

基于 PAM+PWM 级联多电平逆变器的 SVG 的研究

隋龙弟¹, 郑益慧¹, 王昕¹, 李立学¹, 姚钢², 张杨³

(1. 上海交通大学电工与电子技术中心, 上海 200240; 2. 上海交通大学电力传输与功率变换控制教育部重点实验室电气工程系, 上海 200240; 3. 吉林省电力有限公司松原供电公司, 吉林 松原 138000)

摘要: 为了使级联 SVG 降低开关损耗、减小谐波含量, 提出了 PAM (Pulse Amplitude Modulation) +PWM (Pulse Width Modulation) 调制策略。四个 H 桥级联构成 PAM 单元, 各 H 桥都工作于基频开关频率下, 开关损耗较低。第五个 H 桥构成 PWM 单元, PWM 单元对 PAM 单元输出阶梯波中的谐波分量进行补偿, 极大地降低了电压电流畸变率, 提高装置输出电流的质量。PAM 单元直流侧采用脉冲轮换策略, 有效地抑制了直流侧电压的不平衡。PWM 单元采用电流直接控制策略, 响应速度快, 控制精度高。最后在 Matlab/Simulink 中建立级联 SVG 仿真模型, 验证了所提方法的有效性。

关键词: 级联 SVG; 基频 PAM; 混合调制; 谐波补偿; 直流侧不平衡

Research of cascade SVG based on PAM+PWM inverter

SUI Long-di¹, ZHENG Yi-hui¹, WANG Xin¹, LI Li-xue¹, YAO Gang², ZHANG Yang³

(1. Center of Electrical & Electronic Technology, Shanghai Jiao Tong University, Shanghai 200240, China; 2. Key Laboratory of Control of Power Transmission and Conversion, Ministry of Education (Department of Electrical Engineering, Shanghai Jiao Tong University), Shanghai 200240, China; 3. Songyuan Power Supply Company, Jilin Electric Power Co., Ltd, Songyuan 138000, China)

Abstract: In order to lower the switching losses and reduce the harmonic content of the cascade SVG, the method of PAM+PWM is introduced. Four H bridges constitute the PAM unit, every H bridge works under the fundamental frequency, so the switching losses are low. One H bridge constitutes the PWM unit, the PWM unit can compensate the harmonic content of the output step waveform of the PAM unit, it can greatly reduce the voltage and current distortion factor and improve the power quality. The pulse cycle transposition is used on the DC side, it can effectively solve the problem of the DC capacitors voltage unbalance of the PAM unit. The PWM unit outputs the reactive current by the current direct control method, it can improve control accuracy and response speed of the device. The model of SVG with chain inverter is built in Matlab/Simulink, the result proves the validity of the method.

Key words: cascade SVG; fundamental frequency PAM; hybrid modulation; harmonic compensation; DC capacitor voltage unbalance

中图分类号: TM714 文献标识码: A 文章编号: 1674-3415(2014)07-0052-08

0 引言

近年来, 我国的电力工业发展迅速, 大容量冲击性、干扰性负荷日益增多, 对电力系统稳定、安全运行造成潜在威胁。而基于计算机控制的工业设备对电能质量又比较敏感, 导致负荷侧对电能质量的要求越来越高。静止同步补偿器(SVG)通过对无功进行补偿, 能够提高系统功率因数、减少功率损耗、提高供电质量。其中, 级联 SVG 因功率容量大、开关频率低、输出谐波小、响应速度快等优点在高压大容量场合得到越来越广泛的应用^[1-3]。

级联 SVG 在调制方法上分为脉冲幅值调制

(PAM)和脉冲宽度调制(PWM)。PAM 调制是通过选取开关角度以减小低次谐波、使总谐波畸变率最小的调制方法。文献[4]针对级联 SVG, 给出了 PAM 调制的基本算法和理论分析, 由于开关器件工作于基频开关频率 50 Hz 下, 其开关损耗较小, 但是其通过实时调节开关角度来调整输出无功电压的幅值, 存在着非线性方程组实时求解困难的问题, 加之级联 H 桥数目较少时, 输出电压谐波含量较大。而 PWM 调制方法通过比较调制波与载波, 控制开关器件通断, 实现电压输出^[5]。文献[6]采用载波移相调制方法(CPS-SPWM), 可以减小输出谐波, 改善输出波形, 从而相应地减小滤波器容量, 降低

成本。为了降低开关频率, 减少开关损耗, 文献[7]采用单极性倍频的载波移相正弦脉宽调制方法, 能够在较低的开关频率下获得良好的输出电压谐波特性。文献[8]提出一种基于空间矢量双滞环策略的控制方法, 能够降低开关频率并保证装置拥有良好的动静态性能。文献[9]在级联 SVG 的 PWM 控制方式逆变器中采取辅助谐振开关拓扑结构, 可减少损耗, 以应对逆变器载波频率、无功波形质量和装置损耗之间的矛盾^[10]。但在以上 PWM 调制方法中, 其开关器件工作于几百乃至上千赫兹的开关频率下, 其开关损耗仍然较大。

