, S_b, S_c 的取值。根据图 5 的空间矢量分布图, V_k 的值为:

$$|V_k| = \begin{cases} \sqrt{\frac{2}{3}}V_{dc} & (V_1 \dots V_6) \\ 0 & (V_0 \text{ 或 } V_7) \end{cases} \quad (5)$$

向量方程描述整流器, 忽略 r 的影响, 得:

$$I = I_0 + \frac{1}{L} \int_0^t (V - V_k) dt \quad (6)$$

式中: V_k 表示给定的电压矢量; $I_0 = I_d, I$ 表示交流网测单相电流; 式(6)是电压矢量图中选择合适电压矢

量的依据。

DPC 系统中, V_k 作用下系统无功功率调节能力强,有功功率调节能力弱。传统的开关表 V_k 都会选择零矢量, 这样的选择遵循选择临近矢量动作的原则, 避免开关动作过于频繁, 但却降低了系统的控制性能^[2-6]。

表 1 传统 ST-DPC 开关表

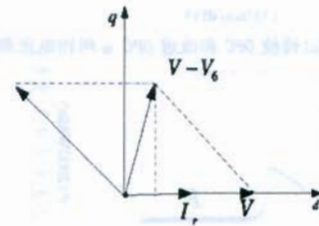
S_p	1	1	0	0	
S_q	0	1	0	1	
S_a	θ_1	101	111	101	100
	θ_2	111	111	100	110
	θ_3	100	000	100	110
S_b	θ_4	000	000	110	010
	θ_5	110	111	110	010
	θ_6	111	111	010	011
S_c	θ_7	010	000	011	001
	θ_8	000	000	011	001
	θ_9	011	111	001	101
S_e	θ_{10}	111	111	001	101
	θ_{11}	001	000	001	101
	θ_{12}	001	110	101	100

表 2 改进的 ST-DPC 开关表

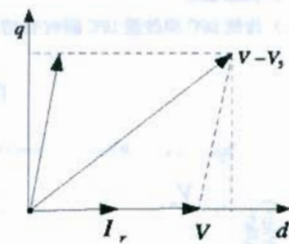
S_p	1	1	0	0	
S_q	0	1	0	1	
S_a	θ_1	001	110	101	100
	θ_2	101	010	100	110
	θ_3	101	010	100	110
S_b	θ_4	100	011	110	010
	θ_5	100	011	110	010
	θ_6	110	001	010	011
S_c	θ_7	110	001	010	011
	θ_8	010	101	011	001
	θ_9	010	101	011	001
S_e	θ_{10}	011	100	001	101
	θ_{11}	011	100	001	101
	θ_{12}	000	000	101	100

表 1、表 2 给出了开关表。对于传统开关表由(6)式选择 V_k 使 I 沿着 $V-V_k$ 方向趋近 I_r , 而改进开关表 V , 选择 V_s , 这样 $V-V_s$ 在 V 上同时具有一定长度的电

压分量, 即在 d 轴和 q 轴上存在具有一定长度的投影用来有效的调节相应的功率, 这样对有功电流和无功电流都可以起到有效的调节, 如图 5 所示。其他扇区依此类推。同时遵循每次开关动作只有一个器件动作, 减少开关损耗。



(a) 传统 ST-DPC 矢量合成图



(d) 改进的 ST-DPC 矢量合成图

图 5 电压矢量合成图对比

根据以上算法在 Matlab/Simulink 下进行仿真分析, 仿真参数为: 电网电压有效值 $V=64\text{ V}$, $f=50\text{ Hz}$, $L=2.3\text{ mH}$, $C=2\ 200\ \mu\text{ F}$, 给定直流电压 $V_m=300\text{ V}$, $R_L=40\ \Omega$, 滞环宽度 $H_p=H_q=100\text{ W}$ 。系统处于整流时, 各个重要参数波形, 如图 6 所示。

由图 6(a)~(b)可知改进型 DPC 系统比传统 DPC 系统提前 10 ms 进入稳态, 而且相电压和相电流同相位, 实现了单位功率因数控制, 输出侧直流电压能达到给定值。图 6(c)~(d)给出两系统有功和无功功率波形, 改进型 DPC 系统波形波动明显减少, 动态性有明显改善。

