

变电感参数三电平不可逆 PWM 整流器的电 流 PI 优化控制

何礼高 陈鑫兵

(南京航空航天大学自动化学院 南京 210016)

摘要 在矢量控制 PWM 整流中, 需要精确地输入电感值作为控制参数。而高功率密度 AC-DC 整流器中输入电感常采用铁粉心作为电感材质, 这些材质磁心的电感值随着输入电压、输入电流和负载的变化而变化, 电感值的变化导致电流环增益和控制参数发生变化。因此, 采用传统的控制方法比较难满足宽输入电压和变电感量条件下整流器控制性能的要求。文中提出采用优化电流 PI 控制器的矢量控制实现三相三电平不可逆 PWM 整流, 该策略能够在宽输入电压范围和变电感值下实现 PF (Power Factor) 值和电流 THD 的优化控制。文章在分析三电平不可逆 PWM 整流器电路模型基础上提出优化 PI 控制器的矢量控制算法实现过程, 借助系统的闭环模型推导出控制器参数设计原则。最后给出的仿真波形和实验结果验证了控制方案的有效性和优越性。

关键词: 变电感参数 三电平 PWM 整流 矢量控制 宽输入电压 电流环 PI 优化控制
中图分类号: TM461

Optimized PI Current Controller of Three Level Unidirectional PWM Rectifier Under Variable Inductance

He Ligao Chen Xinbing

(Nanjing University of Aeronautics and Astronautics Nanjing 210016 China)

Abstract In vector controlled three phase three level unidirectional PWM rectifier, the exact inductor value of smoothing chock is needed, however, in compact rectifier, when iron dust core is used, the inductance is varied under different input currents, input voltages and output loads, this variation resulted in nonlinear current loop response and control parameters in digital implementation. So it is difficult to meet the demands of power factor and THD of current when in the condition of wide input voltage range and variable inductance. This paper, by analysis the modeling and current loop transfer function of rectifier, an optimized design of proportion in PI current controller is presented in order to reduce the effect of variable inductor value. Then the controller designing rules are derived with the help of current loop mode. This strategy ensures lower harmonic current and improves the power factor in full load and full range input voltage. Simulation and experimental results verify the feasibility and effectiveness of the proposed control strategy.

Keywords: Variable inductance, three level PWM rectifier, vector control, wide input voltage range, current loop, optimized PI controller

1 引言

三电平 PWM 整流器以其输入电流谐波含量小、 dv/dt 小等特点而适合于中、大容量的整流场合。在三电平 PWM 整流器拓扑中, 功率器件的电压应力仅为相同直流母线电压两电平 PWM 整流电路的 1/2, 而且在相同的开关频率下输入的电流纹波也比两电平 PWM 整流器小。因此, 三电平 PWM 整流器比较适合于电力系统有源滤波、无功补偿、潮流控制、不间断电源以及交直流传动系统等领域 [1-2]。

三电平 PWM 整流器按能量流动方向可以分为: 可逆整流和不可逆整流。可逆整流器一般应用于需要四象限工作的场合, 它能够实现能量的双向流动; 不可逆 PWM 整流电路比较适合于能量只需单向流动的场所, 它能够提高变换器的效率, 同时降低变换器的体积。文献 [3] 只分析了三相 PWM 整流的解耦控制策略与设计方法, 没有考虑电压电流的优化控制。为了达到理想的电压动态响应, 文献 [4] 对电流环应用模糊控制器实现三相 PWM 整流矢量控制输出, 提高动态响应, 但没有考虑电感量随输入电流的变化而变化。文献 [5] 分析了三电平不可逆 PWM 整流器的滞环控制, 由于该控制方法是变开关频率, 因此开关次数没有优化, 在高功率应用场合开关损耗大; 文献 [6-10] 采用矢量控制方法实现三相三电平不可逆 PWM 整流的控制, 该文献只分析定输入电压的工作情况, 没有考虑通信电源和服务器电源要求的宽输入电压范围工作, 在宽输入电压工作条件下电流控制没有达到优化, 并且输入电感采用矽钢片, 体积较大。

本文针对铁粉心输入电感的高功率密度 AC-DC 整流器, 采用矢量控制及其电流优化 PI 控制方法实现三相三电平不可逆 PWM 整流控制, 该策略能够在宽输入电压范围和不同输出负载下实现 PF 值和电流 THD 的优化控制, 适合于电感量随输入电流变化而变化的磁心材质的储能电感, 能减小变换器的体积, 提高变换器的效率。文章首先分析了三相三电平不可逆 PWM 整流电路模型, 然后给出优化 PI 控制器的矢量控制算法实现过程以及不可逆三电平空间矢量调制方法。借助系统的闭环模型推导出控制器参数设计原则。最后给出仿真波形和实验结果, 仿真和实验验证了控制方案的优越性和有效性。