针对以上方法的不足, 本文在调制策略选择上兼顾谐波含量、开关损耗两个方面, 提出了 PAM+PWM 调制策略。该调制策略中, 四个 H 桥级联构成 PAM 单元, 每个 H 桥都工作于基频开关频率下, 有效地降低了开关损耗。一个 H 桥与 PAM 单元串联构成 PWM 单元, PWM 单元对 PAM 单元输出阶梯波中的谐波分量进行补偿, 有效地降低了电压电流畸变率, 提高装置输出电流的质量。同时, 为了满足控制精度和响应速度的要求, 本文采用电流直接控制方法, 其中 PAM 单元采用基频优化 PAM 方法使输出阶梯波逼近正弦波, PWM 单元采用跟踪型 PWM 控制技术对输出无功电流瞬时值进行反馈控制, 实现了无功电流的直接控制, 从而提高了级联 SVG 的响应速度和控制精度。另一方面, PAM 单元直流侧采用脉冲轮换策略, 使直流侧电压在平均意义上相等, 保证各 H 桥直流侧电压平衡。最后利用 Matlab 对本文所提的控制算法进行仿真验证, 结果证实了该设计方法的有效性与可行性。

1 级联 SVG 基本拓扑结构

高压大容量 SVG 通常采用级联结构。级联 SVG 采用模块化设计, 每一个模块由一个 H 桥组成, 每个 H 桥有一个独立电容。图 1 为单相五 H 桥级联 SVG 的拓扑结构。

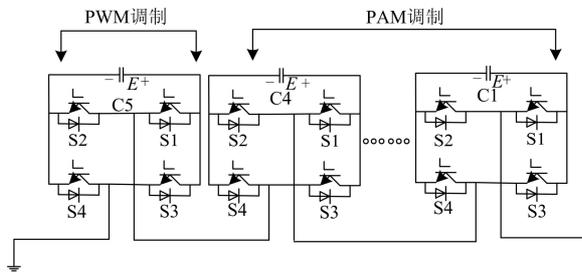


图 1 级联 SVG 的拓扑结构
Fig. 1 Topology of cascade SVG

本文提出 PAM+PWM 混合调制策略。为满足设计要求, 并使所需开关器件成本和开关损耗尽可能少, 在满足较低的谐波畸变率的要求下, 本文采用四个 H 桥级联构成 PAM 单元, 每个 H 桥有 +E、0、-E (E 为每个电容的电压值) 三个电平, 即四个 H 桥级联可以得到 9 个电平。PAM 工作在基频开关频率, 降低了开关损耗。第五个 H 桥采用 PWM 调制, 采用电流直接控制法对无功电流进行跟踪控制, 提高了控制精度和响应速度。由于 PWM 调制过程中对谐波进行补偿, 所以有效地降低输出电流谐波畸变率。本文提出的 PAM+PWM 方法综合了两者的优点, 能够兼顾开关损耗和输出电流谐波含量, 并且提高了装置控制精度和响应速度。

2 PAM 单元的调制策略

基频优化 PAM 控制算法是通过选取各个 H 桥的开关角度来最优地降低输出电压中的谐波含量, 从而保证在基频开关频率下, 取得较好的谐波性能。

图 2 显示 PAM 单元 4 个级联 H 桥输出电压合成图, PAM 控制使各 H 桥直流侧电压 V_i 相同而脉宽不同以进行优化, 且电压波形正负半周对称, 又分别以 90° 和 270° 对称, 所以存在

$$\begin{cases} V_i = E \\ \alpha_i = \pi - \alpha_{2s-i+1} \end{cases} \quad (i = 1, \dots, 4) \quad (1)$$

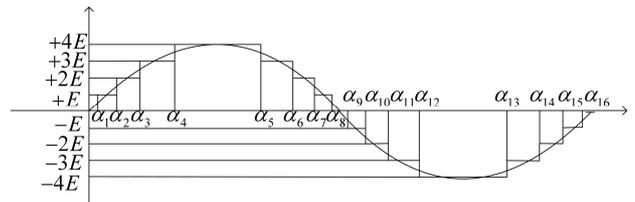


图 2 阶梯波合成图

Fig. 2 Synthetic picture of step wave

采用基频优化 PAM 控制的 PAM 单元的输出电压可以用 Fourier 级数表示为

$$V(\omega t) = E \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \sin(n\omega t) + b_n \cos(n\omega t)] \quad (2)$$

其中 Fourier 系数计算如式(3)。

$$\begin{cases} a_n = \frac{4}{n\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \cos(n\alpha_k), n \text{ 为奇数} \\ a_n = 0, n \text{ 为偶数} \\ b_n = 0, \text{ 所有 } n \end{cases} \quad (3)$$