4 实验结果

为了验证改进方案的可行性, 在实验室完成了一个 1.1 kW 的整流系统。实验主要技术参数为: 采用 TMS320LF2407A 型 DSP 为控制核心, 交流输入电压有效值为 $V=106\text{ V}$, 电源频率 $f=50\text{ Hz}$, 电网侧电感 $L=10\text{ mH}$, 直流输出给定电压 $V_m=300\text{ V}$, 负载 $R_L=80\ \Omega$ 。图 7 是传统 ST-DPC 系统和改进 ST-DPC 系统的实验波形对比。

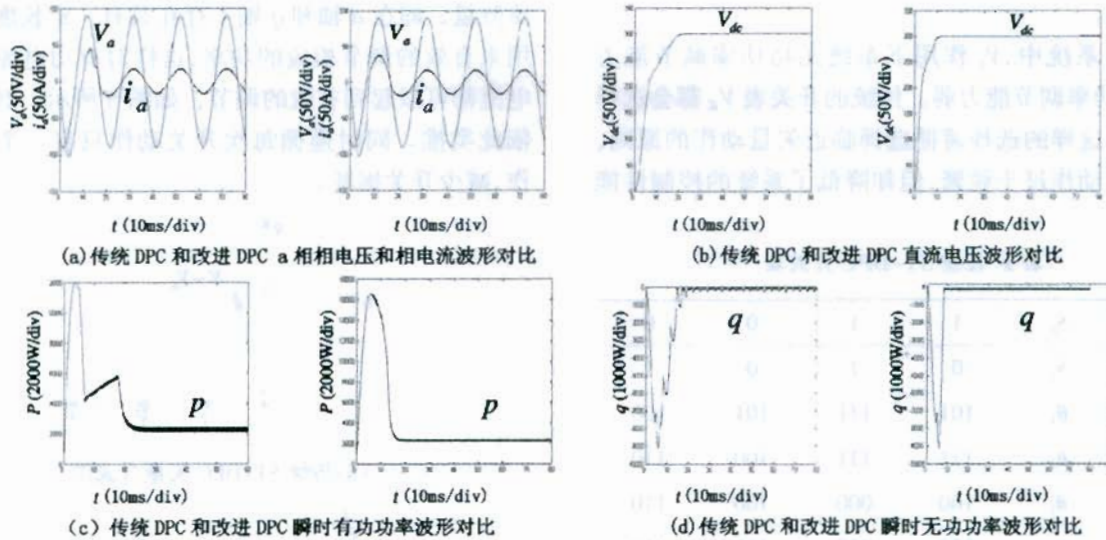


图 6 PWM 整流时 DPC 系统仿真波形

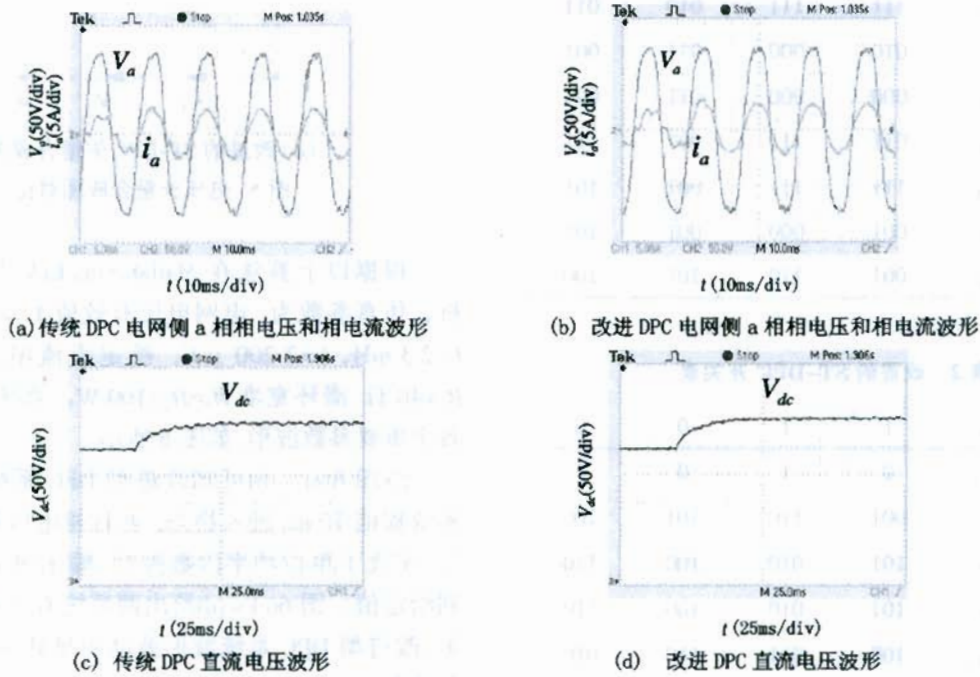


图 7 PWM 整流器 DPC 系统负载实验波形对比

图 7 给出了系统整流时动态的实验结果。可以看出：传统 ST-DPC 系统和改进 ST-DPC 系统由二极管整流整流到 PWM 整流过渡时，经过一定的过渡时间， V_a 与 i_a 同相位，符合单位功率因数控制，而且 i_a 非常接近正弦波；直流输出电压 V_{dc} 可以稳定在给定电压值 300 V。但是，改进 ST-DPC 系统的相电流动态响应和稳定后的波形明显优于传统 ST-DPC 系统，电流波形含有少量的低次谐波，而且输出直流电压响应时间快、平滑度变好。

5 结论

传统的直接功率控制系统的开关表调制，对于系统的有功功率调节能力弱，无功功率调节能力强，因此，会使有功电流得不到及时调节而无功电流存在失控区。本文提出了一种新的改进开关表去进行调制，使合成的电压矢量在 d 轴上的投影长度增加，这样尤其对系统有功功率调节能力加强，从而对有功电流可以起到有效的调节，改善了系统的性能。经过仿真和

实验结果验证了改进策略可行、有效。

参考文献:

[1] Escobar G,Stankovic A M. Analysis and Design of Direct Power Control (DPC) for a Three Phase Synchronous Rectifier Via Output Regulation Subspaces [J]. Power Electronics, 2003, 18(3): 823-830.

[2] Wang Ji-uhe,Li Hu-ade. A new direct power control strategy of three phase boost type PWM rectifiers[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(16):47-52.

[3] Amir Baktash, Abolfazl Vahedi,M A S Masoum. Improved Switching Table For Direct Power Control Of Three-Phase PWM Rectifier [J]. Universities Power Engineering Conference, 2007, AUPEC 2007:1-5.

[4] Teichmann R,Bernet.Acomparison of three-level converters versus two-level converters for low-voltage drives, traction, and utility applications [J]. IEEE Transaction on Industry Applications, May-June 2005, 855-865.