2 三相三电平不可逆 PWM 整流电路模型

三相三电平不可逆 PWM 整流器主电路结构如图 1a 所示 [6], 该电路由三个双向开关、续流二极管和升压电感组成。图 1a 中, v_{an}, v_{bn}, v_{cn} , n 分别为三相电源电压的瞬时值和电网的中性点; L_a, L_b, L_c 为网侧滤波电感; i_a, i_b, i_c 为三相输入电流瞬时值, 定义图示方向为其参考方向; $VD_1, VD_2, VD_3, VD_4, VD_5, VD_6$ 为续流二极管; S_a, S_b, S_c 为整流器双向功率开关; P, N 为电容两端对参考地 M 的电压; C_1, C_2 为直流母线滤波电容; M 为直流母线中点。为了分析方便, 假设电网输入为理想电源, 功率开关为理想开关, 没有过渡过程和开关损耗, 其通断状态可以由开关函数描述; 并且 $C_1=C_2=C_0, L_a=L_b=L_c=L, R_a=R_b=R_c=R$ 。由图 1a 可以看出该电路由三个完全一样的单相电路组成, 因此可以按单相电路分析, 图 1b 为其等效的单相电路 [9]。

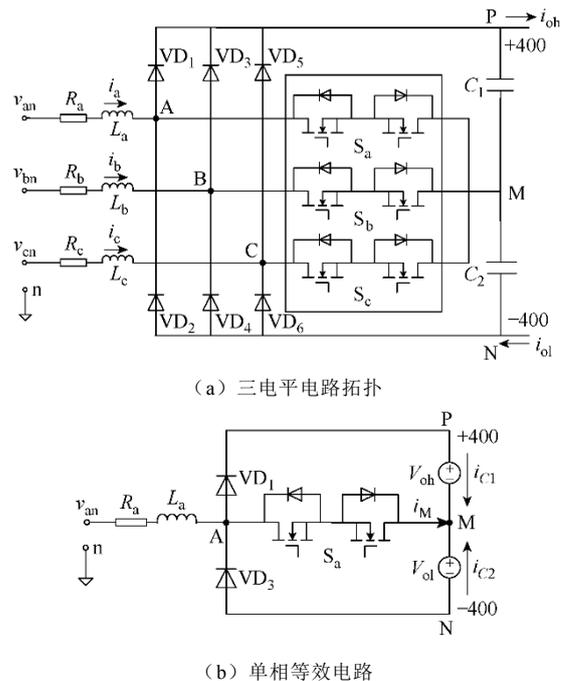


图 1 三相三电平不可逆 PWM 整流电路拓扑
Fig.1 Main circuit of three level unidirectional PWM rectifier

根据基尔霍夫电压定律有

$$\begin{cases} v_{an} = L \frac{di_a}{dt} + v_{AM} + v_{Mn} + Ri_a \\ v_{bn} = L \frac{di_b}{dt} + v_{BM} + v_{Mn} + Ri_b \\ v_{cn} = L \frac{di_c}{dt} + v_{CM} + v_{Mn} + Ri_c \end{cases} \quad (1)$$

式中, v_{an} 为相电压; i_a 为相电流; v_{Mn} 为直流母线中点与电源中性线之间的电压; v_{AM} 为整流桥双向开关两端电压。

v_{AM} 可以定义为

$$v_{AM} = \begin{cases} 0 & S_a \text{ 开通} \\ v_{oh} & S_a \text{ 续流} \quad i_a > 0 \\ v_{ol} & S_a \text{ 关断且 } i_a < 0 \end{cases} \quad (2)$$

式中, v_{oh} 和 v_{ol} 分别为直流母线上两个电容的电压。 v_{AM} 与输入电流的方向有关, 考虑方向函数可以得到整流桥网侧输入电压瞬时值为

$$v_{AM} = (1 - S_a)[v_{oh}\theta(i_a) - v_{ol}\overline{\theta(i_a)}] \quad (3)$$