根据大容量 SVG 的控制要求, 基频优化 PAM

的控制目标如下:

- 1) 使总输出电压的基波幅值为控制目标值;
- 2) 使总输出电压的低次谐波性能达到最优^[11]。

由以上控制目标及式(2)、式(3), 可将其表示为数学上的最优化问题。最优目标函数为

$$\min F = \sum_{n=3,5,7,\dots}^H a_n^2 \quad (4)$$

约束条件为

$$\sum_{i=1}^s \cos \alpha_i = \frac{\pi}{4} M \quad (5)$$

$$0 \leq \alpha_i \leq 90^\circ \quad (6)$$

式中: M 为调制比; 有 $M = \frac{V_s}{sE}$; V_s 为输出电压的基波峰值, s 为级联 H 桥的个数; H 表示所要优化的最高次谐波, $H=2s-1$ 。本文采用四个 H 桥级联结构, 可消除最高次谐波为 7 次谐波, 由于输出谐波中低次谐波含量较大, 四个 H 桥级联通过 PAM 调制可以有效抑制 3、5、7 次含量较大的谐波, 使输出电压质量得到初步的改善。

因此, 针对式(4)~式(6)的最优化问题, 采用迭代运算方法, 可以得出四个级联 H 桥的开关角度(如表 1 所示), 用于各 H 桥开关器件的开通和关断, 从而保证 PAM 单元输出阶梯波的总谐波含量最小。

表 1 PAM 控制方法中各 H 桥的开关角度
Table 1 Switching angles for H-bridges

α_1	α_2	α_3	α_4
7.32°	20.92°	37.83°	58.68°

由于本文采用 PAM+PWM 调制方法, 因此 PAM 单元仅需预先对开关角度进行一次求解, 保证输出电压有较低的谐波畸变率, 不需要动态调节, 避免了常规 PAM 单元必须实时求解开关角度的问题。同时, PAM 单元各 H 桥工作在基频开关频率 50 Hz 下, 其在开关损耗方面有明显优势。

3 PWM 单元的调制策略

PWM 单元采用跟踪型 PWM 控制技术对输出无功电流瞬时值进行反馈控制, 在采用电流直接控制方法后, PWM 单元实际上相当于一个受控的电流源。另一方面, PAM 单元输出电压 U_{PAM} 与电网电压同相位, 幅值稳定, 因此可以等效为一个与电网电压频率相位相同的电压源^[12-16]。考虑到 SVG 本身和连接电抗的损耗, 其原理图可简化为图 3。

因此, 可以得到单相电压回路方程为

$$L \frac{di}{dt} + R \cdot i = u_s - u_{PAM} - u_{PWM} = (u_s - u_{PAM}) - u_{dc} \cdot s \quad (7)$$

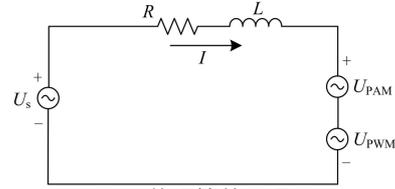


图 3 单相等效原理图

Fig. 3 Single-phase equivalent schematics

式中: u_{dc} 为 PWM 单元直流侧电压; s 为其开关函数。根据对开关函数的傅里叶变换, 有

$$s = d + \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n \frac{2}{n\pi} \sin(nd\pi) \cos(n\omega_s t) \quad (8)$$

式中: d 为 PWM 占空比; ω_s 为 PWM 开关角频率。由于 PWM 开关频率远高于电网频率, 则可忽略式(8)中 s 的谐波项, 即

$$s = d$$

则式(7)可以表示为

$$L \frac{di}{dt} + R \cdot i = u_s - u_{PAM} - u_{PWM} = (u_s - u_{PAM}) - u_{dc} \cdot d \quad (9)$$

若把固定开关频率的 PWM 电流控制环节看作时间常数为 T_s (T_s 为 PWM 开关周期)的一阶惯性环节, 并使网侧输出电流 i 跟踪指令电流 i^* , 则 i 、 i^* 满足

$$i^* = i + T_s \frac{di}{dt} \quad (10)$$

或

$$\frac{di}{dt} = \frac{1}{T_s} (i^* - i) \quad (11)$$

将式(11)代入式(9), 同时忽略网侧等效电阻 R , 得

$$d = \frac{1}{u_{dc}} \left[(u_s - u_{PAM}) - \frac{L}{T_s} (i^* - i) \right] \quad (12)$$