[5] Zheng Zheng,Wang Cong,ZhaoHuan. Novel Modulation Strategy of Direct Power Control for PWM Rectifier [J]. Proceedings of the 27th ChineseControl Conference,2008, July 16-18; 154-158.

[6] Gerardo Escobar,Aleksandar M Stankovic, Carraso Juan Met al. Analysis and Design of Direct Power Control (DPC) for a Three Phase Synchronous Rectifier via Output Regulation Subspaces [J]. IEEE Transaction on Power Electronics, 2003,18(3): 823-830.

Study on Improving Direct Power Control of Three-Phase Voltage Source PWM Rectifiers

SHAO shuai, YIN Zhong-gang, ZHONG Yan-ru
(Xi'an University of Technology Xi'an 710048 China)

Abstract: The direct power control(DPC)topology structure,principle and the structure of switching table are described and analysed in detail in this paper based on three phase mathematical model of rectifiers. In view of the present traditional switch table insufficiency which conduces to active power and reactive power adjustment weakly,constructing the new switch table is proposed,thus the system output performance is improved. The simulation result and result experimental verify the feasibility of the strategy.

Key words: PWM rectifier;direct power control;power factor;switching table



图1 三相电压型PWM整流器主电路拓扑结构

图2 三相电压型PWM整流器改进型直接功率控制策略框图

图1所示为三相电压型PWM整流器主电路拓扑结构。三相交流电源经三相桥式整流器接入直流环节，直流环节由电感L和电容C组成。直流环节通过三相逆变器输出三相电压，驱动三相负载。改进型直接功率控制策略框图如图2所示。该策略通过检测三相交流电源的幅值和相位，计算出三相功率，并根据功率平衡原理，生成三相PWM信号，驱动三相桥式整流器。该策略能够有效提高整流器的功率因数，并实现有功功率和无功功率的独立控制。

收稿日期: 2008-09-25; 录用日期: 2009-01-15; 出版日期: 2009-02-15

作者简介: 邵帅(1982-), 男, 陕西渭南人, 西安理工大学硕士研究生, 研究方向为电力电子变流技术。

通信作者: 尹中刚(1963-), 男, 陕西渭南人, 西安理工大学教授, 研究方向为电力电子变流技术。