式中, θ 为方向函数, $\overline{\theta}$ 为其反向函数, 当电流方向为参考方向时 $\theta=1$, 否则 $\theta=0$ 。 S_a 为开关函数, 当开关开通时 $S_a=1$; 当开关关断时 $S_a=0$; 同理, 可以得到另外两相的整流桥网侧输入电压瞬时值为

$$v_{BM} = (1 - S_b)[v_{oh}\theta(i_b) - v_{ol}\overline{\theta(i_b)}] \quad (4)$$

$$v_{CM} = (1 - S_c)[v_{oh}\theta(i_c) - v_{ol}\overline{\theta(i_c)}] \quad (5)$$

对于负载侧, 流过直流母线电容电流表达式为

$$C_o \frac{dv_{oh}}{dt} = \sum_{k=a,b,c} (1 - S_k)i_k\theta(i_k) - i_{oh} \quad (6)$$

$$C_o \frac{dv_{ol}}{dt} = - \sum_{k=a,b,c} (1 - S_k)i_k\overline{\theta(i_k)} - i_{ol} \quad (7)$$

3 电流控制器的设计及 PI 参数优化

3.1 整流器状态空间平均模型

在式 (1) ~ 式 (5) 的电压方程中, 对所有变量在一个控制周期 T_s 内取平均值, 得到状态空间平均模型

$$\begin{pmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{pmatrix} = L \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} + \Gamma \left(\frac{v_o}{2} + \Delta v \cdot \text{SGN} \right) \begin{pmatrix} 1 - d_1 \\ 1 - d_2 \\ 1 - d_3 \end{pmatrix} \quad (8)$$

式中

$$\Gamma = \begin{pmatrix} 2/3 & -1/3 & -1/3 \\ -1/3 & 2/3 & -1/3 \\ -1/3 & -1/3 & 2/3 \end{pmatrix} \quad \Delta v = \frac{v_{oh} - v_{ol}}{2}$$

$$\text{SGN} = \begin{pmatrix} \text{sgn}(i_a) & 0 & 0 \\ 0 & \text{sgn}(i_b) & 0 \\ 0 & 0 & \text{sgn}(i_c) \end{pmatrix}$$

其中, d_1, d_2, d_3 为开关管 S_a, S_b, S_c 的占空比; $\text{sgn}(i)$ 为符号函数, 当电流方向与参考方向相同时取 1, 否则取 -1。对于负载侧, 变换器的平均模型为

$$C_o \frac{dv_{oh}}{dt} = \sum_{k=a,b,c} (1 - d_k)i_k[1 + \text{sgn}(i_k)] - i_{oh} \quad (9)$$

$$C_o \frac{dv_{ol}}{dt} = - \sum_{k=a,b,c} (1 - d_k)i_k[1 - \text{sgn}(i_k)] - i_{ol} \quad (10)$$

3.2 基于旋转变换的系统模型

在三相静止坐标系下, 三相输入电压 v_{an}, v_{bn}, v_{cn} 以及三相输入电流 i_a, i_b, i_c 之间存在耦合。为了便于控制器的设计, 上述模型需要通过坐标变换转换到 d-q 旋转坐标系下进行控制, 其中 d 轴与三相电压合成矢量方向重合且以角速度 ω 逆时针同步旋转, q 轴超前 d 轴 90° 。此时 d、q 分量均为直流, 且 d-q 坐标系中 d 轴电流为系统输入有功电流, q 轴电流为系统无功电流。这样就可以实现三相三电平 PWM 整流器网侧有功和无功分量无耦合、独立控制。所以调节器的设计方便, 运算简单, 而且很容易实现输入功率因数为 1。定义旋转变换矩阵

$$C_{3s/2r} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \cos\theta_s & \cos(\theta_s - 120^\circ) & \cos(\theta_s + 120^\circ) \\ -\sin\theta_s & -\sin(\theta_s - 120^\circ) & -\sin(\theta_s + 120^\circ) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} \quad (11)$$

由此, 可以得到在两相 d-q 旋转坐标系中的电压、电流以及占空比函数

$$\begin{cases} (i_d \ i_q \ i_0)^T = C_{3s/2r}(i_a \ i_b \ i_c)^T \\ (d_d \ d_q \ d_0)^T = C_{3s/2r}(d_1 \ d_2 \ d_3)^T \\ (V_d \ V_q \ V_0)^T = C_{3s/2r}(v_{an} \ v_{bn} \ v_{cn})^T \end{cases} \quad (12)$$