根据上述分析得到了 PWM 单元占空比的表达式, 因此可以得到 PWM 单元调制的基本控制方法如图 4 所示。

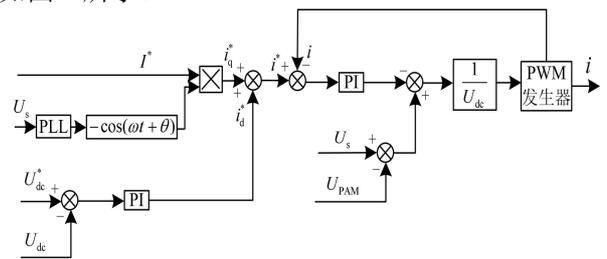


图 4 PWM 单元控制原理图

Fig. 4 Control scheme of PWM unit

图 4 中, 参考电流 i^* 是由参考无功电流 i_q^* 和参考有功电流 i_p^* 相加得到, 其中 i_p^* 可由电压外环输出得到。该电压外环是由 PWM 单元直流侧期望电压值与实际值相减后经 PI 调节构成, 起到稳定 PWM 直流侧电压的作用。然后将参考电流 i^* 与装置输出电流 i 相减, 经过 PI 调节后构成电流内环, 从而实现无功电流的跟踪控制。同时, 对电网电压 U_s 与 PAM 单元输出 U_{PAM} 之差进行前馈控制, 目的是补偿 PAM 单元输出的谐波。最后除以 PWM 单元直流侧电压 U_{dc} 进行标么化, 用来抑制 U_{dc} 波动对控制响应的影响。

本文输出电压包含两个部分, 分别为 PAM 单元输出电压 U_{PAM} 和 PWM 单元输出电压 U_{PWM} , 如图 5 所示。其中 U_{PAM} 相位固定, 因此可以通过仅控制 U_{PWM} 即可以达到调节输出无功电流的目的。与传统的采用电流间接控制方法相比, 本文的 PWM 单元采用电流直接控制法, 无需通过调节输出电压与系统之间相位差 δ 来间接控制 SVG 输出电流^[17], 可直接对电流瞬时值进行跟踪控制, 其响应速度和控制精度将比间接控制法有很大的提高。又由于 PWM 调制过程中引入了对 PAM 单元输出电压谐波的前馈补偿, 其输出电压谐波含量跟 PAM 输出阶梯波相比有了明显的降低。由此可见 PAM+PWM 混合调制的方法在低开关损耗的情况下达到了良好的输出谐波特性。

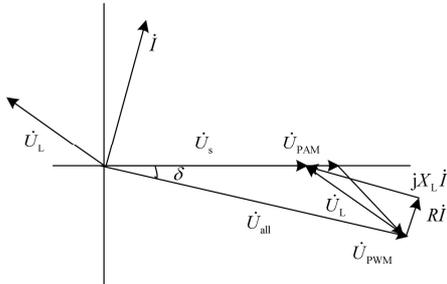


图 5 SVG 电压电流矢量图

Fig. 5 Voltage and current vectors of SVG

4 级联 SVG 直流侧电压平衡控制策略

H 桥并联损耗、开关损耗以及开关器件触发脉冲的微小差异是造成稳态电容电压不平衡的主要原因^[18-20]。当装置采用 PAM 控制方法时, 由于每个 H 桥的导通宽度不同导致各个 H 桥直流侧电压分布存在较大的不平衡度。这一现象对于装置的稳定运行和直流侧电压等级、容量的选取带来了不利的影响。

针对单个 H 桥的直流侧电压、输出电流和开关函数, 在装置稳定运行时进行分析, 有

$$C \frac{du_{dcj}}{dt} = i \cdot S_j \quad (13)$$

式中: C 为直流侧电容值; i 为装置输出电流, 有

$$i = \sqrt{2}I \sin(\omega t + \theta) \quad (14)$$

即

$$\frac{du_{dcj}}{dt} = \frac{\sqrt{2}I}{C} \sin(\omega t + \theta) \quad (15)$$

式中, θ 为输出电流与系统电压的相位差。 S_j 为第 j 个 H 桥的开关函数, 有

$$S_j = \begin{cases} 0 & 0 \leq \alpha \leq \alpha_j \\ 1 & \alpha_j \leq \alpha \leq \pi - \alpha_j \\ 0 & \pi - \alpha_j \leq \alpha \leq \pi + \alpha_j \\ -1 & \pi + \alpha_j \leq \alpha \leq 2\pi - \alpha_j \\ 0 & 2\pi - \alpha_j \leq \alpha \leq 2\pi \end{cases} \quad (16)$$

对式(15)在 0 到 π 内进行积分, 在正半轴直流侧的电压值有

$$u_{+dcj} = \frac{\sqrt{2}I}{\omega C} \int_{\alpha_j}^{\pi - \alpha_j} \sin(\omega t + \theta) d\omega t \quad (17)$$

即

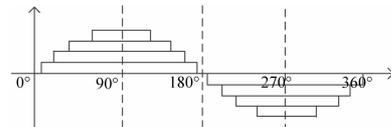
$$u_{+dcj} = \frac{2\sqrt{2}I}{\omega C} \cos \alpha_j \cos \theta \quad (18)$$

对式(15)在 π 到 2π 内进行积分, 在负半轴直流侧的电压值有

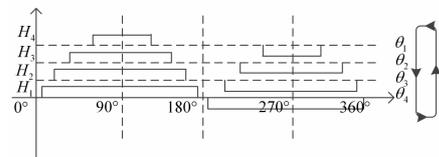
$$u_{-dcj} = \frac{2\sqrt{2}I}{\omega C} \cos \alpha_j \cos \theta \quad (19)$$

根据上述理论分析, 本文采用脉冲循环的方式, 如图 6 所示。脉冲在每个周期循环一次, 则在 n 个周期内每个 H 桥的直流侧电压值的平均值有

$$u_{dcj} = u_{dc} = \frac{2\sqrt{2}I}{\omega C} \cos \theta \left(\frac{1}{n} \sum_{k=1}^n \cos \alpha_k \right) \quad (20)$$



(a) 级联 SVG 输出电压迭加波



(b) 各单相逆变 H 桥脉冲循环操作流程

图 6 单相逆变 H 桥脉冲循环控制方案示意图

Fig. 6 Pulse cycle transposition control schematic of single-phase inverter H-bridge

由以上可知，本文采用的脉冲循环控制策略使得在 n 个周期内，各 H 桥直流侧电压的平均值是相等的，从而保证装置在稳态调节过程和暂态调节过程中各直流侧电压基本保持一致，进而有效使级联 SVG 直流侧电压平衡。

5 仿真实验

为了验证提出方法的有效性，本文使用 Matlab/Simulink 进行仿真实验。单相串联 H 桥数目为五个，其中四个 H 桥采用基频优化 PAM 调制，一个 H 桥采用 PWM 调制，系统参数如表 2 所示。

表 2 STATCOM 仿真电路参数

Table 2 Parameters of STATCOM simulation circuit

参数	数值
系统相电压 U_s	220 V
系统频率 f	50 Hz
负载电感 L_s	40 mH
逆变器连接电感 L_f	3 mH
逆变器等效电阻 R_f	0.01 Ω
直流侧电容 C_{dc}	10 mF
PWM 载波频率 f_c	3 000 Hz

图 7 为仅采用 PAM 调制策略输出的阶梯波形，可以看到 PAM 单元输出的阶梯波由四个 H 桥输出电压叠加而成。从谐波分析可知，虽然选取了最优的开关角度，低次谐波 3、5、7 次谐波有效地减少，但其谐波含量依然较高，达到了 8.87% (图 7 (b))，其主要原因是因为级联 H 桥数目较少，对谐波的消除作用不是很显著，需要 PWM 单元进一步改善。

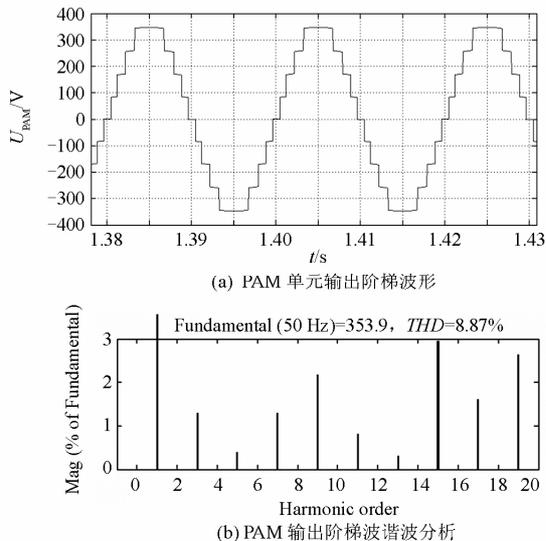


图 7 PAM 单元输出阶梯波形及谐波分析

Fig. 7 Step waveform and FFT frequency spectrum of the output of the PAM unit

本文中采用 PAM+PWM 调制策略，图 8 为 PAM 单元与 PWM 单元输出电压叠加后的输出电压波形。由图中可知，PAM+PWM 单元输出的总电压更加逼近正弦波。对其进行谐波分析可知，其谐波畸变率为 4.63% (图 8 (b))，谐波畸变率相比于单一的阶梯波调制得到了改善。