由已知的两相 d-q 旋转坐标系系统模型, 根据式

(8) 可以得到 d-q 两相坐标系下输入电压方程为

$$v_d = L \frac{di_d}{dt} - \omega Li_q + C_{3s/2r} \Gamma (1 - d_k) \left[\frac{v_o}{2} + \Delta v \cdot \text{SGN} \right] \quad (13)$$

$$v_q = L \frac{di_q}{dt} + \omega Li_d + C_{3s/2r} \Gamma (1 - d_k) \left[\frac{v_o}{2} + \Delta v \cdot \text{SGN} \right] \quad (14)$$

式(13)、式(14)简化为

$$v_d = L \frac{di_d}{dt} - \omega L i_q + V_{drec} \quad (15)$$

$$v_q = L \frac{di_q}{dt} + \omega L i_d + V_{qrec} \quad (16)$$

式中, V_{drec} , V_{qrec} 分别为整流器输入端电压的 d、q 轴分量。

3.3 电感量对 dq 轴电流控制器的影响

式(15)、式(16)中, d 轴电流和 q 轴电流是相互耦合的, 为了得到比较理想的电流控制效果, 电流环采用前馈 PI 控制, 其控制器传递函数

$$\begin{cases} V_d^* = -(K_{dP} + \frac{K_{dI}}{s})(i_d^* - i_d) + v_d + \omega L_{eq} i_q \\ V_q^* = -(K_{qP} + \frac{K_{qI}}{s})(i_q^* - i_q) + v_q - \omega L_{eq} i_d \end{cases} \quad (17)$$

式中, K_{dP} 、 K_{dI} 为 d 轴 PI 控制器的比例系数和积分系数; K_{qP} 、 K_{qI} 为 q 轴 PI 控制器的比例系数和积分系数; L_{ed} 、 L_{eq} 为输入储能电感在 d-q 坐标系下的等效电感。

电流环的输入是 d-q 轴电流的参考信号与实际检测信号之差, 输出近似为整流器储能电感的反电动势 e_{Ld} , 由式(17)可以看出, 负载的变化正比于电流环的输出, 而电流环的输出反比于输入电压, 其关系满足

$$\Delta i_d = f(i_d) e_{Ld} \quad (18)$$

$$e_{Ld} = \frac{1}{f_1(v_{in})} \quad (19)$$

式中, $f(i_d)$ 和 $f_1(v_{in})$ 分别为与有功电流和输入电压有关的函数。因此合理设计电感量对系统性能影响很重要, 电感量过小引起电流上升过快, 动态调节容易引起过电流; 而电感量过大将影响输入电流的过零点速率, 连续模式下电感电流在一个开关周期内的变化率如图 2 所示。

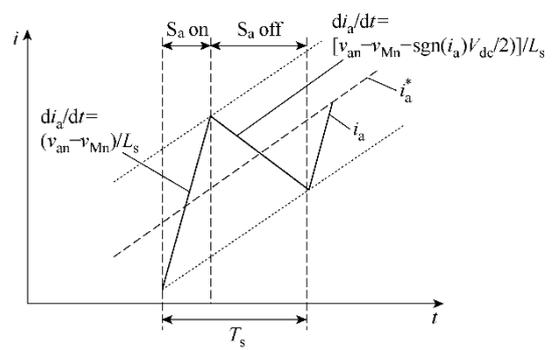


图 2 开关周期下电感电流波形

Fig.2 Inductive current on one switching cycle

为了在稳态时输入电流跟踪输入电压, 电感的设计需要满足

$$\Delta i_a = \frac{v_{an} - V_{AM} - V_{Mn}}{L_s f_s} \leq 0.2 I_s \quad (20)$$

$$\frac{\Delta i_a}{dt} = \frac{\sqrt{2} I_a \sin(\omega T_s)}{T_s} \leq \frac{V_{dc}}{3 L_s} \quad (21)$$

式中, I_s 为输入电流的有效值; V_{dc} 为直流母线输出总电压; f_s 为开关频率。

在矢量控制三相 PWM 整流中, 需要精确固定的电感值, 目前在 AC-DC 变换器中通常采用铁氧体和矽钢片磁心等, 体积较大。当采用铁粉心材质(如铁硅铝)作为电感磁心时, 电感量随着输入电流的变化而变化, 由式(20)、式(21)可以得出, 电感值的变化改变了电流环的增益, 从而改变了传统控制下按定电感值设计的电流环参数。图 3 所示为 AC-DC 变换器中常用的铁硅铝材质在不同磁导率下的磁特性, 其感量随输入电流非线性变化。