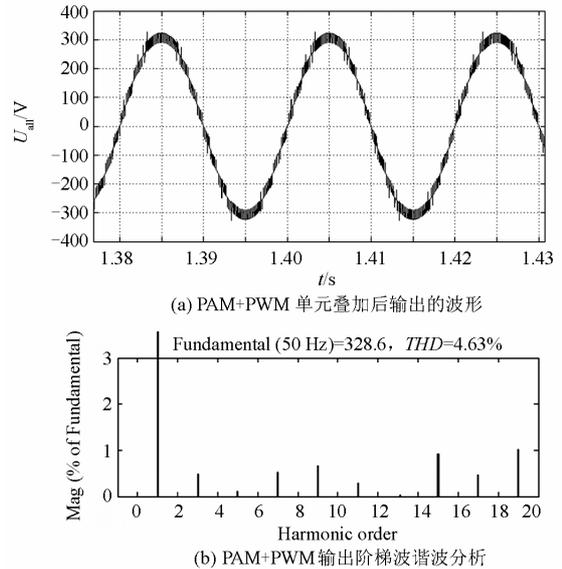


图 8 PAM+PWM 单元叠加后输出的波形及谐波分析

Fig. 8 Step waveform and FFT frequency spectrum of the output of the PAM+PWM unit

图 9 所示为 PWM 单元输出电压波形，其对 PAM 单元输出阶梯波中谐波分量进行了补偿，起到了降低输出电压电流谐波畸变率的作用。

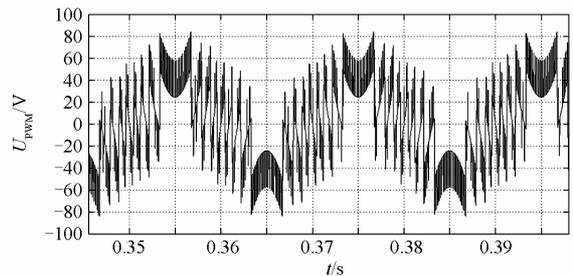


图 9 PWM 单元输出电压波形

Fig. 9 Output voltage waveform of PWM unit

图 10、图 11 为级联 SVG 输出 25 A 无功电流的波形及电流畸变率分析图，其中图 10 采用 PAM 电流间接控制法，图 11 采用 PAM+PWM 电流直接控制法。由图中可知，输出电流谐波得到极大的改善，畸变率由 4.12% (图 10 (b)) 变为 2.20% (图 11 (b))，可见 PWM 单元对 PAM 输出电压的谐波进行了有效的补偿，控制精度显著提高。

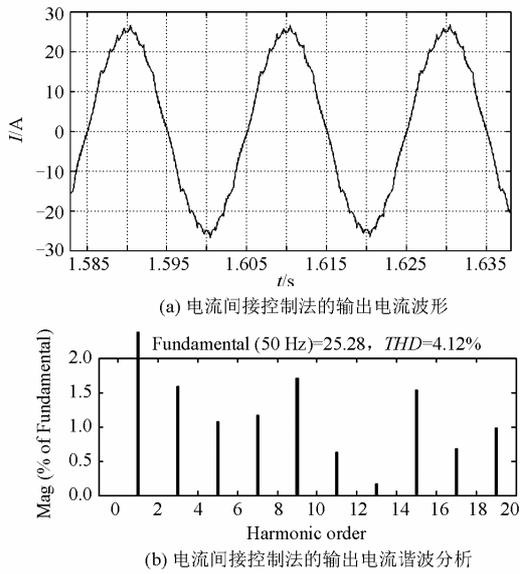


图 10 电流间接控制法的输出电流波形及谐波分析
Fig. 10 Waveform and FFT frequency spectrum of output current of indirect current control method

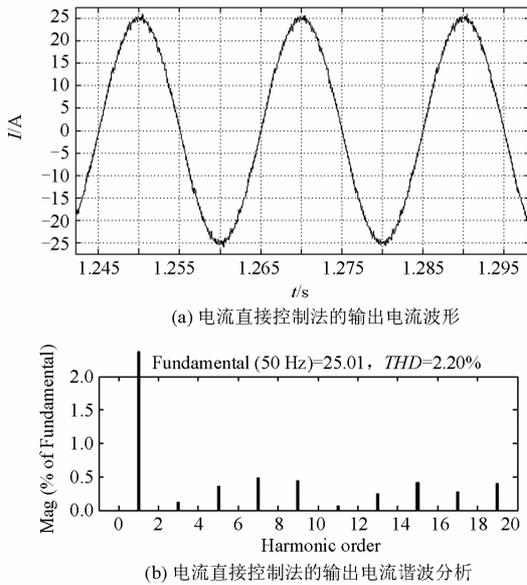


图 11 电流直接控制法的输出电流波形及谐波分析
Fig. 11 Waveform and FFT frequency spectrum of output current of direct current control method

图 12 为无功电流响应图。在 0.5 s 时, 系统接到指令, 无功电流输出由 25 A 突变为 50 A。从图中可知, 采用本文方法, 无功电流从 25 A 到输出 50 A 无功电流, 其响应时间约为 0.002 s, 相比于常规 PAM 间接电流控制约 0.01 s 的响应时间, PWM 单元的电流直接控制法的响应速度优势明显。

图 13 是 PAM 单元直流侧的电压波形, 直流侧

电压随导通角度轮换其幅值也发生变化, 幅值与开关角度的余弦值成正比。经过脉冲轮换后, 在一个轮换周期内, 其平均值相同, 使各 H 桥直流侧平衡。

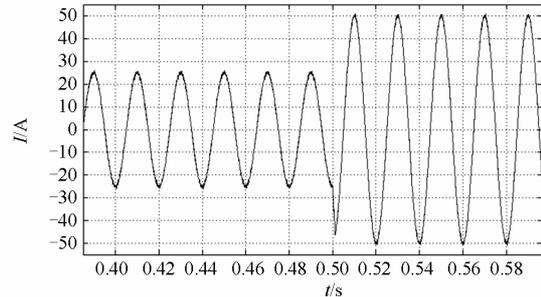


图 12 无功电流响应时间图
Fig. 12 Chart of reactive current response time

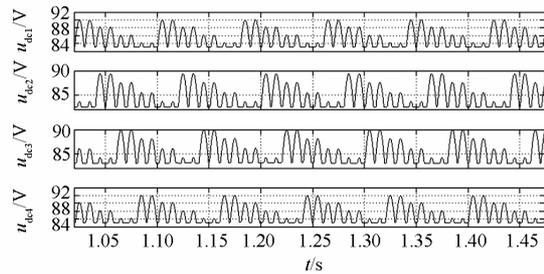


图 13 PAM 单元直流侧电压波形图
Fig. 13 Voltage waveform of the PAM unit DC side

图 14 为 PWM 单元直流侧电压波形, 可见采用电压外环 PI 控制后, 直流侧电压稳定在 100 V, 保证了装置可靠运行, 稳定地输出无功电流。

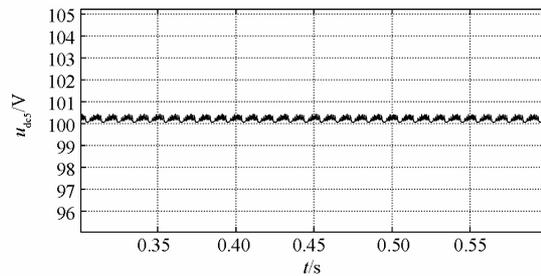


图 14 PWM 单元直流侧电压波形图
Fig. 14 Voltage waveform of the PWM unit DC side

6 结论

本文采用 PAM+PWM 调制策略, PAM 工作在基频频率, 降低了开关损耗, PWM 单元有效地对 PAM 输出阶梯波谐波进行补偿, 降低了输出电流的谐波含量。PAM 单元直流侧采用脉冲轮换策略, 有效地抑制了直流侧电压的不平衡。PWM 单元采用电流直接控制策略, 响应速度快, 控制精度高。仿真