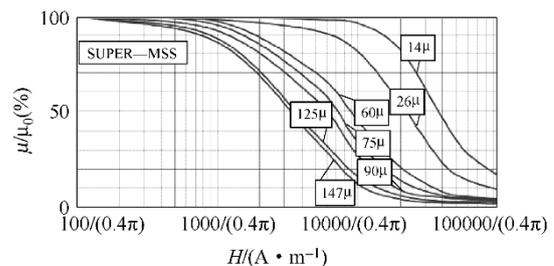


图 3 铁硅铝材质特性

Fig.3 Characteristic of SUPER-MSS

表 1 为铁硅铝材质 MS-184125-2 在加直流偏置时实验测得电感特性, 随着流过电感电流的增大, 电感量将逐渐变小。由于整流器的输入电流为正弦波形, 而实验比较难模拟正弦电流, 因此表 1 为采用加直流偏置方法近似模拟所测的电感材质

特性。

表 1 实验所测电感量与输入电流之间的关系

Tab.1 The relationship between inductance and input current

输入电流/A	电感值/mH	输入电流/A	电感值/mH
0	5.985	6	3.843
1	5.864	7	3.333
2	5.660	8	2.858
3	5.316	9	2.428
4	4.870	10	2.049
5	4.367		

3.4 电流控制器的优化设计

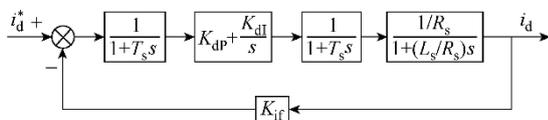
为了设计出理想的动态调节性能，需要进行优化设计电流环参数 K_{dp} 和 K_{qp} ，使之满足式 (18) 和式 (19)，考虑到数字控制中采样延时和 PWM 驱动延时，电流环的 d 轴传递函数可以表示为图 4a 所示的传递函数，q 轴的传递函数与 d 轴传递函数一样。从图 4a 可以推出 d 轴电流环开环传递函数为

$$G_{O_i}(s) = \frac{K_{dp}K_{RL}K_{if}(1+T_i s)}{T_i s(1+T_L s)(1+2T_s s)} \quad (22)$$

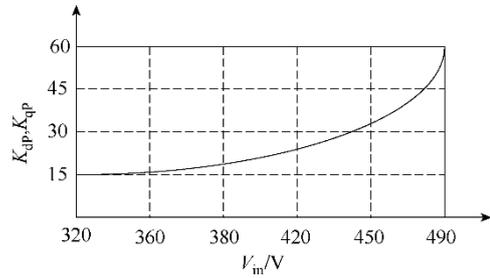
式中， $T_L=L_s/R_s$ ； $K_{RL}=1/R_s$ ； K_{if} 为电流环反馈系数。为了简化式 (22)，选取积分常数 $T_i=T_L$ ，根据控制理论和计算机控制，系统阻尼系数为

$$\xi = \frac{1}{4\sqrt{K_{dp}K_{RL}K_{if}T_s/T_i}} = 0.707 \quad (23)$$

由式 (23) 可以计算出 K_{dp} 和 K_{di} 的初始值，结合式 (18) 和式 (19)，可以计算出在不同输入电压和不同负载时的 K_{dp} 和 K_{di} 值，其中 $K_{di}=K_{dp}/T_i$ ， $K_{qi}=K_{qp}/T_i$ 。图 4b 为本系统的 K_{dp} ， K_{qp} 与输入电压关系曲线，在实际程序中采用分段线性化方法，先解算出每一段方程，然后根据输入电压计算实际的 K_{dp} ， K_{qp} 以及 K_{di} ， K_{qi} 。



(a) d 轴电流环传递函数



(b) 比例系数与输入电压关系曲线

图 4 电流环传递函数与控制器参数变化波形

Fig.4 Current loop transfer function and experimental proportion coefficient

图 5 给出三电平不可逆 PWM 整流器优化电流 PI 控制器的矢量控制算法框图。图中锁相环 PLL 用来获取电网电压的同步相位角，Clarke/Park 变换将检测的三相电压、电流交流信号转换成 d-q 旋转坐标系下的电压、电流直流信号。Park 反变换将控制器输出的直流信号转变成交流信号，极坐标变换用来求取 Park 反变换输出的交流信号的幅值和相位，以实现三电平的空间矢量调制 (SVPWM)。