分析验证了本文所提方法的有效性。

参考文献

- [1] ATALIK T, DENIZ M, KOC E. Multi-DSP and FPGA-based fully digital control system for cascaded multilevel converters used in FACTS applications[J]. IEEE Trans on Industrial Informatics, 2012, 8(5): 511-527.
- [2] 李兴源, 魏巍, 王渝红. 坚强智能电网发展技术的研究[J]. 电力系统保护与控制, 2009, 37(17): 1-7.
LI Xing-yuan, WEI Wei, WANG Yu-hong. Study on the development and technology of strong smart grid[J]. Power System Protection and Control, 2009, 37(17): 1-7.
- [3] STERNBERGER R, JOVCIC D. Analytical modeling of a square-wave-controlled cascaded multilevel STATCOM[J]. IEEE Trans on Power Delivery, 2009, 24(4): 2261-2269.
- [4] 陈明明, 姚钢, 周荔丹. 链式 SVG 的基频优化 PAM 方法[J]. 电力系统保护与控制, 2013, 41(7): 129-135.
CHEN Ming-ming, YAO Gang, ZHOU Li-dan. Fundamental frequency optimization PAM method of chain SVG[J]. Power System Protection and Control, 2013, 41(7): 129-135.
- [5] 朱思国, 欧阳红林, 刘鼎. 基于电流滞环控制的 H 桥级联型逆变器新型调制方法[J]. 电工技术学报, 2013, 28(2): 212-218.
ZHU Si-guo, OUYANG Hong-lin, LIU Ding. A new modulation method based on current hysteresis control for cascaded H-bridge inverter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 28(2): 212-218.
- [6] 张颖, 李崇坚, 朱春毅. 三电平 H 桥级联型逆变器[J]. 电工技术学报, 2011, 26(5): 78-82.
ZHANG Ying, LI Chong-jian, ZHU Chun-yi. Three-level H-bridge cascade type multi-level inverter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2011, 26(5): 78-82.
- [7] 戴珂, 徐晨, 丁玉峰. 载波轮换调制在级联 H 桥型 STATCOM 中的应用[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(12): 1-8.
DAI Ke, XU Chen, DING Yu-feng. The applications of carrier rotation modulation on cascaded H-bridges STATCOMs[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(12): 1-8.
- [8] 舒泽亮, 汤坚, 郭育华. 基于空间矢量双滞环策略的 STATCOM 直接电流控制方法[J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(25): 103-107.
SHU Ze-liang, TANG Jian, GUO Yu-hua. A novel direct current control for STATCOM using space vector based double hysteresis scheme[J]. Proceedings of the CSEE, 2007, 27(25): 103-107.
- [9] 雷烈波, 李勇, 胡广振. 高压大容量静止同步补偿器的优化节能运行[J]. 高电压技术, 2013, 39(2): 488-496.
LEI Lie-bo, LI Yong, HU Guang-zhen. Optimized energy-saving operation of high-voltage high-capacity STATCOM[J]. High Voltage Engineering, 2013, 39(2): 488-496.
- [10] FUJII K, DE DONCKER R W. Optimization of soft-switched flying capacitor multi-level converters applied to STATCOMs[C] // 2007 European Conference on Power Electronics and Applications, 2007: 1-10.
- [11] 魏文辉, 刘文华, 滕乐天. 大容量链式 STATCOM 的基频优化 PWM 控制[J]. 清华大学学报: 自然科学版, 2004, 44(10): 1306-1309.
WEI Wen-hui, LIU Wen-hua, TENG Le-tian. Fundamental frequency optimal PWM control for high-powered STATCOM employing cascaded multilevel inverters[J]. J Tsinghua Univ: Sci & Tech, 2004, 44(10): 1306-1309.
- [12] YAZDANI A, SEPAHVAND H, CROW M L. Fault detection and mitigation in multilevel converter STATCOMs[J]. IEEE Industrial Electronics Society, 2011, 58(4): 1307-1315.
- [13] 郑建, 陈劲操. 混合级联逆变器在 STATCOM 中的应用研究[J]. 电力系统保护与控制, 2009, 37(18): 57-61, 73.
ZHENG Jian, CHEN Jin-cai. Study of STATCOM based on hybrid cascaded multilevel inverter[J]. Power System Protection and Control, 2009, 37(18): 57-61, 73.
- [14] SHAMSABAD F S S, MEHDI N, BIGDELI T M. STATCOM control using a PSO-based IP controller[J]. Research Journal of Applied Sciences, Engineering and Technology, 2012, 4(7): 768-774.
- [15] 单琳峰, 王奔, 陈丹. 基于滑模控制理论的 STATCOM 无功补偿控制策略研究[J]. 电力系统保护与控制, 2013, 41(7): 129-135.

- 2010, 38(18): 150-154.
- SHAN Chong-hao, WANG Ben, CHEN Dan. Study of the reactive compensation of STATCOM based on the sliding mode control theory[J]. Power System Protection and Control, 2010, 38(18): 150-154.
- [16] LI Shu-hui, XU Ling, HASKEW T A. Control of VSC-based STATCOM using conventional and direct-current vector control strategies[J]. International Journal of Electrical Power and Energy Systems, 2013, 45(1): 175-186.
- [17] 赵国鹏, 韩民晓, 刘进军. 基于间接电流控制方法下系统稳定性的静止无功发生器参数设计[J]. 电工技术学报, 2012, 27(9): 17-24.
- ZHAO Guo-peng, HAN Min-xiao, LIU Jin-jun. Design of parameters in static synchronous compensator with indirect current control based on the system stability[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2012, 27(9): 17-24.
- [18] ZHAO Wei-ming, WANG Yong, ZHAO Bo. DC voltage control strategy for CHB-STATCOM capacitive-inductive transition[J]. Telkomnika, 2012, 10(7): 1739-1746.
- [19] 李圣清, 徐文祥, 栗伟周. 风电场中级联 STATCOM 直流侧电压控制方法[J]. 电工技术学报, 2013, 28(3): 248-253.
- LI Sheng-qing, XU Wen-xiang, LI Wei-zhou. DC capacitor voltage balancing control for cascade STATCOM in wind farm[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 28(3): 248-253.
- [20] WANG Ke-you, CROW M L. Power system voltage regulation via STATCOM internal nonlinear control[J]. IEEE Trans on Power Systems, 2011, 26(3): 1252-1262.

收稿日期: 2013-07-06; 修回日期: 2013-09-14

作者简介:

隋龙弟(1988-), 男, 硕士研究生, 主要研究方向为单相级联静止无功补偿器; E-mail: suilongdi@sjtu.edu.cn

郑益慧(1971-), 男, 通信作者, 博士, 教授, 主要研究方向为电能质量、智能控制技术在电网中的应用等;

王昕(1972-), 男, 博士, 副教授, 硕士生导师, 研究方向为智能电网, 可再生能源的分布式生产、传输、存储和接入技术。