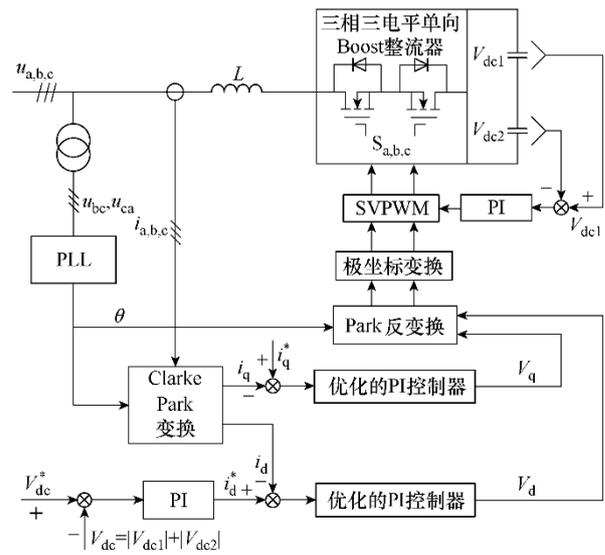


图 5 三电平不可逆 PWM 整流器矢量控制算法框图

Fig.5 Control block of three level unidirectional PWM rectifier

4 三相三电平不可逆 PWM 整流空间矢量调制策略

三电平不可逆 PWM 整流器开关矢量的产生与三电平可逆 PWM 整流器类似，以 A 相为例，当开

关导通时, $V_{AM}=0$, 当开关关断且输入电流方向为参考方向时 $V_{AM}=+V_{dc}/2$, 否则 $V_{AM}=-V_{dc}/2$, 开关状态与电流关系见表 2, 参考可逆三电平的空间矢量图可以得出不可逆三电平的电压空间矢量图如图 6a 所示^[6]。该空间矢量图由 6 个扇区 (I, II, III, IV, V, VI) 组成, 每个扇区分为 4 个小三角形 (A_{11} , A_{12} , B, C_{11} , C_{12} , D), 由于输入电流方向的变化将引起矢量选取的不同, 因此需要在输入电流换流时切换空间矢量, 即以 30° 电角度为切换区间, 由此可以得到不可逆三电平在一个扇区内的空间矢量图, 如图 6b 所示。

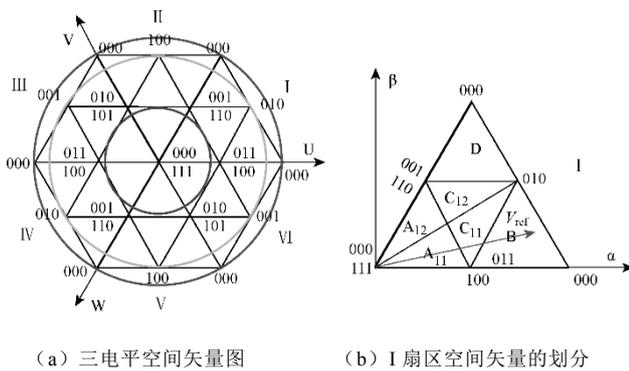


图 6 三电平电压空间矢量图

Fig.6 Space voltage vector of unidirectional three level rectifier

表 2 三电平不可逆整流器的开关状态

Tab.2 Current direction on different switching state

开关状态	S_a	i_a
0	OFF	>0
1	ON	—
0	OFF	<0

在一般调制过程中, 当参考矢量落在某三角形区域内时, 就由该三角形的三个顶点矢量合成它, 表 3 列出了 I 扇区的空间矢量选取及其作用顺序。当参考矢量落在其他扇区时可以将它旋转到第一扇区, 同时空间矢量的选取按照 NTV (Nearest Triangle Vector) 法则^[11], 即选取三角形最近三个顶点的矢量合成。

表 3 I 扇区电压矢量选取及作用顺序

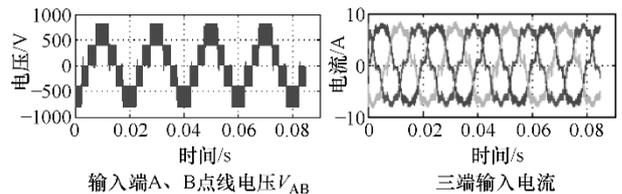
Tab.3 Space voltage vector selection and sequence in sector I

A_{11}	011	-111	-110	-100	-100	-110	-111	-011
A_{12}	001	-011	-111	-110	-110	-111	-011	-001

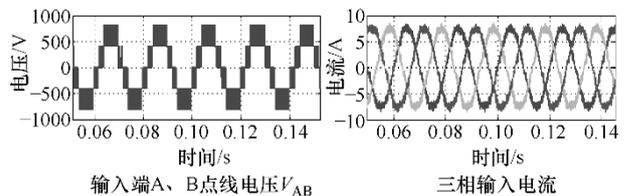
B	011	-010	000	-100	-100	-000	-010	-011
C_{11}	011	-010	-110	-100	-100	-110	-010	-011
C_{12}	001	-011	-010	-110	-110	-010	-011	-001
D	001	-000	-010	-110	-110	-010	-000	-001

5 仿真和实验结果

为了验证控制算法的有效性, 建立了 Matlab/Simulink 仿真模型和基于 TMS320F2812 控制的原理样机, 输入电压: 320~490V; 输出电压: 800V; 线路等效电阻: $R_s=0.52\Omega$; 输入电感采用 MS-184125-2 铁硅铝磁心, 电感量: $L_s=4.8mH$; 电感量与不同输入电流之间的关系见表 1。输出滤波电容: $C_1=C_2=C_o=2240\mu F$; 开关频率: 36kHz。图 7a 为三电平不可逆 PWM 整流器在控制器参数无优化设计时仿真波形; 图 7b 为控制器参数优化设计时的仿真波形。



(a) 控制器参数无优化设计时仿真波形



(b) 优化控制器参数设计时仿真波形

图 7 仿真波形

Fig.7 Simulation waveforms

图 8 为实验波形: 图 8a 为整流器输入端 A, B 间的线电压 V_{AB} 波形。图 8b 为负载突变时母线电压调整率和输入电流波形。其特性满足通信电源和服务器电源对功率因数校正级的要求。图 8c 图为按 380V 输入电压设计控制器参数时输入电压上升到 490V 时的输入电流波形。图 8d 为变电流环控制参数设计时输入电压上升到 490V 时的输入电流波形, 比较图 8c 和图 8d, 变电流环控制参数在宽输入电压范围和不同输出功率条件下保持很好的电路控制特性。图 8e 为输入电压不对称

($v_{an}=196V$, $v_{bn}=v_{cn}=220V$; 并且 B 相输入电压滞后 A 相 110°) 时的实验波形, 从图中可以看出, 所提的控制算法对电网电压和三相输入参数不对称

具有一定的抗干扰作用。图 8f 为系统实验所测得的输入功率与 PF 值关系曲线。比较算法改进前后的仿真和实验波形可以看出，电流波形在过零点处得到明显改善，同时其性能满足设计要求。

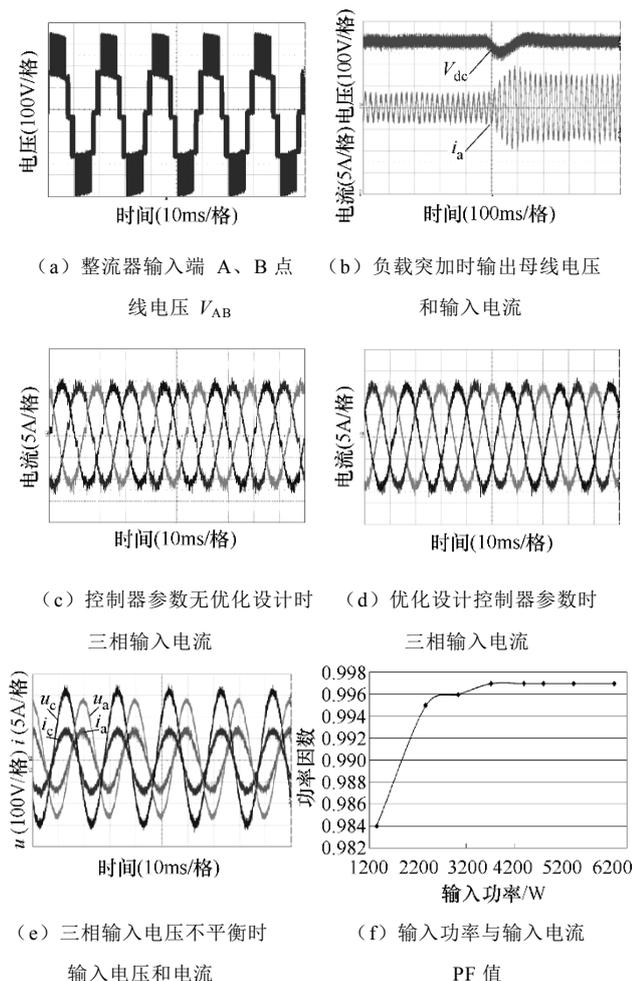


图 8 系统实验波形

Fig.8 Experimental waveforms

表 4 为优化参数设计后采用 PM3000 测得的输入电流谐波次数与对应幅值。可以看出实验所测得的电流谐波远远低于 IEC 61000-3-2 的 A 类标准。

表 4 输入电流谐波次数与谐波幅值

Tab.4 Harmonic current of experimental result

谐波电 流次数	实验谐波电 流含量 (%)	实验谐波电 流幅值/A	IEC 标准允许 最大谐波电流 /A
AH01	—	8.084	—
AH03	0.865	0.069 9	2.3

(续)

谐波电 流次数	实验谐波电 流含量 (%)	实验谐波电 流幅值/A	IEC 标准允许 最大谐波电流 /A
------------	------------------	----------------	-----------------------

AH05	0.518	0.041 87	1.14
AH07	0.121	0.009 78	0.77
AH09	0.446	0.003 61	0.40
AH11	0.438	0.003 54	0.33
AH13	0.364	0.002 94	0.21
AH02	0.679	0.054 89	1.08
AH04	0.373	0.030 2	0.43
AH06	0.486	0.039 3	0.30

6 结论

通过对电流控制器 PI 调节参数 K_{dP} 和 K_{dI} 值的优化设计，解决在采用铁粉心输入电感的三相三电平不可逆 PWM 整流器的矢量控制中，因电感值的变化影响电流环的增益，导致电感量变小时引起电流上升过快，动态调节容易引起过电流、电感量变大时影响输入电流的过零点速率，使得系统控制性能变差的问题。仿真分析和实验结果验证了该方法的有效性，适合于变参数输入电感的三电平 PWM 整流器的矢量控制中，满足在宽输入电压范围和不同输出负载条件下具有良好的 PF 值和电流 THD% 的控制要求。

参考文献

- [1] Brien K O, Teichmann R, Bernet S. Active rectifier for medium voltage drive systems [C]. 16th IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2001, 1: 557-562.
- [2] Alahuhtala J, Tuusa J H. Four-wire unidirectional three-phase/level/switch (Vienna) rectifier[C]. 32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics, 2006: 2420-2425.
- [3] 屈莉莉, 杨兆华, 秦忆, 等. 基于电流解耦控制的三相电压型 PWM 整流系统分析与设计 [J]. 电工技术学报, 2007, 22(7): 52-57.
- [4] Qu Lili, Yang Zhaohua, Qin Yi, et al. Analysis and design of a decoupling control strategy for three-phase voltage-source PWM converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2007, 22(7): 52-57.
- [4] Jasinski M, Liserre M, Blaabjerg F, et al. Fuzzy logic current controller for PWM rectifiers[C]. 28th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2002: 1300-1305.

- [5] Dalessandro L, Drofenik U, Round S, et al. A novel hysteretic current control for three-phase three-level PWM rectifiers[C]. 20th IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2005, 1:501-507.
- [6] Viitanen T, Tuusa H. Space vector modulation and control of a unidirectional three-phase/level/switch Vienna I rectifier with LCL-type AC filter[C]. 34th Annual IEEE Power Electronics Specialist Conference, 2003, 3:1063-1068.
- [7] Viitanen T, Tuusa H. Experimental results of vector controlled and vector modulated Vienna I rectifier [C]. 35th Annual IEEE Power Electronics Specialist Conference, 2004, 6: 4637-4643.
- [8] Alahuhtala J, Virtakoivu J, Viitanen T, et al. Space vector modulated and vector controlled Vienna I rectifier with active filter function [J]. IEEE Power Conversion Conference, 2007: 62-68.
- [9] Kanaan H, Haddad Al K, Fnaiech F. Modeling and control of three-phase/switch/level fixed-frequency PWM rectifier: state-space averaged model[J]. IEE Proceedings of Electric Power Applications, 2005, 152(3): 551-557.
- [10] Alahuhtala J, Tuusa J H. Space vector modulated four-wire unidirectional three-phase/level/switch (Vienna) rectifier with an additional leg for DC link voltage balancing [C]. 23th IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2008: 238-244.
- [11] Bose K, Joao O Pinto. Space vector pulse width modulation of three-level inverter extending into over modulation region[J]. IEEE Transactions on Industrial Applications, 2003, 18(2): 604-610.

作者简介：何礼高 男，1951年生，硕士生导师，高级工程师，研究方向为现代调速控制及功率变换技术。 陈鑫兵 男，1979年生，硕士，研究方向为数字控制高功率 AC-DC 电源变换技术及交流调速系统。